

Entwicklung und Optimierung dynamischer  
Methoden der Raster-Sonden-Mikroskopie  
zur Charakterisierung von  
Halbleiterstrukturen

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

**DISSERTATION**

vorgelegt von

**Roland Biberger**

M. Eng

aus

**Landshut**

Hamburg, 2012

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Holger Göbel  
Zweiter Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Ignaz Eisele  
Tag der mündlichen Prüfung: 29. Juni 2012

# Abstract

This dissertation addresses a new method of scanning probe microscopy which is called intermittent-contact scanning capacitance microscopy (IC-SCM). IC-SCM is primarily used for qualitative determination of doping profiles on semiconductor samples. This is done by moving an oscillating scanning probe over a two-dimensional area. Simultaneous capacity measurement and signal processing provides an image that shows the contrast between the differently doped regions of a sample.

In this study, the method is presented by way of using silicon semiconductors as an example. It can, however, also be used to analyse a variety of other materials or material combinations. It distinguishes itself from the previously used scanning capacitance microscopy (SCM) in that there is no continuous contact between the probe and the sample. By reducing the lateral forces between scanning probe and sample surface, the spectrum of the materials that are to be analysed can be extended from very soft to ultra hard materials without damaging the sample surface or the scanning probe. In order to gain an accurate understanding, IC-SCM is first modelled and then simulated. Since the resolution of the dopant is crucial in the determination of doping profiles, this is the most important parameter in the simulations. The measurements carried out largely confirm the simulation results. A subsequent detailed measurement study shows the strengths and weaknesses of the process. The established standard SCM serves as a method of comparison.

In addition to two-dimensional imaging, IC-SCM was expanded by a capacitance spectroscopy (IC-SCS). This allows the complete representation of the capacitance voltage behaviour at predetermined points of a sample. In addition, this process can optimise the contrast between differently doped areas and determine the doping type. Finally, the capacitance sensor has been replaced with a current sensor. By measuring the current, a change in capacitance can be identified. In contrast to the capacitance sensor, the current sensor allows the measurement of absolute values, which ultimately permits a quantified statement on the capacity.





# Kurzfassung

Diese Dissertation behandelt eine neuartige Methode der Raster-Sonden-Mikroskopie, die Intermittent-Contact-Scanning-Capacitance-Microscopy (IC-SCM) genannt wird. IC-SCM dient in erster Linie zur qualitativen Bestimmung von Dotierprofilen an Halbleiterproben. Dies geschieht mithilfe einer oszillierenden Rastersonde, die über einen zweidimensionalen Bereich geführt wird. Eine zeitgleich stattfindende Kapazitätsmessung und Signalauswertung liefert ein Bild, das Kontrast zwischen verschiedenen dotierten Gebieten einer Probe zeigt.

Im Rahmen dieser Arbeit wird das Verfahren exemplarisch an Halbleitern aus Silizium vorgestellt. Es lässt sich aber auch eine Vielzahl weiterer Materialien oder Materialkombinationen damit analysieren. Die Methode grenzt sich im Bezug zum bisher genutzten Scanning-Capacitance-Microscopy (SCM) dahingehend ab, dass kein ständiger Kontakt zwischen Messsonde und Probe besteht. Durch die weitgehende Eliminierung der lateralen Kräfte zwischen Rastersonde und Probenoberfläche lässt sich das Spektrum der zu analysierenden Werkstoffe von sehr weichen bis zu ultraharten Materialien erweitern ohne die Probenoberfläche oder die Rastersonde zu schädigen. Zum genauen Verständnis wird IC-SCM zuerst modelliert und anschließend simuliert. Da bei der Bestimmung von Dotierprofilen besonders die Auflösung der Dotierstoffkonzentration entscheidend ist, stellt diese in den Simulationen den wichtigsten Parameter dar. Durchgeführte Messungen bestätigen weitestgehend die Simulationen. Eine anschließende detaillierte messtechnische Untersuchung zeigt die Stärken und Schwächen des Verfahrens auf. Als Vergleichsmethode dient dazu das etablierte Standard-SCM.

Zusätzlich zur zweidimensionalen Bildgebung wurde IC-SCM um eine Kapazitätsspektroskopie (IC-SCS) erweitert. Diese erlaubt die vollständige Darstellung des Kapazitäts-Spannungsverhaltens an vorgegebenen Stellen einer Probe. Darüber hinaus können durch dieses Verfahren eine Optimierung des Kontrastes zwischen verschiedenen dotierten Gebieten sowie eine Bestimmung des Dotiertyps erfolgen.

Abschließend wurde der Kapazitätssensor durch einen Stromsensor ersetzt. Durch die Strommessung kann dabei auf eine Kapazitätsänderung rückgeschlossen werden. Der Stromsensor erlaubt im Gegensatz zum Kapazitätssensor eine Messung von absoluten Größen, was schließlich eine quantifizierte Aussage über die Kapazität ermöglicht.



# Einleitung

Halbleiterbauelemente und die daraus gefertigten integrierten Schaltkreise (ICs) bilden das Grundgerüst sämtlicher elektronischer Geräte. Kriterien, die an diese gestellt werden, sind neben Schnelligkeit und Kompaktheit auch Zuverlässigkeit und Langlebigkeit. Die Kompaktheit der immer leistungsfähigeren Halbleiterbauelemente wird durch die kontinuierliche Strukturverkleinerung sichergestellt. Für die Fehleranalyse und Qualitätssicherung dieser kleinen Strukturgrößen sind angepasste und ständig weiterentwickelte Methoden sowie eine spezielle Ausrüstung erforderlich. Die Konkurrenz zwischen den verschiedenen Herstellern und der hohe Preisdruck erfordern es zudem, die Ausgaben für Analysen an Halbleiterstrukturen so niedrig wie möglich zu halten.

Eine wichtige Untersuchung besteht in der Bestimmung der Dotierprofile dieser Halbleiterstrukturen. Die Kenntnis über die Konzentration und den exakten Ort der Dotierung erlaubt die Bestimmung von Fehldotierungen oder das Auffinden von Defekten. Für die Ermittlung der absoluten Dotierstoffkonzentration hat sich die Secondary-Ion-Mass-Spectroscopy (SIMS) etabliert. Diese Methode stellt jedoch wegen der fortschreitenden Strukturverkleinerung keine ausreichende laterale Auflösung mehr zur Verfügung, außerdem ist die Probenpräparation sehr kompliziert und zeitaufwändig. Deshalb werden verstärkt Methoden der Raster-Sonden-Mikroskopie eingesetzt. Erst die kapazitiven Messverfahren des Raster-Sonden-Mikroskops ermöglichen es, Dotierprofile selbst sehr kleiner Strukturen in hinreichend genauer lateraler Auflösung darzustellen, was die exakte Lokalisierung von Fehlstellen erlaubt. Den Grundstein für das Raster-Sonden-Mikroskop legten dabei Heinrich Rohrer und Gerd Binnig im Jahre 1981 mit dem Raster-Tunnel-Mikroskop. Dieses wurde später zum Raster-Sonden-Mikroskop erweitert und es konnten vielfältige Messmethoden dazu entwickelt werden. Im Gegensatz zum Raster-Elektronen-Mikroskop, bei dem für die Abrasterung der Probe ein Elektronenstrahl verwendet wird, benutzt das Raster-Sonden-Mikroskop eine mechanische Rastersonde.

Problematisch beim Raster-Sonden-Mikroskop ist der ständige Kontakt zwischen Rastersonde und Probe, welcher bis dato beim Messverfahren zur Erstellung von Dotierprofilen erforderlich war. Durch die Bewegung der Rastersonde entsteht zum einen ein Verschleiß an der Rastersonde selbst, zum anderen wird ständig Material von der Probe abgetragen, was wiederholte Messungen zur Verifizierung erschwert. Des Weiteren verursacht der Verschleiß der Rastersonde einen enormen Kosten- und Zeitaufwand.

Das Raster-Sonden-Mikroskop ermöglicht jedoch auch Betriebsarten, die keinen ständigen Kontakt zwischen Rastersonde und Probe aufweisen. Diese dienen derzeit überwiegend zur Aufnahme der Probentopografie. Aus dem intermittierenden Kontakt zwischen Rastersonde und Probe resultiert ein deutlich reduzierter Verschleiß an der Rastersonde. Elektrische Messungen, zu denen auch die Erstellung von Dotierprofilen zählt, sind jedoch in diesen Betriebsarten bis dato nur schwer durchzuführen. Ziel dieser Arbeit ist es, auf Basis der nahezu berührungslosen Betriebsarten, eine Methode zu entwickeln, mit der Dotierprofile in ausreichender Genauigkeit und Auflösung, möglichst verschleißfrei und mit zuverlässigen Ergebnissen gemessen werden können.

Im **1. Kapitel** der vorliegenden Arbeit werden die zum Verständnis notwendigen Grundlagen erläutert sowie bisher etablierte Verfahren zur Bestimmung von Dotierprofilen aufgezeigt. Das **2. Kapitel** geht detailliert auf die genauen Ziele dieser Arbeit ein, während im **3. Kapitel** der dafür verwendete Betriebsmodus des Raster-Sonden-Mikroskops untersucht wird. Die erarbeiteten theoretischen Grundlagen mit den durchgeführten Simulationen und Berechnungen zum neuen Verfahren befinden sich in **Kapitel 4**. Im **5. Kapitel** folgt schließlich die Beschreibungen der verwendeten und entwickelten Messtechnik und den durchgeführten Messungen zum neuen Verfahren. Das **6. Kapitel** behandelt eine Spektroskopiemethodik, die auf IC-SCM aufbaut. **Kapitel 7** geht auf eine weitere Art der Kapazitätsbestimmung ein. Diese beruht auf einer Strommessung, die es erlaubt, einen Kapazitätswert zu berechnen.

Das **8. Kapitel** fasst schließlich die in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse zusammen und stellt nochmals die Vor- und Nachteile des neuen Verfahrens dar. Weiterhin wird ein Anstoß für zukünftige Arbeiten gegeben.

## Danksagung

Diese Arbeit entstand an der Fakultät Elektro- und Medientechnik der Hochschule Deggendorf im Rahmen eines Forschungsprojekts des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF). Mein besonderer Dank gilt dabei zum einen Herrn Prof. Dr.-Ing. Günther Benstetter, der dieses Projekt ins Leben gerufen und mich stets bei meiner Tätigkeit unterstützt hat.

Weiterhin möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Holger Göbel für die wissenschaftliche Betreuung und die regen Diskussionen einen ganz besonderen Dank aussprechen. Prof. Göbel ermöglichte mir die Promotion an der Helmut-Schmidt-Universität Hamburg. In diesem Sinne danke ich auch Herrn Prof. Dr. rer. nat. Ignaz Eisele für die Prüfung meiner Arbeit.

Dank gilt auch meinen Kollegen in Deggendorf. Insbesondere für seine Unterstützung bei den Simulationen möchte ich Herrn Klaus Eller erwähnen. Für die weitere Unterstützung danke ich Herrn Prof. Dr. Werner Frammelsberger, Herrn Alexander Hofer, Herrn Tobias Berthold, Herrn Edgar Lodermeier und Herrn Heiko Ranzinger.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abstract</b>	<b>III</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>V</b>
<b>Einleitung</b>	<b>VII</b>
<b>Danksagung</b>	<b>VIII</b>
<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>3</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>8</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>9</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>11</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>13</b>
<b>1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik</b>	<b>15</b>
1.1. MOS-Struktur . . . . .	16
1.1.1. Bänderdiagramm und elektrische Zustände . . . . .	16
1.1.2. Grundgleichungen der MOS-Struktur . . . . .	18
1.1.3. Flachbandspannung . . . . .	19
1.1.4. Verhalten bei niedrigen Frequenzen . . . . .	20
1.1.5. Verhalten bei hohen Frequenzen . . . . .	20
1.2. Funktionsweise des Raster-Sonden-Mikroskops . . . . .	21
1.2.1. Betriebsarten . . . . .	23
1.2.2. Kraft-Abstandskurve . . . . .	25
1.3. Rastersonden . . . . .	26
1.3.1. Charakteristik verschiedener Rastersonden . . . . .	27
1.3.2. Messfehler durch Geometrieeffekte . . . . .	28
1.4. Probenpräparation . . . . .	29
1.5. Scanning-Capacitance-Microscopy (SCM) . . . . .	30
1.5.1. Streukapazitäten . . . . .	32
1.5.2. Kapazitätssensor . . . . .	32
1.5.3. Lock-In-Verstärkertechnik . . . . .	35
1.5.4. Parameter der SCM-Messung . . . . .	39
1.5.5. SCM-Betriebsmodi und Signale . . . . .	40
1.5.6. Quantifizierung der SCM-Messung . . . . .	41
1.5.7. Ortsauflösung und Auflösung der Dotierstoffkonzentration . . . . .	42
1.6. Scanning-Capacitance-Spectroscopy (SCS) . . . . .	42

1.7. Differential-Scanning-Capacitance-Spectroscopy (DSCS) . . . . .	44
1.8. Scanning-Spreading-Resistance-Microscopy (SSRM) . . . . .	45
<b>2. Ziele dieser Arbeit</b>	<b>49</b>
<b>3. Detaillierte Betrachtung des Intermittent-Contact-Modus</b>	<b>51</b>
3.1. Anregungssignal . . . . .	52
3.2. Zeitlicher Schwingungsverlauf . . . . .	52
3.3. Schwingungsamplitude . . . . .	53
<b>4. Modellbeschreibung und Simulationen</b>	<b>57</b>
4.1. Modellbeschreibung . . . . .	57
4.2. FEM-Modellierung und Simulation . . . . .	59
4.2.1. MOS-Kapazität . . . . .	60
4.2.2. Simulation der oszillierenden Rastersonde . . . . .	61
4.2.3. Einfluss der Topografie auf den C(U)-Verlauf . . . . .	66
4.3. Einfluss der mechanischen Schwingungsamplitude . . . . .	66
4.4. Einfluss der Biasspannung . . . . .	68
4.5. Verschiebestromverfahren . . . . .	72
4.5.1. Grundprinzip . . . . .	72
4.5.2. Simulationen . . . . .	72
4.5.3. Zusammenfassung . . . . .	78
<b>5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus</b>	<b>81</b>
5.1. Messtechnik . . . . .	82
5.1.1. Anforderungen . . . . .	82
5.1.2. Kapazitätssensor . . . . .	83
5.1.3. Lock-In-Parameter . . . . .	83
5.2. Streukapazitäten . . . . .	84
5.2.1. Statische Streukapazitäten . . . . .	84
5.2.2. Zeitlich abhängige Streukapazitäten . . . . .	85
5.3. Kapazitätsmessung . . . . .	85
5.4. Funktionsnachweis . . . . .	87
5.5. Amplitudensignal und höhere Harmonische . . . . .	88
5.6. Phasensignal . . . . .	91
5.7. Abstimmung des Kapazitätssensors . . . . .	95
5.8. Vergleichsmessungen mit Kontakt-SCM . . . . .	96
5.8.1. Darstellung der Dotierstoffkonzentration . . . . .	97
5.8.2. Anwendung auf Proben nach Lift-Off-Präparation . . . . .	98
5.9. Darstellung von Materialkontrasten . . . . .	102
5.10. Einfluss der mechanischen Oszillation der Rastersonde . . . . .	103
5.10.1. Signal-Rausch-Verhältnis . . . . .	104
5.10.2. Dotierungsauflösung . . . . .	104
5.10.3. Offsetabstand . . . . .	106
5.10.4. Schwingung des Cantilevers . . . . .	107
5.10.5. Variierende Schwingungsamplituden während des Zeilenscans . . . . .	109
5.11. Evaluierung verschiedener Rastersonden . . . . .	111
5.12. Wechselwirkung zwischen Rastersonde und Proben-Topografie . . . . .	116

<b>6. Biasspannung und Spektroskopie</b>	<b>121</b>
6.1. Auswirkung der Biasspannung . . . . .	121
6.2. Spektroskopie . . . . .	124
6.3. Erhöhung der Auflösung durch Biasspannung . . . . .	126
6.4. Bestimmung des Dotiertyps . . . . .	128
6.5. Identifizierung dotierter Gebiete mithilfe der Spannungsabhängigkeit . . .	132
<b>7. Kapazitätsbestimmung durch Strommessung</b>	<b>135</b>
7.1. Messeinrichtung . . . . .	135
7.1.1. Rauschanalyse . . . . .	138
7.2. IC-Modus . . . . .	138
7.2.1. Parameterwahl . . . . .	138
7.2.2. Darstellung der Dotierstoffkonzentration . . . . .	139
7.2.3. Umrechnung in eine Kapazität . . . . .	140
7.2.4. Einfluss der Schwingungsamplitude . . . . .	143
7.3. Kontaktmodus . . . . .	144
<b>8. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>145</b>
<b>A. Berechnung des Frequenzverhaltens vom DCCS</b>	<b>147</b>
<b>B. Berechnung des SNR vom DCCS</b>	<b>149</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>160</b>





# Abbildungsverzeichnis

1.1.	Aufbau der MOS-Struktur . . . . .	17
1.2.	Bänderdiagramme unterschiedlicher Zustände einer MOS-Struktur . . . . .	18
1.3.	C(U)-Verhalten der MOS-Kapazität bei verschiedenen Oxiddicken . . . . .	21
1.4.	Laserstrahl und Detektor beim Raster-Sonden-Mikroskop . . . . .	21
1.5.	Bezeichnung der Scanachsen beim Raster-Sonden-Mikroskop . . . . .	22
1.6.	Betriebsarten des Raster-Sonden-Mikroskops . . . . .	23
1.7.	Blockdiagramm Kontaktmodus . . . . .	24
1.8.	Blockdiagramm Intermittent-Contact-Modus . . . . .	25
1.9.	Kraft-Abstandsdiagramm zwischen Rastersonde und Probe . . . . .	26
1.10.	Rastersonde auf Cantilever . . . . .	26
1.11.	REM-Aufnahme einer PPP-EFM und einer CDT-FMR Rastersonde . . . . .	28
1.12.	Beispiel für Dilatation der Rastersonde mit der Oberfläche . . . . .	29
1.13.	SCM-Messung an einem MOS-Transistor . . . . .	30
1.14.	Prinzipschaltbild Kontakt-SCM . . . . .	31
1.15.	Funktionserklärung von SCM anhand der C(U)-Kurve . . . . .	31
1.16.	Streukapazitäten bei SCM . . . . .	32
1.17.	Elektrisches Schaltbild des Kapazitätssensors mit Komponenten des SCM . . . . .	33
1.18.	Vereinfachtes Schaltbild des RLC-Reihenschwingkreises im Kapazitätssensor . . . . .	34
1.19.	Amplitudengang RLC-Reihenschwingkreis . . . . .	35
1.20.	Typisches Anwendungsbeispiel für Lock-In-Verstärker . . . . .	36
1.21.	Aufbau einphasiger Lock-In-Verstärker . . . . .	36
1.22.	Ausgangssignal des einphasigen Lock-In-Verstärkers in Abhängigkeit von der Phasendifferenz . . . . .	37
1.23.	Aufbau Zweiphasen-Lock-In-Verstärker . . . . .	38
1.24.	Ausgangsspannung des Kapazitätssensors zur Bestimmung des optimalen Arbeitspunktes . . . . .	40
1.25.	Vergleich von SCM-Signalen . . . . .	41
1.26.	Prinzipschaltbild Scanning-Capacitance-Spectroscopy . . . . .	43
1.27.	Beispiel einer SCS-Messung . . . . .	43
1.28.	Prinzipschaltbild Differential-Scanning-Capacitance-Spectroscopy . . . . .	44
1.29.	Beispiel einer DSCS-Messung . . . . .	45
1.30.	Rastersonden-Probenkontakt bei SSRM . . . . .	46
1.31.	Ersatzschaltbild des Gesamtwiderstands bei SSRM . . . . .	46
2.1.	Verschleiß an einer PPP-EFM Rastersonde . . . . .	49
3.1.	System Piezo-Cantilever-Detektor mit oszillierender Rastersonde . . . . .	51
3.2.	Schwingungsamplitude der Rastersonde in Abhängigkeit von der Anre- gungsfrequenz . . . . .	53
3.3.	Darstellung der Ausgangsspannung des Detektors für vertikale Ablenkung . . . . .	54

3.4.	Diagramm zur Berechnung des Umrechnungsfaktors $\gamma_{osc}$ . . . . .	55
4.1.	Schaltbild der Kapazitäten bei IC-SCM . . . . .	58
4.2.	Verwendetes Simulationsmodell mit Maßangaben . . . . .	60
4.3.	Simulierte C(U)-Verläufe mit Dotierstoffkonzentration als Parameter . . . . .	61
4.4.	MOS-Kapazität bei $U_{Bias} = 0$ V für p- und n-Dotierung . . . . .	62
4.5.	Vergleich des C(U)-Verlaufs für verschiedene Abstände . . . . .	62
4.6.	Simulierter und analytischer Kapazitätsverlauf . . . . .	64
4.7.	Amplitude der einzelnen Spektralanteile mit Dotierstoffkonzentration als Parameter . . . . .	65
4.8.	Schematische Darstellung des modifizierten Simulationsmodells mit der Topografieänderung . . . . .	66
4.9.	Vergleich C(U)-Verläufe auf Erhöhung und Substrat . . . . .	67
4.10.	Verlauf der Kapazität in Abhängigkeit von der Phase mit verschiedenen Schwingungsamplituden als Parameter . . . . .	67
4.11.	Signalamplituden in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude mit Signaländerung . . . . .	68
4.12.	Vergleich C(U)-Verlauf der MOS-Kapazität und der Amplitude der Grundschwingung für zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen . . . . .	69
4.13.	Prozentualer Unterschied zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen in Abhängigkeit von der Spannung . . . . .	71
4.14.	Gesamtsystem zur Messung des Verschiebestroms . . . . .	72
4.15.	Modell des Verschiebestromverfahrens im IC-Modus . . . . .	73
4.16.	Zeitlicher Verlauf des Verschiebestroms und zugehörige Spektralanteile . . . . .	74
4.17.	Abhängigkeit des Verschiebestroms von der Oszillationsfrequenz . . . . .	75
4.18.	Verschiebestrom in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude und Signaländerung . . . . .	76
4.19.	Modell des Verschiebestromverfahrens im Kontaktmodus . . . . .	77
4.20.	Zeitlicher Verlauf des Verschiebestroms im Kontaktmodus und Abhängigkeit von der Dotierstoffkonzentration . . . . .	78
4.21.	Verschiebestrom in Abhängigkeit von der angelegten Wechselspannung und deren Frequenz . . . . .	79
5.1.	Prinzipschaltbild IC-SCM . . . . .	82
5.2.	Auftretende Streukapazitäten bei IC-SCM . . . . .	85
5.3.	IC-SCM-Funktionsnachweis an einer Probe nach Lift-Off-Präparation . . . . .	87
5.4.	IC-SCM-Funktionsnachweis an einer Probe in Cross-Section . . . . .	88
5.5.	Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals in Abhängigkeit vom Spektralanteil . . . . .	89
5.6.	Signal-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit vom Spektralanteil . . . . .	90
5.7.	Zweidimensionale Darstellung des IC-SCM-Amplitudensignals der Grundschwingung und drei weiterer Harmonischer mit Topografie der Probe . . . . .	90
5.8.	IC-SCM-Phasensignal in Abhängigkeit vom IC-Phasensignal für vier Spektralanteile . . . . .	92
5.9.	Darstellung der verschiedenen Phasensignale an einer Probe nach Lift-Off-Präparation . . . . .	94
5.10.	Diagramm zur Abstimmung des Kapazitätssensors . . . . .	96
5.11.	Aufbau der treppenförmig dotierten Testprobe . . . . .	97

5.12. IC-SCM-Amplitudensignal im Vergleich zum Kontakt-SCM-Amplitudensignal . . . . .	98
5.13. Vergleichsmessung an einer SRAM-Probe (1) . . . . .	99
5.14. Vergleichsmessung an einer SRAM-Probe (2) . . . . .	100
5.15. Vergleichsmessung auf Probe nach Lift-Off-Präparation . . . . .	100
5.16. Vergleichsmessung auf Probe mit hoher Oxiddicke . . . . .	101
5.17. Beispiel zur Darstellung von Materialkontrasten . . . . .	102
5.18. IC-SCM-Aufnahme und Kontakt-SCM-Aufnahme eines STI-Grabens auf einer Probe nach Lift-Off-Präparation . . . . .	103
5.19. IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschiwingung und SNR in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude . . . . .	105
5.20. IC-SCM-Amplitudensignal in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude für drei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen . . . . .	106
5.21. IC-SCM-Amplitudensignal, Signaländerung und SNR in Abhängigkeit vom Offsetabstand . . . . .	108
5.22. Cantilever auf Probe mit Abständen, modifizierte Rastersonde . . . . .	109
5.23. IC-SCM-Aufnahme verfälscht durch nicht konstante Schwingungsamplitude	110
5.24. Verhalten der IC-SCM-Amplitude bei verschiedenen Scangeschwindigkeiten	111
5.25. Vergleich verschiedener Rastersonden . . . . .	113
5.26. Zweidimensionale Messung mit verschiedenen Rastersonden auf Testprobe .	114
5.27. Auswertung der verschiedenen Rastersonden in Bezug auf Signaländerung und Signal-Rausch-Verhältnis . . . . .	115
5.28. Aufbau der Testproben zur Untersuchung von Topografieeffekten . . . . .	116
5.29. Topografieeffekte bei verschiedenen Stufenhöhen . . . . .	117
5.30. Topografieeinfluss in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude . . . . .	119
6.1. Einfluss der Biasspannung auf die Schwingungsamplitude und auf das IC-SCM-Amplitudensignal . . . . .	122
6.2. Relative Änderung der Schwingungsamplitude bei ausgeschalteter z-Regelung	123
6.3. Aufbau Spektroskopie im IC-Modus am RSM . . . . .	124
6.4. IC-SCS-Messung an drei verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen . . . . .	125
6.5. IC-SCM-Amplitudensignal in Abhängigkeit von der Biasspannung und Signaländerung . . . . .	127
6.6. Signal-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit von der Biasspannung . . . . .	128
6.7. Messung des IC-SCM-Amplitudensignals für zwei Dotierungen unterschiedlichen Typs bei eingeschalteter z-Regelung . . . . .	129
6.8. 1. Beispiel: Zweidimensionale IC-SCM-Aufnahme zur Bestimmung des Dotiertyps . . . . .	131
6.9. 2. Beispiel: Zweidimensionale IC-SCM-Aufnahme zur Bestimmung des Dotiertyps . . . . .	131
6.10. Messung des IC-SCM-Amplitudensignals in Abhängigkeit von der Biasspannung an zwei identisch dotierten Gebieten aus Polysilizium . . . . .	132
7.1. Schaltbild des DCCS realisiert durch Operationsverstärker . . . . .	136
7.2. Messung des Verschiebestroms auf Treppenprofil . . . . .	140
7.3. Einfluss der Schwingungsamplitude auf den Verschiebestrom . . . . .	143
A.1. Verhältnis von Ausgangsspannung des DCCS zu Verschiebestrom . . . . .	148



# Tabellenverzeichnis

1.1. Maßangaben verschiedener Rastersonden . . . . .	28
1.2. Beschreibung der Einzelkomponenten des Kapazitätssensors . . . . .	33
1.3. Teilwiderstände bei SSRM . . . . .	47
4.1. Beschreibung der Kapazitäten bei IC-SCM . . . . .	58
4.2. Größen beim Verschiebestromverfahren . . . . .	72
4.3. Verwendete Parameterwerte zur Simulation des Verschiebestroms im IC- Modus . . . . .	73
5.1. Auswertung der Phasenwerte an einer Teststruktur . . . . .	94
6.1. Berechnung der Signalunterschiede zur Bestimmung des Dotiertyps . . . . .	130
7.1. Beschreibung der verwendeten Größen vom DCCS . . . . .	136
7.2. Messwerte des Verschiebestroms bei verschiedenen Schwingungsamplituden	142
7.3. Berechnete Kapazitätswerte aus Verschiebestrommessung . . . . .	142
B.1. Parameterwerte zur Berechnung des SNR beim DCCS . . . . .	149



# Symbolverzeichnis

## Formelzeichen

Name	Bedeutung	Einheit
$A$	Fläche (allgemein)	$\text{m}^2$
$A_{\text{eff}}$	effektive Fläche der Rastersonde	$\text{m}^2$
$a_n$	Realteil des Spektralanteils	
$A_n$	Amplitude des Spektralanteils	
$b_{\text{Cantilever}}$	Breite des Cantilevers	$\text{m}$
$b_n$	Imaginärteil des Spektralanteils	
$B_W$	Bandbreite	$\text{Hz}$
$C_{\text{FB}}$	parasitäre Streukapazität von $R_{\text{FB}}$	$\text{F}$
$C_{\text{ges},n}$	gesamte Kapazität eines Spektralanteils	$\text{F}$
$C_{\text{IC}}(t)$	zeitveränderliche Kapazität im IC-Modus	$\text{F}$
$C_{\text{IC},n}$	Spektralkomponente von $C_{\text{IC}}(t)$	$\text{F}$
$C_{\text{MOS}}$	Kapazität der MOS-Struktur	$\text{F}$
$C_{\text{osc}}$	Oszillationskapazität	$\text{F}$
$C_{\text{ox}}$	Oxidkapazität	$\text{F}$
$C_{\text{Stray}}$	statische Streukapazität	$\text{F}$
$C_{\text{Stray,noise}}$	dynamische Streukapazität	$\text{F}$
$C_{\text{sub}}$	Substratkapazität	$\text{F}$
$C_{\text{Sum}}$	Summe der Kapazitäten im RLC-Reihenschwingkreis	$\text{F}$
$\hat{d}$	Schwingungsamplitude	$\text{m}$
$d$	Abstand Rastersonde-Probenoberfläche	$\text{m}$
$d_{\text{Cantilever}}$	Dicke des Cantilevers	$\text{m}$
$d_{\text{Off}}$	Offsetabstand Rastersonde-Probe	$\text{m}$
$d_{\text{ox}}$	Dicke der Oxidschicht	$\text{m}$
$f_{\text{AC}}$	Frequenz der AC-Spannung bei SCM	$\text{Hz}$
$f_{\text{Kap}}$	Oszillatorfrequenz des Kapazitätssensors	$\text{Hz}$
$f_{\text{Tip}}$	Oszillationsfrequenz der Rastersonde	$\text{Hz}$
$h_{\text{Spitze}}$	Höhe der Spitze von der Rastersonde	$\text{m}$
$I_{\text{B-}}$	Strom in den inv. Eingang des OP	$\text{A}$
IC	Pegel des IC-SCM-Amplitudensignals	
$i_{\text{VS}}(t)$	Verschiebestrom	$\text{A}$
$I_{\text{VS},n}$	Spektralkomponente von $i_{\text{VS}}(t)$	$\text{A}$
$k_{\text{Tip}}$	Federkonstante der Rastersonde	$\text{N/m}$
$l_{\text{Cantilever}}$	Länge des Cantilevers	$\text{m}$
$L_{\text{D}}$	intrinsische Debye-Länge	$\text{m}$
$n$	Grad des Spektralanteils	
$N_{\text{A}}$	Akzeptordichte	$\text{m}^{-3}$
$N_{\text{D}}$	Donatordichte	$\text{m}^{-3}$
$n_{\text{p}}$	Minoritätsträgerdichte des p-Halbleiters	$\text{m}^{-3}$

## Symbolverzeichnis

Name	Bedeutung	Einheit
$n_{p0}$	Minoritätsträgerdichte des p-Halbleiters im TGG	$m^{-3}$
$p_p$	Majoritätsträgerdichte des p-Halbleiters	$m^{-3}$
$p_{p0}$	Majoritätsträgerdichte des p-Halbleiters im TGG	$m^{-3}$
$R_{FB}$	Rückkopplungswiderstand	$\Omega$
$T$	Temperatur	K
$U_{AC}$	AC-Spannung für SCM	V
$U_{Bias}$	Biasspannung (DC)	V
$U_C$	Spannung am Kondensator	V
$u_{DCCS}$	Ausgangsspannung des DCCS	V
$U_{FB}$	Flachbandspannung	V
$U_{GB}$	Spannung zwischen Gate und Bulk	V
$U_{ges,n}$	korrespondierende Spannung zur Kapazität $C_{ges,n}$	V
$U_{Kap}$	Ausgangsspannung des Kapazitätssensors	V
$U_{no,I}$	Rauschspannung des OP am inv. Eingang	V
$U_{no,R}$	Rauschspannung an einem Widerstand	V
$U_{Off}$	DC-Offsetspannung des Kapazitätssensors	V
$U_{Piezo}$	Anregungsspannung des IC-Piezokristalls	V
$U_{Sensor,noise}$	Eigenrauschspannung des Kapazitätssensors	V
$U_{Stray,noise}$	Spannungskomponente gebildet von $C_{Stray,noise}$	V
$U_{vert}$	Ausgangsspannung des Detektors für vertikale Ablenkung	V
$W_{FM}$	Fermienergieniveau des Metalls	eV
$W_{FS}$	Fermienergieniveau des Siliziums	eV
$W_i$	intrinsisches Energieniveau	eV
$z$	Längenänderung des z-Piezos	m
$Z_{FB}$	Rückkopplungsimpedanz	$\Omega$
$\gamma_{Kap}$	Spannungs-Kapazitätsfaktor des Kapazitätssensors	V/F
$\gamma_{osc}$	Umrechnungsfaktor Schwingungsamplitude-Spannung	m/V
$\Gamma$	dimensionsloses elektrisches Feld	
$\psi_p$	elektrisches Potenzial im p-Halbleiter	V
$\psi_S$	elektrisches Oberflächenpotenzial	V
$\rho$	Raumladungsdichte	As/m <sup>3</sup>
$\tau_{LockIn}$	Zeitkonstante des Lock-In-Ausgangsfilters	s
$\varphi_{IC}$	IC-Phasensignal	°
$\varphi_{ICSCM,n}$	IC-SCM-Phasensignal	°
$\varphi_{Off}$	Offsetwert der Phase	°
$\phi$	Phase der Bewegung der Rastersonde	°

## Physikalische Konstanten

Name	Bedeutung	Wert bei $T = 300$ K
$k$	Boltzmann-Konstante	$1,381 \times 10^{-23}$ J/K
$q$	Elementarladung	$1,602 \times 10^{-19}$ As
$\epsilon_0$	elektrische Feldkonstante	$8,854 \times 10^{-12}$ As/Vm
$\epsilon_{ox}$	relative Permittivität von Siliziumoxid	3,9
$\epsilon_{sil}$	relative Permittivität von Silizium	11,9



# Abkürzungsverzeichnis

2D	Zweidimensional
AC	<u>A</u> lternating- <u>C</u> urrent
CVD	<u>C</u> hemical- <u>V</u> apour- <u>D</u> eposition
DC	<u>D</u> irect- <u>C</u> urrent
DCCS	<u>D</u> isplacement- <u>C</u> urrent- <u>C</u> apacitance- <u>S</u> ensor
DR	<u>D</u> ynamische- <u>R</u> eserve
DSCS	<u>D</u> ifferential- <u>S</u> canning- <u>C</u> apacitance- <u>S</u> pectroscopy
DUT	<u>D</u> evice- <u>u</u> nder- <u>T</u> est
FFT	<u>F</u> ast- <u>F</u> ourier- <u>T</u> ransformation
GBW	<u>G</u> ain- <u>B</u> and- <u>W</u> idth
HF	<u>H</u> ochfrequenz
IC	<u>I</u> ntermittent- <u>C</u> ontact
RK	<u>R</u> esonanzkreiskurve
NC	<u>N</u> on- <u>C</u> ontact
MOS	<u>M</u> etall- <u>O</u> xid- <u>S</u> emiconductor
OP	<u>O</u> perationsverstärker
PVD	<u>P</u> hysical- <u>V</u> apour- <u>D</u> eposition
REM	<u>R</u> aster- <u>E</u> lektronen- <u>M</u> ikroskop
RMS	<u>R</u> oot- <u>M</u> ean- <u>S</u> quare
RSM	<u>R</u> aster- <u>S</u> onden- <u>M</u> ikroskop
SCM	<u>S</u> canning- <u>C</u> apacitance- <u>M</u> icroscopy
SCS	<u>S</u> canning- <u>C</u> apacitance- <u>S</u> pectroscopy
SNR	<u>S</u> ignal-to- <u>N</u> oise- <u>R</u> atio
SR	<u>S</u> lew- <u>R</u> ate
SRAM	<u>S</u> ynchronous- <u>R</u> andom- <u>A</u> ccess- <u>M</u> emory
SSRM	<u>S</u> canning- <u>S</u> preading- <u>R</u> esistance- <u>M</u> icroscopy
STI	<u>S</u> hallow- <u>T</u> rench- <u>I</u> solation
TGG	<u>T</u> hermodynamisches- <u>G</u> leichgewicht



# 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

Das folgende Kapitel behandelt die technischen und physikalischen Grundlagen, die zum Verständnis der in dieser Arbeit beschriebenen Messmethode erforderlich sind und gibt einen Überblick über den aktuellen Stand der Technik auf diesem Arbeitsgebiet.

Das Raster-Sonden-Mikroskop hat seinen Ursprung im Raster-Tunnel-Mikroskop[1], das es erstmals ermöglichte, Oberflächen leitfähiger Proben dreidimensional in atomarer Auflösung darzustellen[2]. Dieses wurde 1981 von Heinrich Rohrer und Gerd Binnig, die am IBM-Forschungszentrum in Rüschlikon bei Zürich tätig waren, erfunden. Beide erhielten für diese Erfindung fünf Jahre später den Nobelpreis für Physik. Beim Raster-Tunnel-Mikroskop (engl. Scanning-Tunneling-Microscope, kurz STM) bewegt sich eine elektrisch leitfähige Rastersonde linienhaft – in sehr geringem Abstand von weniger als einem Nanometer – über ein ebenfalls elektrisch leitfähiges Untersuchungsobjekt. Bei angelegter Spannung zwischen Messspitze und Objekt fließt ein abstandsabhängiger, messbarer Tunnelstrom. Dieser Tunnelstrom wird durch eine Regelung des Abstandes zwischen Probe und Messspitze konstant gehalten. Aus diesem Abstandswert kann schließlich die Oberflächenstruktur der Probe rekonstruiert werden.

Auf dem Raster-Tunnel-Mikroskop aufbauend, entwickelte Binnig 1986 das Raster-Sonden-Mikroskop (auch Raster-Kraft-Mikroskop, engl. Atomic-Force-Microscope, kurz AFM). Das Raster-Sonden-Mikroskop benötigt im Gegensatz zum Raster-Tunnel-Mikroskop als Messumgebung kein Vakuum und die Topografiemessung kann auch mit nicht leitfähigen Proben durchgeführt werden. Es wurden bereits zu Beginn der Entwicklung atomare Kräfte bis in den  $\mu\text{N}$ -Bereich abgebildet. Da hierbei eine rein mechanische Wechselwirkung zwischen Rastersonde und Probe bestand, ließen sich Messungen unabhängig von der elektrischen Leitfähigkeit der Rastersonde durchführen. Für das Raster-Sonden-Mikroskop wurden im Laufe der Zeit viele modifizierte Methoden entwickelt, mit denen sich nicht nur die mechanischen Eigenschaften wie z.B. Oberflächentopografie und Oberflächenhärte, sondern auch elektrische oder magnetische Größen messen lassen.

Zu den bereits genannten elektrischen Messverfahren des Raster-Sonden-Mikroskops zählen beispielsweise Methoden zur Bestimmung der Dotierung von Halbleiterproben oder zur Darstellung von Verläufen des elektrischen Potenzials entlang der Probenoberfläche.

Bei der Bestimmung von Dotierstoffverläufen in Halbleiterproben wird in der Regel auf kapazitive Messverfahren zurückgegriffen. Dies resultiert aus der Tatsache, dass die metallische Rastersondenspitze, die zu untersuchende Halbleiterstruktur sowie eine dünne Oxidschicht auf der Halbleiteroberfläche eine so genannte MOS-Struktur bilden. Da die physikalischen Eigenschaften der MOS-Struktur von zentraler Bedeutung für die Funktionsweise der in dieser Arbeit beschriebenen Messverfahren sind, wird in Abschnitt 1.1 ein Überblick der Grundlagen der MOS-Struktur gegeben.

Des Weiteren werden nähere Details, die genaue Funktionsweise und die verschiedenen Betriebsarten des Raster-Sonden-Mikroskops in Abschnitt 1.2 erklärt. Die für die Messun-

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

gen während dieser Arbeit verwendeten Rastersonden erläutert Abschnitt 1.3. Anschließend folgt eine kurze Einführung in die Methoden der Raster-Sonden-Mikroskopie, die bisher zur Bestimmung von Dotierungsprofilen angewendet werden. Speziell wird dabei auf die bis dato häufig eingesetzte Methode „Scanning-Capacitance-Microscopy“ (SCM) und deren Derivate eingegangen.

Da die beim Raster-Sonden-Mikroskop verwendeten Rastersonden Spitzenradien von wenigen Nanometern aufweisen, sind die resultierenden elektrischen Signale sehr klein und störanfällig. Insbesondere bei der Detektion von Kapazitäten sind hochempfindliche Messaufbauten und Signalerfassungssysteme erforderlich, um die elektrischen Nutzsignale vom Rauschen zu trennen. Aus diesem Grund wird im Abschnitt 1.5.2 detailliert auf den Kapazitätssensor und in Abschnitt 1.5.3 auf die Lock-In-Verstärkertechnik, die zur Signalrekonstruktion dient, eingegangen.

### 1.1. MOS-Struktur

Der Begriff „MOS“ steht für Metall-Oxid-Semiconductor. Halbleitertransistoren, die auf diesem Prinzip basieren, werden MOS-FET (Metall-Oxid-Semiconductor-Feld-Effekt-Transistor) genannt[3, 4]. Die MOS-Struktur besteht aus drei verschiedenen Komponenten:

- Metall (hochleitfähiges Material, evtl. auch hoch dotiertes Polysilizium)
- Isolator (z.B. Siliziumoxid  $\text{SiO}_2$ )
- Halbleiter (engl. Semiconductor, z.B. Silizium)

Den allgemeinen Aufbau der MOS-Struktur mit dem dazugehörigen Schaltbild zeigen Abb. 1.1 a) und b). Auch beim Raster-Sonden-Mikroskop lässt sich eine mikroskopische MOS-Struktur aus dem System Rastersonde-Oxidschicht-Halbleiter ausbilden (Abb. 1.1 c)). Die Rastersonde repräsentiert somit die Metallkomponente; eine dünne Oxidschicht auf der Oberfläche der Halbleiterprobe entspricht dem Isolator der MOS-Struktur. Erst diese Einbindung der Rastersonde in die MOS-Struktur ermöglicht die kapazitiven Methoden der Raster-Sonden-Mikroskopie, da diese die Kapazitäts-Spannungsabhängigkeit der MOS-Struktur gezielt nutzen. Zum weiteren Verständnis dieser Kapazitäts-Spannungsabhängigkeit wird die MOS-Struktur genauer erläutert.

Beim Anlegen einer Gleichspannung  $U_{\text{GB}}$  zwischen dem Metallkontakt (Gate) oben und dem unteren Ende des Halbleitersubstrats (Bulk) fließt bei idealem Oxid im eingeschwungenen Zustand kein Strom. Diese Struktur zeigt jedoch das von der angelegten Spannung abhängige Kapazitätsverhalten. Aus diesem Grund wird diese Anordnung auch als MOS-Kondensator bezeichnet. Dieser MOS-Kondensator wird als ideal bezeichnet, wenn:

- außer der Raumladung im Halbleiter und der gleich großen Ladungsmenge auf der Metallelektrode keine weiteren Ladungen existieren,
- kein Ladungsträgertransport durch das Oxid stattfindet.

#### 1.1.1. Bänderdiagramm und elektrische Zustände

Je nach Betrag und Polarität der angelegten Spannung  $U_{\text{GB}}$  wird die Bandstruktur des Halbleiters beeinflusst (Abb. 1.2). Es wird zwischen drei verschiedenen elektrischen

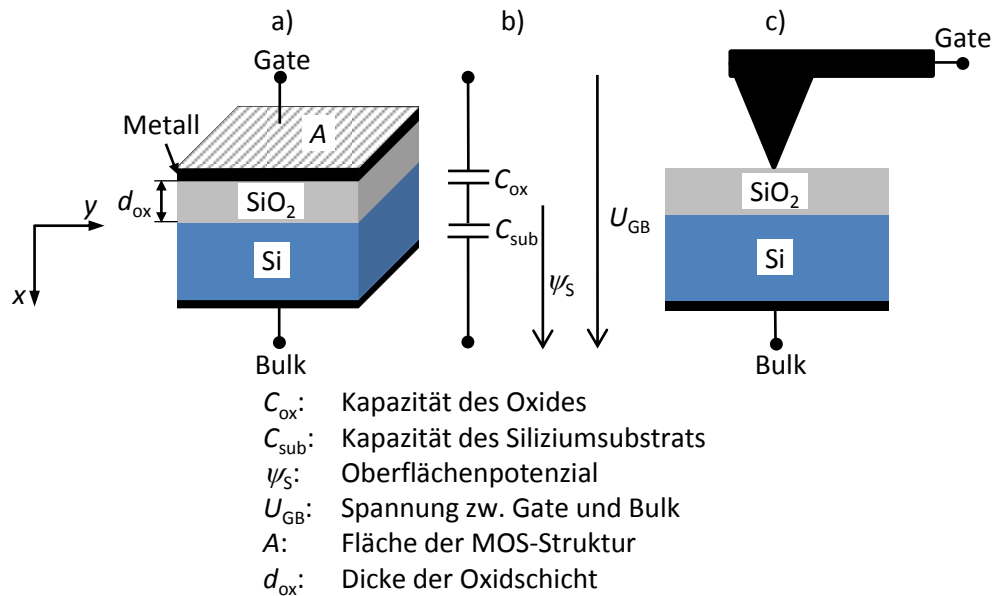


Abb. 1.1.: Aufbau der MOS-Struktur allgemein a), Schaltbild b) und MOS-Struktur beim Raster-Sonden-Mikroskop c)

Zuständen unterschieden: Anreicherung, Verarmung und Inversion. Im Folgenden werden diese drei Zustände für einen p-Halbleiter näher erläutert. Die Aussagen und Gleichungen lassen sich auch analog für n-Halbleiter anwenden, indem die einzelnen Polaritäten umgekehrt werden.

**Anreicherung:** Wird die Spannung  $U_{\text{GB}}$  hinreichend klein bzw. negativ gewählt, werden durch die Verbiegung der Energieniveaus Löcher an die Grenzfläche zur Isolationschicht gedrängt. Die Elektronen wandern durch das entstehende elektrische Feld ins Innere des Halbleiters ab. Somit bildet sich an der Grenzfläche zum Oxid ein Bereich mit positiv dominanter Ladung aus. Der Hauptanteil der Ladung befindet sich in unmittelbarer Nähe zur Isolationschicht, folglich ist die Kapazität  $C_{\text{ox}}$  der Oxidschicht (Abb. 1.1) dominant. Diese Kapazität entspricht annähernd der eines Plattenkondensators mit dem Plattenabstand  $d_{\text{ox}}$  und der Fläche  $A$  (siehe Abb. 1.1 a)). Sie kann mit der relativen Permittivität  $\epsilon_{\text{ox}}$  des Oxides durch

$$C_{\text{ox}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{\text{ox}} A}{d_{\text{ox}}} \quad (1.1)$$

berechnet werden.

**Verarmung:** Erhöht sich die Spannung  $U_{\text{GB}}$  im positiven Bereich, werden die positiven Ladungsträger von der Grenzfläche zurückgedrängt, negative Ladungsträger wandern zur Grenzschicht hin. Somit entsteht dort eine Verarmung an Majoritätsladungsträgern, also speziell für den p-Halbleiter ein Mangel an Löchern.

**Inversion:** Bei weiterer Zunahme der Spannung  $U_{\text{GB}}$  nimmt die Bandverbiegung ebenfalls zu. An der Grenzschicht ergibt sich damit zusätzlich zum Mangel an Löchern noch eine große Anzahl von Elektronen. Je nach Größe der Spannung  $U_{\text{GB}}$  wird zwischen schwacher, mittlerer und starker Inversion unterschieden. Die schwache

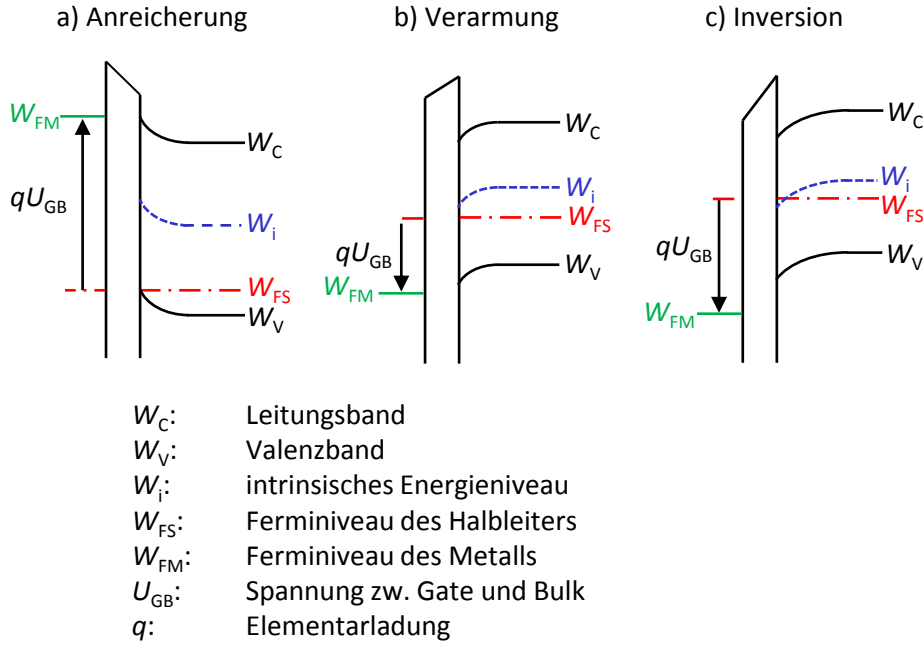


Abb. 1.2.: Bänderdiagramme unterschiedlicher Zustände einer MOS-Struktur. Anreicherung a), Verarmung b) und Inversion c)

Inversion setzt ein, wenn das Ferminiveau des Halbleiters das intrinsische Energieniveau überschreitet. Ist die Elektronenkonzentration an der Grenze zur Isolationschicht  $n_{gr}$  äquivalent der Konzentration der Löcher im Inneren des Halbleiters  $p_\infty$ , so gilt dies als Übergang zur starken Inversion. Die Bedingung des Grenzüberganges zwischen Verarmung und starker Inversion lässt sich mit

$$n_{gr} = p_\infty \quad (1.2)$$

beschreiben.

### 1.1.2. Grundgleichungen der MOS-Struktur

Zur mathematischen Bestimmung des  $C(U)$ -Verhaltens der MOS-Struktur werden zunächst die Grundgleichungen beschrieben und hergeleitet[5]. Begonnen wird mit dem Potenzial  $\psi_p(x)$  an einer beliebigen Stelle  $x$ . Dieses lässt sich in Abhängigkeit von dem intrinsischen Energieniveau  $W_i$  des Halbleiters und der Elementarladung  $q$  durch

$$\psi_p(x) = -\frac{W_i(x) - W_i(\infty)}{q}. \quad (1.3)$$

ausdrücken. Für das Potenzial an der Grenzfläche des Halbleiters  $\psi_S$  zum Oxid – also bei  $x = 0$  – gilt  $\psi_S = \psi_p(0)$ . Die Konzentration der Minoritätsträger im Halbleiter kann mit

$$n_p(x) = n_{p0} \exp\left(\frac{q\psi_p(x)}{kT}\right) \quad (1.4)$$

berechnet werden, für die Dichte der Majoritätsträger gilt

$$p_p(x) = p_{p0} \exp\left(\frac{-q\psi_p(x)}{kT}\right). \quad (1.5)$$

Die Parameter  $n_{p0}$  und  $p_{p0}$  stellen die entsprechenden Konzentrationen im thermodynamischen Gleichgewicht dar. Die Raumladungsdichte

$$\rho(x) = q[N_D - N_A + p_p(x) - n_p(x)] \quad (1.6)$$

beschreibt an jeder Stelle  $x$  die Ladungsträgerkonzentration pro Volumen mit der Donorkonzentration  $N_D$  und der Akzeptorkonzentration  $N_A$  bei vollständiger Ionisation. Unter der Annahme, dass die MOS-Struktur in den Richtungen  $y$  und  $z$  unendlich ausgeht, vereinfacht sich die dreidimensionale Poisson-Gleichung zur eindimensionalen Form[3]

$$\frac{d^2\psi_p(x)}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_0\epsilon_{\text{sil}}}. \quad (1.7)$$

$\epsilon_{\text{sil}}$  ist die relative Permittivität von Silizium. Wird die Raumladungsdichte  $\rho(x)$  (1.6) in die Poisson-Gleichung (1.7) eingesetzt und diese einmal nach  $x$  integriert, erhält man das elektrische Feld

$$E(x) = -\frac{d\psi_p(x)}{dx} = \pm \frac{\sqrt{2kT}}{qL_D} \Gamma\left(\psi_p(x), \frac{n_{p0}}{p_{p0}}\right). \quad (1.8)$$

Ein positives Vorzeichen gilt in (1.8) für  $\psi_p(x) > 0$ , ein negatives für  $\psi_p(x) < 0$ . Es werden zusätzlich noch zwei Abkürzungen eingeführt. Die erste ist die intrinsische Debye-Länge

$$L_D = \sqrt{\frac{kT\epsilon_0\epsilon_{\text{sil}}}{p_{p0}q^2}}, \quad (1.9)$$

die zweite

$$\Gamma\left(\psi_p(x), \frac{n_{p0}}{p_{p0}}\right) = \sqrt{\left[\exp\left(-\frac{q\psi_p(x)}{kT}\right) + \frac{q\psi_p(x)}{kT} - 1\right] + \frac{n_{p0}}{p_{p0}} \left[\exp\left(\frac{q\psi_p(x)}{kT}\right) - \frac{q\psi_p(x)}{kT} - 1\right]} \quad (1.10)$$

stellt ein dimensionsloses elektrisches Feld dar. Der Term  $kT$  ist dabei das Produkt aus der Boltzmann-Konstante mit der Temperatur. Die Flächenladung ergibt sich über das Gauss'sche Gesetz zu

$$Q_{\text{sub}} = -\epsilon_0\epsilon_{\text{sil}}AE(0) = \pm\epsilon_0\epsilon_{\text{sil}}A\frac{\sqrt{2kT}}{qL_D}\Gamma\left(\psi_S, \frac{n_{p0}}{p_{p0}}\right). \quad (1.11)$$

Dabei wird das elektrische Feld (1.8) an der Oberfläche bei  $x = 0$  herangezogen. Das Oberflächenpotenzial  $\psi_S$  ersetzt  $\psi_p(x)$ .

### 1.1.3. Flachbandspannung

Aufgrund von Austrittsarbeiten, Oxid- und Grenzflächenladungen stellt sich bei einer realen MOS-Struktur eine Flachbandspannung ein. Diese Flachbandspannung verursacht eine Bandverbiegung (vgl. Abb. 1.2) auch ohne angelegte Spannung  $U_{\text{GB}}$ . Einem Elektron, das sich auf dem Fermi-niveau befindet, muss die Austrittsarbeit zugeführt werden, um das Metall mit der Geschwindigkeit null verlassen zu können. Die Flachbandspannung

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

$U_{\text{FB}}$  setzt sich im Wesentlichen aus zwei Komponenten zusammen. Die eine Komponente wird mit

$$U'_{\text{FB}} = \frac{W_{\text{MS}}}{q} \quad (1.12)$$

berechnet und ist abhängig von der Metall-Halbleiter-Austrittsarbeit  $W_{\text{MS}}$ , die selbst eine Materialgröße ist. Die zweite Komponente wird mit  $U''_{\text{FB}}$  bezeichnet und ist im Wesentlichen von Oxid- und Grenzflächenladungen abhängig. Die gesamte Flachbandspannung wird damit zu  $U_{\text{FB}} = U'_{\text{FB}} + U''_{\text{FB}}$ . Sie bewirkt prinzipiell eine Verschiebung der C(U)-Kurve auf der Spannungsachse. Im Folgenden wird jedoch zunächst von einer idealen MOS-Struktur ausgegangen und somit  $U_{\text{FB}}$  nicht weiter berücksichtigt.

### 1.1.4. Verhalten bei niedrigen Frequenzen

Generell besteht die Gesamtkapazität  $C_{\text{MOS}}$  der MOS-Struktur aus der Serienschaltung von Oxidkapazität  $C_{\text{ox}}$  und Substratkapazität  $C_{\text{sub}}$  mit

$$C_{\text{MOS}} = \frac{1}{\frac{1}{C_{\text{sub}}(\psi_{\text{S}})} + \frac{1}{C_{\text{ox}}}}. \quad (1.13)$$

Die Oxidkapazität wird dabei als konstant angenommen, die Kapazität des Siliziums  $C_{\text{sub}}$  ist jedoch abhängig von der angelegten Spannung  $U_{\text{GB}}$  und somit abhängig vom Potenzial  $\psi_{\text{S}}$  des Halbleiters. Die Kapazität des Siliziums kann mit (1.11) zu

$$C_{\text{sub}} = \frac{\partial Q_{\text{sub}}}{\partial \psi_{\text{S}}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{\text{sil}} A}{\sqrt{2} L_{\text{D}}} \frac{1 - \exp\left(-\frac{q\psi_{\text{S}}}{kT}\right) + \frac{n_{\text{p0}}}{p_{\text{p0}}} \left[ \exp\left(\frac{q\psi_{\text{S}}}{kT}\right) - 1 \right]}{\Gamma\left(\psi_{\text{S}}, \frac{n_{\text{p0}}}{p_{\text{p0}}}\right)} \quad (1.14)$$

berechnet werden. Die Spannung

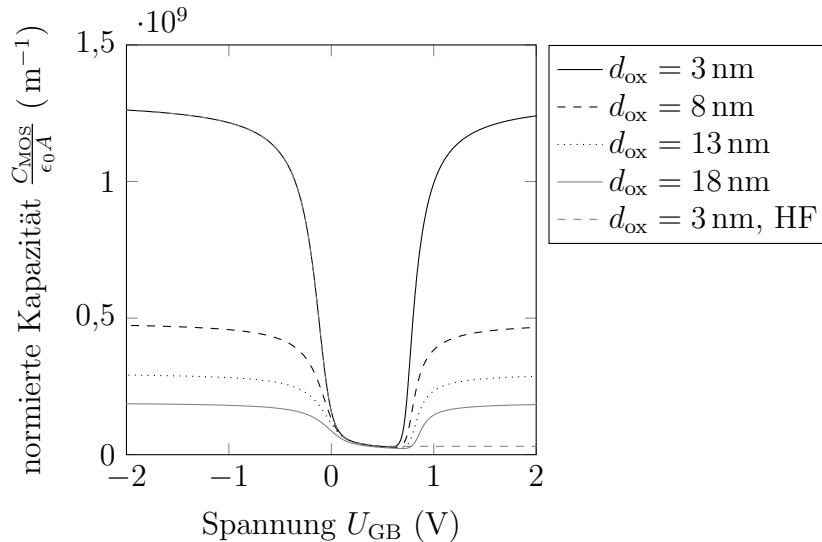
$$U_{\text{GB}} = U_{\text{ox}} + \psi_{\text{S}} = \frac{Q_{\text{sub}}}{C_{\text{ox}}} + \psi_{\text{S}} \quad (1.15)$$

ist die Summe aus dem Potenzial  $\psi_{\text{S}}$  an der Grenzschicht zum Oxid und der Spannung  $U_{\text{ox}}$  am Oxid. Löst man das System, bestehend aus den Gleichungen (1.1), (1.13), (1.14) und (1.15) und trägt  $C_{\text{MOS}}$  in Abhängigkeit von  $U_{\text{GB}}$  auf, so erhält man die C(U)-Kurve der MOS-Kapazität im niederfrequenten Fall. Den Verlauf mit einer Variation der Oxiddicke  $d_{\text{ox}}$  von (3 – 18) nm zeigt Abb. 1.3. Die Dotierstoffkonzentration ist hierbei  $N_{\text{A}} = 2 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ .

### 1.1.5. Verhalten bei hohen Frequenzen

Das Verhalten der MOS-Kapazität weicht bei hohen Frequenzen (HF) von dem Verhalten bei niedrigen Frequenzen ab. Ursache dafür ist die Reaktionszeit der Minoritätsträger. Diese können bei hohen Frequenzen der schnell entstehenden Feldänderung nicht folgen, sodass für die Kapazität des Siliziums  $C_{\text{sub}}$  nur die Störstellen zur Verfügung stehen. Das führt zu einer Abschnürung des C(U)-Verlaufes bei starker Inversion. Als Resultat steigt die Kapazität hier nicht mehr wieder an, wie es beim Niederfrequenz C(U)-Verlauf der Fall ist. In Abb. 1.3 zeigt die gestrichelte Linie zusätzlich zu den Niederfrequenz C(U)-Verläufen das HF-C(U)-Verhalten bei einer Oxiddicke von  $d_{\text{ox}} = 3 \text{ nm}$ .



Abb. 1.3.:  $C(U)$ -Verhalten der MOS-Kapazität bei verschiedenen Oxiddicken  $d_{\text{ox}}$ 

## 1.2. Funktionsweise des Raster-Sonden-Mikroskops

Wie schon in der Einführung dieses Kapitels erwähnt, wird beim Raster-Sonden-Mikroskop eine feine Rastersonde (engl. „Tip“), linienhaft vor- und zurück bewegt und – jeweils lateral versetzt – über die Probe geführt. Die Rastersonde befindet sich am Ende eines Hebelarms (engl. Cantilever), der sich aufgrund der Kraftwechselwirkung zwischen Rastersonde und Probe verbiegt. Hierbei gilt das Hooke'sche Gesetz  $\Delta F = k_{\text{Tip}} \Delta z$ , in dem die Kraft  $F$  direkt proportional zur Auslenkung  $z$  ist. Der Faktor  $k_{\text{Tip}}$  stellt die Federkonstante des Cantilevers dar.

Auf die Rückseite des Cantilevers wird ein Laserstrahl gerichtet, der hier reflektiert und durch ein Spiegelsystem auf ein Fotodiodenarray (im Folgenden als Detektor bezeichnet) gelenkt wird. Dieser zweidimensionale Detektor kann sowohl die Auslenkung des Cantilevers in vertikaler als auch in horizontaler Richtung detektieren. Für diese Detektion werden vier Fotodioden verwendet (in Abb. 1.4 mit A bis D bezeichnet), die matrixartig nebeneinander angeordnet sind. Um dabei die maximale Auflösung zu erhalten, werden die einzelnen Spannungen der Fotodioden durch eine elektronische Schaltung voneinander subtrahiert. Die maximale Auflösung in vertikaler Richtung liefert dabei das A-B Signal, die horizontale Auflösung liefert das C-D Signal. Eine Auslenkung in vertikaler Richtung

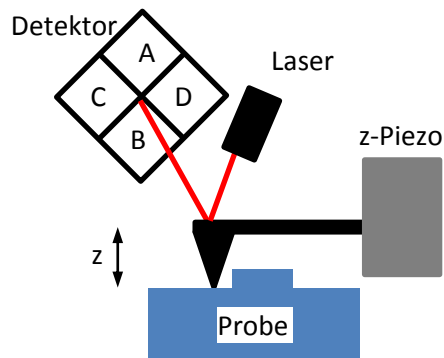


Abb. 1.4.: Laserstrahl und Detektor beim Raster-Sonden-Mikroskop

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

entsteht, wenn sich die Topografie der Probe ändert. Bewegt sich die Rastersonde über eine Erhöhung, so biegt sich der Cantilever nach oben durch. Der Laser wird dadurch ebenfalls nach oben abgelenkt, was eine Änderung des A-B Signals bedingt. Durch die zwischen Rastersonde und Probe herrschende Kraft, bewirkt eine Topografieänderung nach unten gleichfalls eine Ablenkung des Laserstrahls. Eine horizontale Ablenkung entsteht durch Torsion des Cantilevers, was für Standardanwendungen keinerlei Bedeutung hat.

Um eine Abbildung der Topografie der Probe zu erhalten, wird die Kraft zwischen Probe und der Rastersonde stets konstant gehalten. Um dies zu erreichen, muss der Abstand zwischen Rastersonde und Probe stufenlos veränderbar sein. Hierzu wird ein Piezokristall verwendet, der je nach angelegter Spannung eine Längenänderung erfährt. Da diese Längenänderung in z-Richtung geschieht, wird dieser Piezo auch als z-Piezo bezeichnet. An diesem z-Piezo ist die Rastersonde angebracht (siehe Abb. 1.4), die sich je nach Längenänderung des Piezos nach oben oder unten bewegt. Zusätzlich existieren zwei weitere Piezokristalle, mit deren Hilfe sich die Rastersonde in x- und y-Richtung bewegen lässt. Die vorhandenen Achsen mit Ihren Bezeichnungen werden nochmals in Abb. 1.5 verdeutlicht.

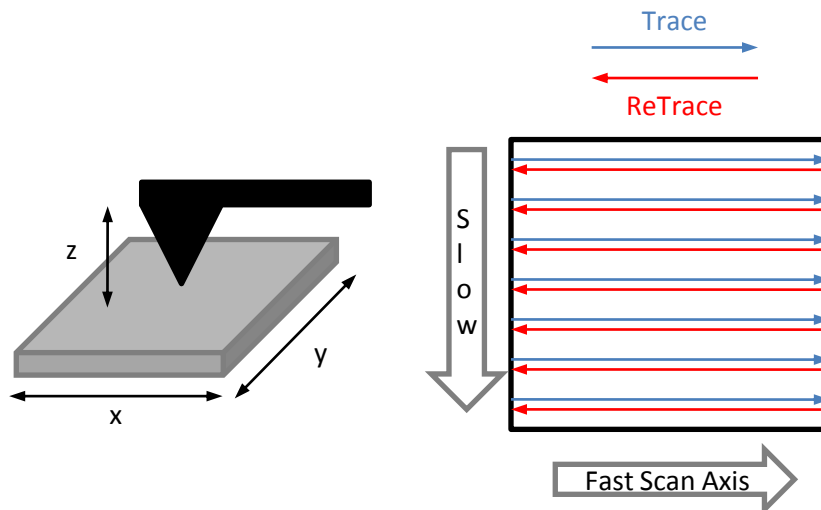


Abb. 1.5.: Bezeichnung der Scanachsen beim Raster-Sonden-Mikroskop

Eine Regeleinheit überwacht ständig das vertikale A-B Signal des Detektors und hält damit die Kraft zwischen Probenoberfläche und Rastersonde durch Anlegen einer entsprechenden Spannung an den z-Piezo konstant. Das Verhältnis von angelegter Spannung zur Längenänderung ist bei diesem Piezo bekannt, somit kann von der Spannung auf eine Koordinate der Rastersonde in z-Richtung zurückgeschlossen werden.

Durch zeilenweises Abrastern lässt sich auf diese Weise die Topografie einer Probe bestimmen, indem zu jedem Punkt (x,y) die Koordinate der z-Achse aufgetragen wird. Da es sich um eine zweidimensionale Aufnahme handelt, wird zwischen zwei Achsen unterschieden. Die Zeile, in der sich die Rastersonde ständig vor (Trace) und zurück bewegt (ReTrace), wird als Fast-Scan-Axis bezeichnet. Typische Scanfrequenzen dort sind (0,1–2) Hz, d.h., die Rastersonde kehrt nach (10–0,5) s wieder an den Anfangsort zurück. Die Zeile, die jeweils um 90° versetzt liegt, wird als Slow-Scan-Axis bezeichnet. Diese wird nach einem Durchlauf in der Fast-Scan-Axis um einen entsprechenden Wert, der von der gewählten Scangröße abhängig ist, erhöht. Wird z.B. eine Scanfrequenz von 1 Hz bei einer Scangröße von 10 µm gewählt, durchläuft die Rastersonde auf der Fast-Scan-Axis eine

Geschwindigkeit von  $v_{FS} = 2 \times 10 \mu\text{m} \times 1 \text{ Hz} = 20 \frac{\mu\text{m}}{\text{s}}$  (Trace und ReTrace). Beträgt die Auflösung pro Zeile 256 Bildpunkte bei einer Scangröße von  $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$ , hat ein Bildpunkt eine Größe von  $\frac{10 \mu\text{m}}{256} = 39 \text{ nm}$  jeweils in x- und y-Richtung. Dies ist auch der Wert, um den die Slow-Scan Axis beim nächsten Zeilendurchlauf erhöht wird.

Mit dem Raster-Sonden-Mikroskop lassen sich vielfältige Messmethoden durchführen. Neben Methoden zur Charakterisierung mechanischer Eigenschaften wie z.B. der Oberflächenhärte werden auch viele Methoden zur Bestimmung elektrischer Größen angewandt[6, 7]. In dieser Arbeit wird speziell auf die Methoden zur Messung von Dotierungsprofilen eingegangen. Weitere Methoden wären z.B. Conductive-AFM (C-AFM)[8, 9, 10]; bei dieser Methode wird der Strom gemessen, der lokal durch die Probe fließt, oder auch die Kelvin-Probe-Force-Microscopy (KPFM)[11, 12, 13], mit der sich das Oberflächenpotenzial bestimmen lässt.

### 1.2.1. Betriebsarten

Das Raster-Sonden-Mikroskop weist drei grundlegende Betriebsarten auf. Sie werden durch den zeitlichen Kontakt zwischen Rastersonde und Probenoberfläche definiert. Die Rastersonde befindet sich hierbei entweder in ständigem Kontakt, hat nur zeitweisen Kontakt (Intermittent-Contact) oder gar keinen Kontakt (Non-Contact) mit der Probenoberfläche.

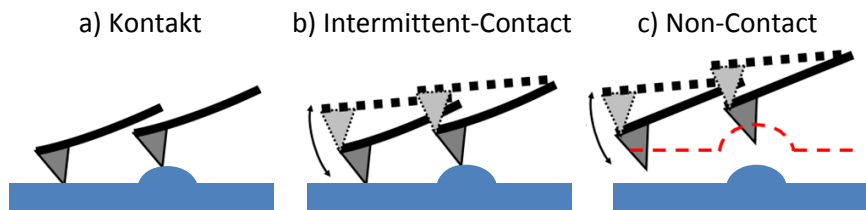


Abb. 1.6.: Betriebsarten des Raster-Sonden-Mikroskops: Kontaktmodus a), Intermittent-Contact b) und Non-Contact c)

#### 1.2.1.1. Kontaktmodus

Im Kontaktmodus ist die Rastersonde im ständigen Kontakt mit der Probenoberfläche. Das Blockdiagramm zeigt Abb. 1.7. Die Kraft zwischen Rastersonde und Probenoberfläche wird dabei durch eine Regeleinheit auf einem bestimmten, einstellbaren Wert konstant gehalten. Abhängig vom Radius der Spitze der Rastersonde sind Messgenauigkeiten bis hin zu atomarer Auflösung möglich. Der Nachteil beim ständigen Kontakt zwischen Rastersonde und Probe besteht im starken Verschleiß der Rastersonde. Die hier auftretenden Kräfte liegen im Bereich zwischen 10 nN und 100 nN, was bei Spitzenradien von ca. (10 – 50) nm enorme Drücke im GPa-Bereich verursacht[11]. Elektrische Messmethoden wie z.B. SSRM, C-AFM und SCM arbeiten nur im Kontaktmodus, da hierbei ein ständiger elektrisch leitender Kontakt erforderlich ist. In diesem Modus wird durch eine Regeleinheit das A-B Signal des Detektors stets konstant gehalten. Stellgröße ist demnach die Spannung am z-Piezo. Die daraus bekannte Längenänderung des z-Piezoes führt schließlich zur Topografie der Probe. Weitere Messgrößen liegen im Kontaktmodus ohne zusätzliche Sensoren nicht vor.

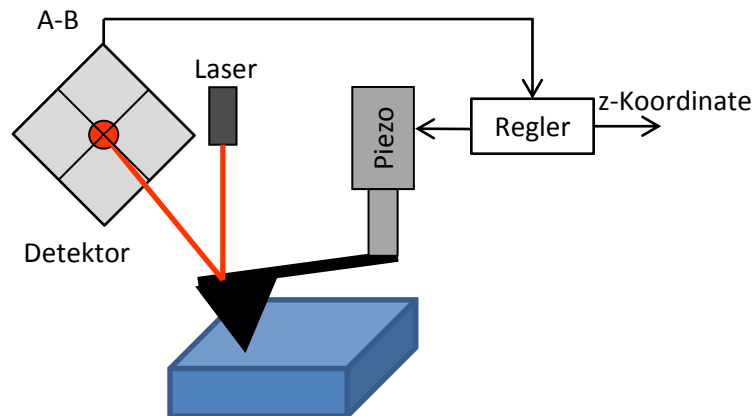


Abb. 1.7.: Blockdiagramm Kontaktmodus

### 1.2.1.2. Intermittent-Contact-Modus

Im Intermittent-Contact-Modus (IC-Modus) wird die Rastersonde durch einen zusätzlichen Piezo im Halter der Rastersonde zum Schwingen angeregt (Abb. 1.8). Die Schwingfrequenz wird dabei nahe der mechanischen Resonanzfrequenz des Cantilevers gewählt. Die Resonanzfrequenzen von typischen Rastersonden liegen im Bereich zwischen (15 – 300) kHz. Diese Schwingfrequenz ist also um mehrere Zehnerpotenzen größer als die Scanfrequenz einer Zeile. Da die Rastersonde keinen ständigen Kontakt mit der Probenoberfläche hat und die Kräfte zwischen Rastersonde und Probe minimal sind, verringert sich der Verschleiß an der Rastersonde erheblich.

Die Regelgröße beim IC-Modus ist die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  der Rastersonde (diese wird durch einen Regler konstant gehalten). Stellgröße ist wiederum die Länge des z-Piezos. Die Schwingungsamplitude ist abhängig vom mittleren Abstand zwischen Rastersonde und Probe. Bei einer Änderung der Topografie nach unten nimmt die Schwingungsamplitude zu, bei einer Topografieänderung nach oben nimmt sie ab. Durch den z-Piezo wird dieser Höhenunterschied ausgeglichen, damit sich die ursprüngliche Schwingungsamplitude wieder einstellt. Die Längenänderung des z-Piezos bestimmt analog zum Kontaktmodus die Proben topografie. Im Unterschied zum Kontaktmodus stellt der IC-Modus noch ein weiteres Ausgangssignal dar. Dabei handelt es sich um den Phasenunterschied  $\varphi_{IC}$  zwischen der Anregungsschwingung des Piezos und der detektierten, wahren Bewegung der Rastersonde. Dieser Phasenunterschied liefert beispielsweise einen Kontrast zwischen Gebieten einer Probe, die unterschiedliche Energiedissipation aufweisen[14]. Weiterhin zeigen sich bei Topografiesprüngen meist auch Phasensprünge. Für die Aufnahme der Topografie ist dies jedoch nicht von Bedeutung.

Die Kraft, die die Rastersonde zur Schwingung anregt, muss stets so groß gewählt werden, dass die Van-der-Waals-Kräfte zwischen der Rastersonde und der Probenoberfläche überwunden werden können. Weiterhin muss sie ausreichend groß sein, um die gewünschte Schwingungsamplitude zu erreichen. In der Regel lassen sich abhängig von der verwendeten Rastersonde Schwingungsamplituden von ca. (2 – 100) nm erreichen. Ein großer Vorteil des Intermittent-Contact-Modus gegenüber dem Kontaktmodus ist die reduzierte laterale Kraft zwischen Rastersonde und Probe[15, 16, 17, 18]. Es lassen sich damit feinere Rastersonden mit kleineren Radien verwenden, mit denen eine erhöhte laterale Auflösung möglich ist.

Da bei dem in dieser Arbeit vorgestellten Messverfahren der Intermittent-Contact-Modus Anwendung findet, wird dieser in Kapitel 3 nochmals genauer betrachtet.

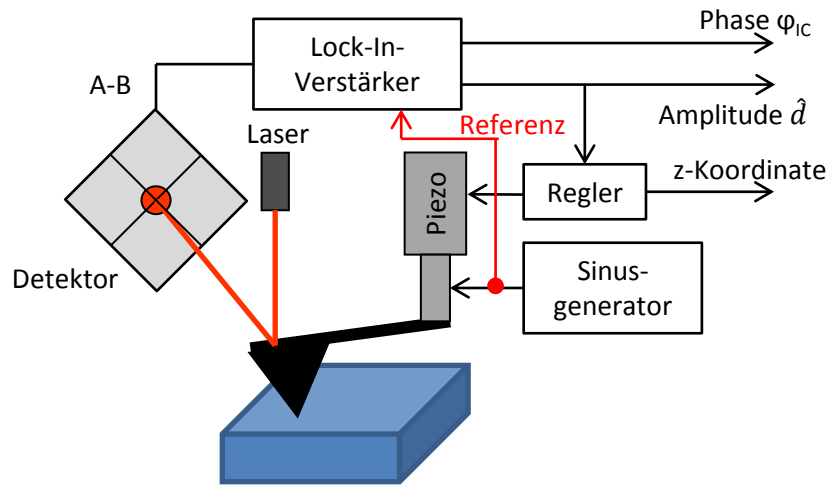


Abb. 1.8.: Blockdiagramm Intermittent-Contact-Modus

### 1.2.1.3. Non-Contact-Modus

Dieser Modus funktioniert wie der Intermittent-Contact-Modus mit dem Unterschied, dass die Rastersonde die Oberfläche auch am untersten Punkt nicht berührt[19]. Die Rastersonde schwingt also in einem Abstand von wenigen Nanometern über der Oberfläche. Dieser Abstand muss allerdings in einem Bereich gewählt werden, in dem die Van-der-Waals-Kraft noch wirkt, da ansonsten keine Topografie mehr bestimmt werden kann. Aus diesem Grund ist der Arbeitsbereich auf der z-Achse, also die Schwingungsamplitude beim Non-Contact-Modus kleiner als die Schwingungsamplitude beim Intermittent-Contact-Modus. Beim IC-Modus kann der größte Abstand zur Oberfläche bereits außerhalb dem Wirkungsbereich der Van-der-Waals Kraft gewählt werden, beim Non-Contact-Modus ist dies nicht möglich.

## 1.2.2. Kraft-Abstandskurve

Die Kraft zwischen Rastersonde und Oberfläche wird durch die Van-der-Waals-Kraft definiert. Sie hängt vom Abstand  $d$  zwischen Rastersonde und Probe ab. Den Verlauf der Kraft in Abhängigkeit des Abstandes von der Rastersonde zur Probenoberfläche wird in Abb. 1.9 gezeigt. Im Diagramm sind die Arbeitsbereiche der einzelnen Betriebsarten farblich zugeordnet. Bei  $d = 0$  herrscht Probenkontakt. Im Bereich  $d < 0$  besteht zwischen Rastersonde und Probe somit eine abstoßende, positive Kraft. Im Bereich  $d > 0$  wirkt die Van-der-Waals-Kraft und somit ziehen sich Rastersonde und Probe gegenseitig an. Der Non-Contact-Modus hat im Gegensatz zum Intermittent-Contact einen sehr schmalen Arbeitsbereich auf der Abstandsachse. Die Amplitude der Bewegung der Rastersonde in z-Richtung während der Oszillation ist also beim Non-Contact wesentlich kleiner, verglichen mit dem des Intermittent-Contact-Modus.

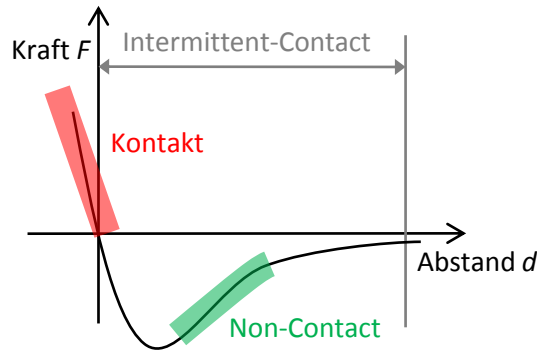


Abb. 1.9.: Kraft-Abstandsdiagramm zwischen Rastersonde und Probe mit zugewiesenen Betriebsarten

### 1.3. Rastersonden

Wie eingangs erwähnt, ist die Rastersonde ein grundlegendes Bauteil des Raster-Sonden-Mikroskops. Die eigentliche Rastersonde ist dabei am Ende eines so genannten Cantilevers („Hebelarm“) angebracht. Am Ende dieses Cantilevers befindet sich ein Plättchen, das die Handhabung und die Befestigung der Rastersonde im RSM ermöglicht. In der Regel ist das Grundmaterial dieser Komponenten Silizium. Eine Seiten- und Draufsicht mit Bemaßung einer Rastersonde zeigt Abb. 1.10. Die Fläche, auf der die Rastersonde mit der Probenoberfläche in Kontakt tritt, wird weitestgehend vom Radius der Rastersonde bestimmt[20]. Kleine Spitzenradien ergeben dabei auch kleine Kontaktflächen und umgekehrt.

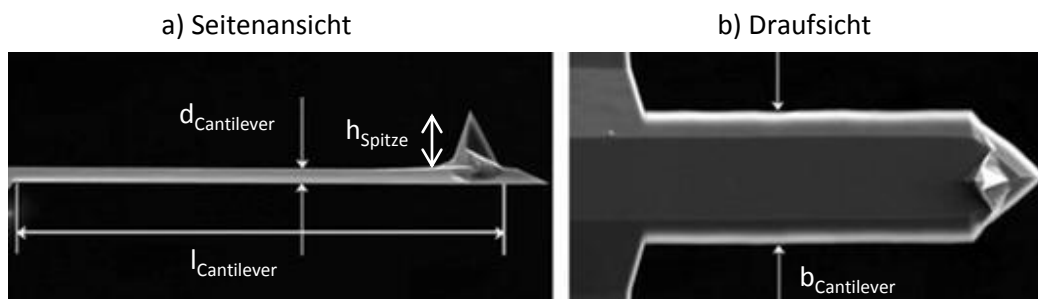


Abb. 1.10.: Rastersonde auf Cantilever, Seitenansicht a) und Draufsicht b). Die Draufsicht zeigt zusätzlich das zur Befestigung dienende Siliziumplättchen

Verschiedene Analysemethoden am Raster-Sonden-Mikroskop erfordern angepasste Rastersonden. Grundsätzlich lässt sich zwischen leitfähigen und nichtleitfähigen Rastersonden unterscheiden. Für sämtliche elektrische Messungen sind leitfähige Rastersonden erforderlich. Nichtleitfähige Rastersonden werden meist für Topografieaufnahmen verwendet. Da die meisten Rastersonden aus Silizium bestehen, ist eine Beschichtung erforderlich, die aus leitfähigen Metallen wie Kobalt (Co), Titan (Ti) oder aus einem dotiertem monokristallinen Diamant[21, 22] besteht. Durch die unterschiedlichen Beschichtungen ergeben sich hier große Unterschiede im Hinblick auf Radius und Haltbarkeit. Zusätzliche Beschichtungen erhöhen grundsätzlich den Radius, und haben den Vorteil einer größeren Verschleißfestigkeit. Ein entscheidender Nachteil ist der Verlust der lateralen Auflösung durch den größeren Spitzenradius. Rastersonden sind für unterschiedlichste Messmethoden ausgelegt und werden von verschiedenen Herstellern gefertigt. Die Rastersonden va-

riieren dabei stark in Form und Beschichtungen sowie in der Geometrie und Steifigkeit des Cantilevers. Hierbei reicht die Auswahl von hoher Federkonstante und hoher Resonanzfrequenz bis zu niedriger Federkonstante und niedriger Resonanzfrequenz. Auch bei gleichen Typen von Rastersonden ist die Resonanzfrequenz nicht immer exakt gleich. Die die Resonanzfrequenz beeinflussenden Parameter wie Länge des Cantilevers  $l_{\text{Cantilever}}$  oder Federkonstante  $k_{\text{Tip}}$  unterliegen Toleranzen. Somit liegt die Resonanzfrequenz  $f_{\text{Tip}}$  in einem bestimmten Toleranzbereich.

### 1.3.1. Charakteristik verschiedener Rastersonden

Im Folgenden werden die in dieser Arbeit verwendeten Rastersonden kurz vorgestellt und miteinander verglichen.

**NanoWorld NCH** [23] Bei der Rastersonde der Firma NanoWorld vom Typ NCH handelt es sich um eine Rastersonde für Topografiemessungen. Durch die fehlende Beschichtung und den Umstand, dass das nicht dotierte Silizium eine sehr geringe Leitfähigkeit aufweist, ist dieser Typ nicht für elektrische Messungen geeignet. Infolge des kleinen Radius von 10 nm ergibt sich eine hohe Auflösung bei kleinen Strukturen.

**Nanosensors PPP-EFM** [24] Der PPP-EFM (abgekürzt für PointProbe Plus Electrostatic Force Microscopy) ist speziell für elektrische Messungen ausgelegt. Dabei ist sowohl die eigentliche Rastersonde selbst als auch der komplette Cantilever mit einer ca. 25 nm dicken PtIr<sub>5</sub>-Schicht überzogen. Auf der Rastersonde sorgt diese für die elektrische Leitfähigkeit, auf der Oberseite des Cantilevers unterstützt sie die Reflexion des Laserstrahls.

**NanoWorld MFMR** [25] Ähnlich wie der PPP-EFM ist der NanoWorld MFMR (abgekürzt für Magnetic Force Microscopy - Reflex coating) mit einer leitfähigen Schicht beschichtet. Es handelt sich jedoch hierbei um eine Schicht aus Cobalt, die etwas härter und widerstandsfähiger als eine Platinschicht ist. Die weiteren mechanischen Eigenschaften sind vergleichbar mit denen des PPP-EFM

**NanoWorld CDT-FMR** [26] Die NanoWorld CDT-FMR trägt eine leitfähige Schicht aus dotiertem monokristallinen Diamant. Der ursprünglich isolierende Diamant wird hierbei durch die Dotierung mit Bor leitfähig gemacht. Trotz dieser Dotierung ist diese Schicht immer noch um ein Vielfaches härter als die zuvor erwähnten Schichten aus Cobalt oder PtIr<sub>5</sub>, was zu einer sehr hohen Verschleißfestigkeit führt.

**MicroMash CSC17 Ti-Pt** [27] Diese Rastersonde von der Firma MicroMash wird aus hoch n-dotiertem Silizium hergestellt und mit einer Legierung aus Titan-Platin überzogen. Im Gegensatz zu den anderen leitfähigen Rastersonden ist jedoch der Cantilever deutlich länger, was eine sehr niedrige Federkonstante zur Folge hat, und eine damit verbundene niedrige Resonanzfrequenz ergibt.

Abb. 1.11 zeigt vergleichende Aufnahmen von einer PPP-EFM Rastersonde und einer CDT-FMR Rastersonde, die mit einem Raster-Elektronen-Mikroskop erstellt wurden. Hierbei fällt der deutlich größere Körper der CDT-FMR auf; die Abmessungen und wichtige Eigenschaften der vorgestellten Rastersonden fasst Tab. 1.1 zusammen.

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

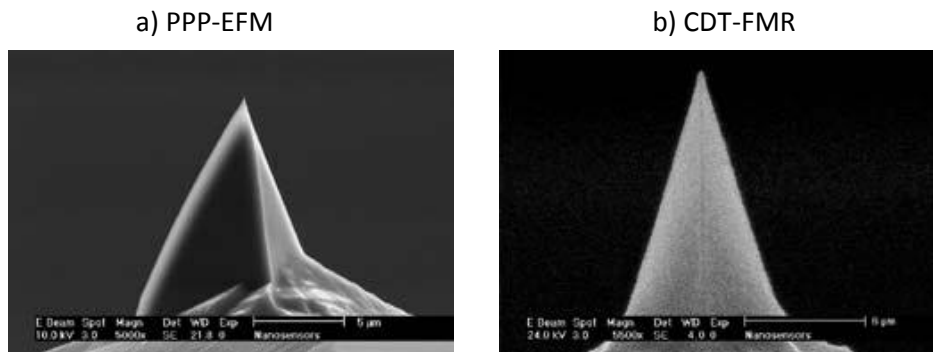


Abb. 1.11.: REM-Aufnahme einer PPP-EFM[24] a) und einer CDT-FMR Rastersonde[26] b)

Typ	Länge Cantilever $l_{\text{Cantilever}}$ µm	Dicke Cantilever $d_{\text{Cantilever}}$ µm	Breite Cantilever $b_{\text{Cantilever}}$ µm	Höhe Spitze $h_{\text{Spitze}}$ µm	Feder- konstante $k_{\text{Tip}}$ N/m	Resonanz- frequenz $f_{\text{Tip}}$ kHz
NCH	125	4	25-35	20	21-78	250-370
PPP-EFM	225	3	28	18	2,8	75
MFMR	225	3	28	15	2,8	75
CSC17	460	2	50	20-25	0,15	12
CDT-FMR	225	3	28	22	2,8	70

Tab. 1.1.: Maßangaben verschiedener Rastersonden. Die einzelnen Größen sind in Abb. 1.10 zu finden

### 1.3.2. Messfehler durch Geometrieeffekte

Die mit dem RSM gemessene Topografie weicht in der Regel von der wahren Topografie der Probe ab. Dies ist durch die nicht ideale Form der Rastersonde begründet[28, 29]. Die wirkliche Topografie würde sich nur bei einer Rastersonde einstellen, die einem hinreichend hohen Zylinder mit einem gegen null gehenden Durchmesser entspricht. Mathematisch betrachtet stellt die gemessene Topografie eine Faltung der Form der Spitze mit der wahren Topografie dar. Da es sich bei der Topografie um eine zweidimensionale Aufnahme handelt, kann die digitale Bildverarbeitung angewendet werden. Hier wird die Funktion der Abbildung als Dilatation beschrieben. Mittels mathematischer Methoden kann auf die wahre Topografie zurückgeschlossen werden, wenn die Geometrie der Rastersonde bekannt ist[30]. Dieses Verfahren wird in der Bildverarbeitung als Erosion bezeichnet und hier nicht weiter behandelt. Das Prinzip der Verfälschung der gemessenen Topografie durch Dilatation veranschaulicht Abb. 1.12. Eine dreieckförmige Oberflächenstruktur erscheint in diesem Beispiel als abgerundet, da die Spitze der Rastersonde nur einen endlichen Spitzenradius aufweist.

Bei elektrischen Messungen ergibt sich ein weiterer Effekt. Variationen der effektiven Auflagefläche führen zu Änderungen der gemessenen elektrischen Signale. Insbesondere an Stellen mit sprunghaften Topografieänderungen variiert die effektive Auflagefläche zwischen Rastersonde und Probe. Dies erschwert die Auswertung und Interpretation von Messergebnissen, die auf elektrischen Signalen beruhen, speziell an Stellen, die Topografieänderungen aufweisen.



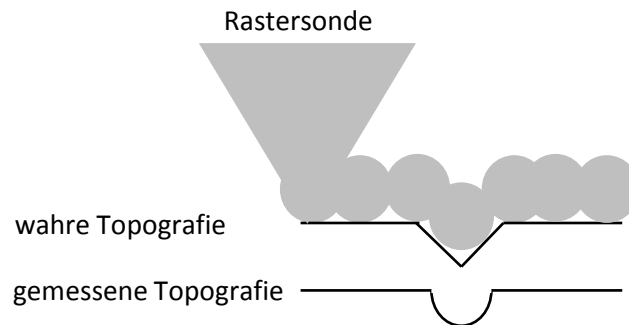


Abb. 1.12.: Beispiel für Dilatation der Rastersonde mit der Oberfläche: Durch endlichen Spitzenradius der Rastersonde wird die wahre Topografie (oben) verfälscht abgebildet (unten)

## 1.4. Probenpräparation

In diesem Abschnitt wird speziell auf die Präparation von Siliziumproben, d.h. auf kleine Teilstücke von Wafern eingegangen (in der Regel mit einer Fläche von wenigen  $\text{mm}^2$ ), wie sie zur Analyse verwendet werden. Grundsätzlich müssen zwei Arten von Proben unterschieden werden:

**Proben nach Lift-Off-Präparation:** Die Lift-Off-Technik wird häufig bei integrierten Schaltkreisen angewandt. Die darüber liegenden Leiterbahnen müssen vor einer Messung entfernt werden. Dies geschieht meist mit einer HF-Ätzung (HF = Fluorwasserstoffsäure). Hierbei werden auch evtl. vorhandene Siliziumdioxidschichten entfernt.

**Probe in Cross-Section:** Bei der so genannten Querschliff-Präparation (engl. Cross-Section) wird eine Probe bis zum Erreichen der gewünschten Ebene quer abgeschliffen. Hierbei werden Schleifscheiben mit verschiedenen Körnungen verwendet[31]. Der Schleifvorgang beginnt zunächst mit der größten Körnung von typisch  $(6 - 10) \mu\text{m}$ . Nach einigen Minuten Schleifzeit wird die nächstkleinere Körnung verwendet. Dieser Vorgang läuft so lange, bis die Probe die gewünschte Rauigkeit aufweist. Ein letzter Feinschliff ist mit einer kolloidalen Siliziumdioxid-Suspension (Mastermed) möglich. Generell lassen sich mit dieser Schleifmethode Rauigkeiten mit Effektivwerten von  $(1 - 5) \text{nm}$  erzielen.

Grundsätzlich ist für jede kapazitive Methode des RSM eine Oxidschicht erforderlich. Die beste Oxidqualität wird mit thermischer Oxidation erreicht. Diese hat jedoch den entscheidenden Nachteil, dass die dadurch entstehende Oxidschicht von der Dotierstoffkonzentration abhängig ist. Da unterschiedliche Oxiddicken eine Änderung des Kapazitätssignals hervorrufen (siehe Kapitel 1.5.6), ist diese Methode für die Präparation von SCM-Proben nicht geeignet. Eine andere Möglichkeit sind PVD- (engl. Physical Vapour Deposition) und CVD-Verfahren (engl. Chemical Vapour Deposition). Diese erzeugen hingegen nicht die erforderliche Oxidqualität[32]. Als nahezu ideale Oxidationsmethode hat sich die UV-unterstützte Oxidation herausgestellt. Der Aufwand hierfür ist relativ gering und es werden schon nach kurzen Prozesszeiten gute Ergebnisse erreicht. Bei der UV-Oxidation wird die Probe in eine Kammer gelegt und auf ca.  $(200 - 300)^\circ\text{C}$  erwärmt. Die Probe wird mit Sauerstoff  $\text{O}_2$  umströmt, der durch eine UV-Lampe in Ozon  $\text{O}_3$  umgewandelt wird. Durch das Ozon wird eine gleichmäßige und stabile Oxidschicht von ca. 3 nm Dicke bei einer Oxidationszeit von ca. 1 Stunde realisiert[33].

Um die laterale Auflösung zu erhöhen, können Proben in Cross-Section mit einem bestimmten Winkel angeschliffen werden. Dieser Winkel beträgt dabei wenige Winkelgrade, dadurch strecken sich die Strukturen und die laterale Auflösung erhöht sich[34].

## 1.5. Scanning-Capacitance-Microscopy (SCM)

Ein typisches Anwendungsgebiet von SCM ist die Darstellung unterschiedlich dotierter Bereiche auf einer Probe[35, 36, 37, 38]. Dazu wird mit SCM zusätzlich zur Topografie ein zweidimensionales Dotierprofil von Halbleiterproben erstellt. Die Dotierung wird bei allen SCM-Verfahren über eine relative Messung der Kapazität bestimmt, die sich zwischen der Rastersonde und dem Grundsubstrat der Probe einstellt. Die Vorgehensweise am Beispiel eines MOS-Transistors in Cross-Section ist in Abb. 1.13 dargestellt.

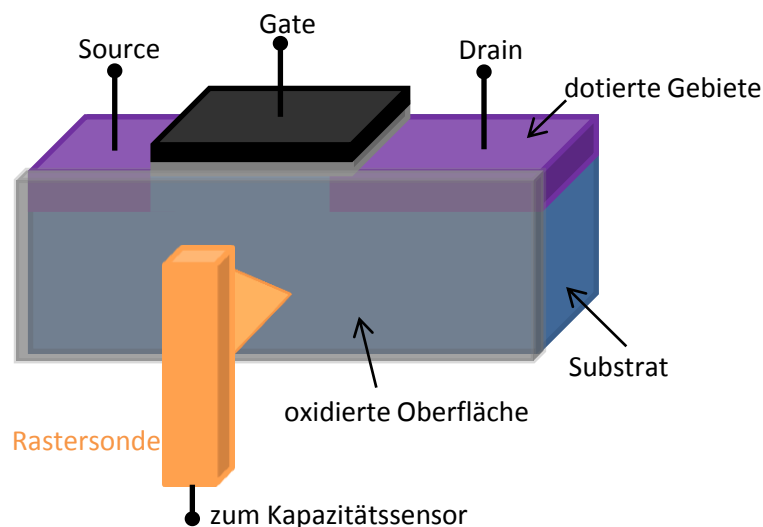


Abb. 1.13.: SCM-Messung an einem MOS-Transistor. Die Rastersonde wird über einer oxidierten Probe mit verschiedenen dotierten Gebieten bewegt

Alle in diesem Grundlagenkapitel beschriebenen SCM-Verfahren arbeiten im Kontaktmodus. Eine Grundvoraussetzung der SCM-Messung ist das Vorhandensein einer MOS-Kapazität, die von der Rastersonde, der Probe und einer auf der Probe befindlichen Oxidschicht gebildet wird[39]. Da die Rastersonde die metallische Komponente der MOS-Struktur darstellt, muss diese gut elektrisch leitend sein. Deshalb werden in der Regel metallisch beschichtete Rastersonden verwendet. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, hoch dotierte Rastersonden aus Silizium zu verwenden, da diese ebenfalls gut elektrisch leitend sind. Problematisch bei der SCM-Messung ist die Dicke der Oxidschicht. Ändert sie sich, bewirkt dies auch eine Änderung des  $C(U)$ -Verhaltens der MOS-Kapazität. Die Oxidschicht der verwendeten Probe muss daher homogen sein, d.h. an den gewünschten Messbereichen gleiche Dicke aufweisen. Die Beschaltung des RSM bei der Anwendung von SCM zeigt Abb. 1.14 a). Für die Kapazitätsdetektion wird ein als C-U-Wandler fungierender Sensor verwendet. Zur Trennung des Nutzsignals vom Rauschen ist ein nachgeschalteter Lock-In-Verstärker erforderlich. Beide Komponenten werden in Abschnitt 1.5.2 und Abschnitt 1.5.3 detailliert beschrieben. Ein elektrisches Ersatzschaltbild von SCM ist in Abb. 1.14 b) dargestellt. Weiterhin sind für die SCM-Messung eine Wechselspannungsquelle  $U_{AC}$  sowie eine Gleichspannungsquelle  $U_{Bias}$  erforderlich. Für die Wechsel-

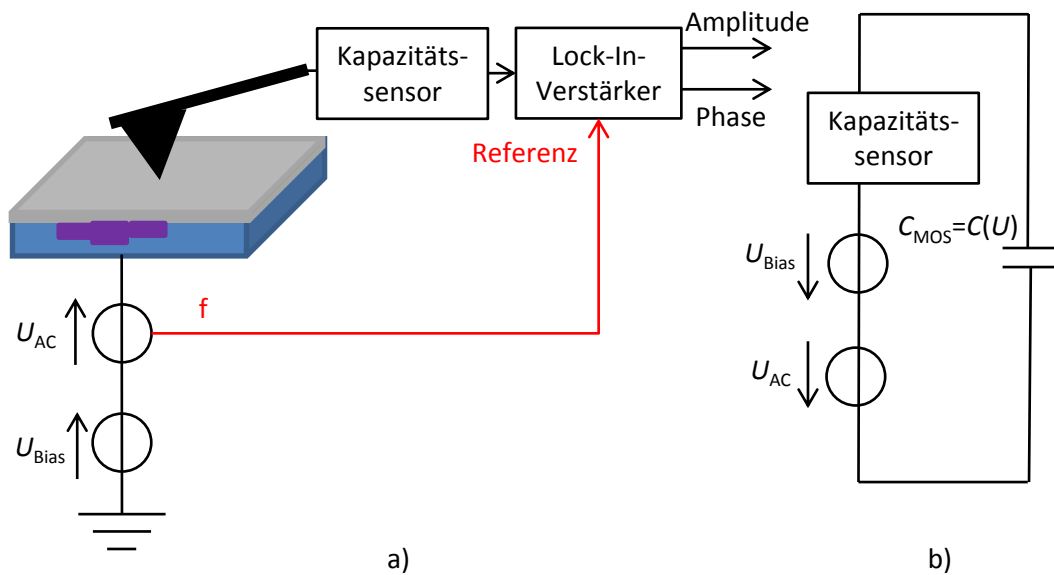


Abb. 1.14.: Prinzipschaltbild Kontakt-SCM a) und vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild b)

spannungsquelle gilt  $U_{AC}(t) = \hat{U}_{AC} \sin(2\pi f_{AC}t)$ .

Speziell benötigt SCM das  $C(U)$ -Verhalten der MOS-Struktur zur Messung. Der MOS-Kondensator wird dabei durch Anlegen einer Wechselspannung  $U_{AC}$  zwischen Rastersonde und Bulk der Probe moduliert[40]. Die MOS-Kapazität führt – verursacht von der Spannungsänderung – eine Kapazitätsänderung durch, deren Frequenz der Frequenz  $f_{AC}$  der angelegten Wechselspannung  $U_{AC}$  entspricht. Da der Kapazitätssensor die Kapazität in eine Spannung umwandelt, ermöglicht es ein nachgeschalteter Lock-In-Verstärker die Amplitude dieser Kapazitätsänderung auszuwerten. Das Ausgangssignal des Lock-In-Verstärkers bezeichnet man als differentielle Kapazität  $\frac{dC}{dU}$ . Das Prinzip am Beispiel von zwei verschiedenen  $C(U)$ -Kurven zeigt Abb. 1.15. Die beiden hier dargestellten Kurven repräsentieren dabei die  $C(U)$ -Verläufe eines n-dotierten Gebietes mit niedriger Dotierstoffkonzentration und eines p-Gebietes mit hoher Dotierstoffkonzentration.

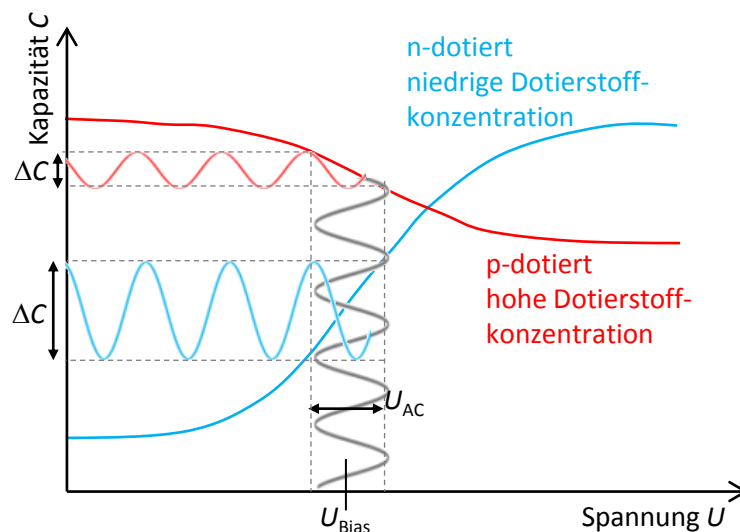


Abb. 1.15.: Funktionserklärung von SCM anhand der  $C(U)$ -Kurve

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

Da sich die entstehende Kapazitätsänderung des Systems Sonde-Oxid-Silizium weitestgehend auf den effektiven Bereich der Spitze beschränkt, ist eine sehr genaue Auflösung bei der Messung der unterschiedlich dotierten Gebiete möglich. Hohe Dotierstoffkonzentrationen weisen im  $C(U)$ -Verlauf niedrige Steigungen und niedrige Konzentrationen hohe Steigungen auf. Aus diesem Grund sind die Amplituden der Kapazitätsänderung bei hohen Konzentrationen niedrig und umgekehrt.

### 1.5.1. Streukapazitäten

Die im System vorhandenen Streu- und parasitären Kapazitäten  $C_{\text{Stray}}$  sind nicht von der Frequenz der Wechselspannung  $U_{\text{AC}}$  abhängig. Sie sind entweder statisch oder bilden ein ganz normales Rauschspektrum durch elektromagnetische Einstrahlungen. Dies führt jedoch zu einem schlechten Signal-Rausch-Verhältnis des Ausgangssignals des Kapazitätssensors, das den Einsatz eines Lock-In-Verstärkers unentbehrlich macht.

Die auftretenden Streukapazitäten  $C_{\text{Stray}}$  sind deutlich größer als die durch die Modulation mit der Wechselspannung auftretenden Kapazitätsänderungen der MOS-Struktur  $C_{\text{MOS}}$  [41, 42] (siehe Abb. 1.16). Den größten Anteil der Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  bildet dabei die vom Befestigungsplättchen der Rastersonde hervorgerufene Kapazität.

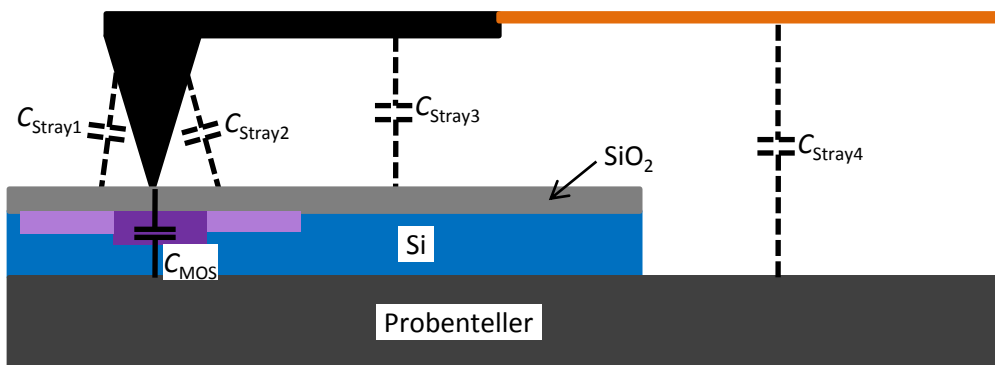


Abb. 1.16.: Streukapazitäten bei SCM (in Strichlinie eingezeichnet)

### 1.5.2. Kapazitätssensor

Der Kapazitätssensor hat die Aufgabe, eine detektierte Kapazität in ein Spannungssignal umzuwandeln. Dazu bestehen mehrere Möglichkeiten. Zwei konkrete Beispiele sind zum einen die Realisierung mit einem Hochfrequenz-Resonanzkreissensor und zum anderen eine Kapazitätsdetektion mittels Brückenschaltung.

Bei dem für die Raster-Sonden-Mikroskopie verwendeten Kapazitätssensor handelt es sich um einen Resonanzkreissensor, bestehend aus einem RLC-Glied und einem Oszillator. Das Messprinzip beruht auf der Detektion von kleinen Änderungen der Substratkapazität  $C_{\text{MOS}}$ . Bedingt durch die sehr kleinen Geometrien bei der Raster-Sonden-Mikroskopie liegen die Änderungen von  $C_{\text{MOS}}$  im Bereich weniger Attifarad. Parallel liegende, störend wirkende parasitäre Streukapazitäten  $C_{\text{Stray}}$  befinden sich jedoch im Pikofarad-Bereich. Das Schaltbild mit den Komponenten des Sensors zeigt Abb. 1.17. Zusätzlich ist dort auf der rechten Seite die Rastersonde mit den Kapazitäten dargestellt, Tab. 1.2 beschreibt die einzelnen Komponenten.

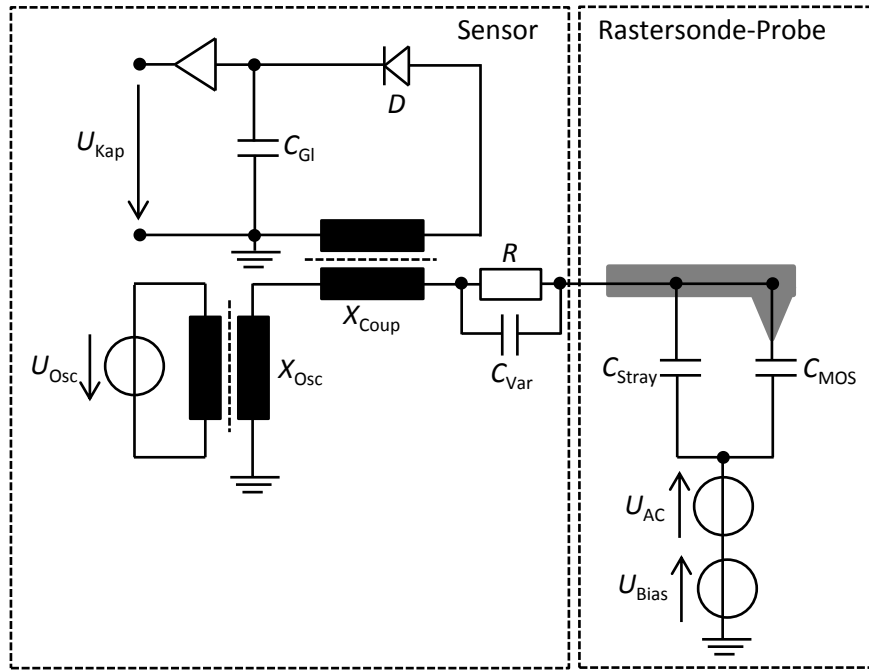


Abb. 1.17.: Elektrisches Schaltbild des Kapazitätssensors mit Komponenten des SCM

Bezeichnung	Beschreibung
$C_{Gl}$	Kapazität zur Gleichrichtung
$C_{MOS}$	MOS-Kapazität (Messgröße)
$C_{Stray}$	parasitäre Streukapazität
$C_{Var}$	veränderbare Parallelkapazität
$D$	Diode zur Gleichrichtung
$R$	Serienwiderstand
$U_{AC}$	AC-Spannungsquelle für SCM
$U_{Bias}$	DC-Spannungsquelle für SCM
$U_{Osc}$	Ausgangsspannung des Oszillators
$U_{Kap}$	Ausgangsspannung des Sensors
$X_{Coup}$	Auskopplungsübertrager
$X_{Osc}$	Übertrager zur Einkopplung der Oszillatorspannung

Tab. 1.2.: Beschreibung der Einzelkomponenten des Kapazitätssensors

Die sinusförmige Oszillatorspannung  $U_{Osc}$  wird induktiv durch einen Übertrager  $X_{Osc}$  in den Schwingkreis gekoppelt. Eine kleine Änderung von  $C_{MOS}$  bewirkt eine Änderung der Resonanzfrequenz des RLC-Reihenschwingkreises, was wiederum zu einer Änderung der Amplitude der Spannung an der im Schwingkreis befindlichen Spule von  $X_{Coup}$  führt. Die Spannung der gekoppelten Spule am Übertrager  $X_{Coup}$  wird durch eine Diode mit nachgeschaltetem Kondensator gleichgerichtet und nachträglich verstärkt, bis die Spannung  $U_{Kap}$  im Bereich einiger Millivolt liegt. Die Frequenz  $f_{Kap}$  des Oszillators kann typischerweise in einem Bereich von (850 – 950) MHz eingestellt werden[43]. Dies ermöglicht eine Abstimmung auf verschiedene Werte der Streukapazität  $C_{Stray}$ . Durch eine weitere, veränderbare Kapazität  $C_{Var}$  kann das System ähnlich wie durch Änderung der Oszillatorfrequenz zusätzlich beeinflusst werden.  $C_{Var}$  wird hauptsächlich zum Ausgleich von

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

Bauteiltoleranzen verwendet.

Die Gesamtkapazität des RLC-Reihenschwingkreises wird durch  $C_{\text{Sum}}$  ausgedrückt, die aus der Parallelschaltung von  $C_{\text{Stray}}$  und  $C_{\text{MOS}}$  besteht.  $C_{\text{Sum}}$  wird dabei wesentlich von der Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  bestimmt, die eigentliche Messgröße  $C_{\text{MOS}}$  hat nahezu keinen Einfluss auf  $C_{\text{Sum}}$ , da sie wesentlich kleiner ist. Die Dimensionierung der weiteren Bauteile ist zum einen aus der Frequenz  $f_{\text{Kap}}$  des Schwingkreises gegeben und wird zum anderen durch das zu messende System beeinflusst. Typische Werte für den RLC-Reihenschwingkreis sind:  $L = 40 \text{ nH}$ ,  $C_{\text{Sum}} = 0,8 \text{ pF}$ ,  $R = 10 \Omega$ . Das vereinfachte Schaltbild des RLC-Reihenschwingkreises zeigt Abb. 1.18.

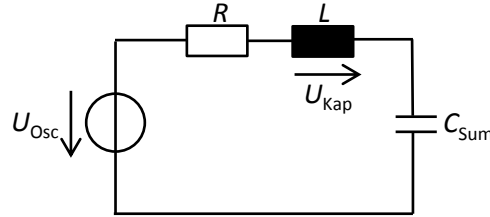


Abb. 1.18.: Vereinfachtes Schaltbild des RLC-Reihenschwingkreises im Kapazitätssensor

Dieser vereinfachte Reihenschwingkreis lässt sich durch die Übertragungsfunktion

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{U}_{\text{Kap}}(j\omega)}{\underline{U}_{\text{Osc}}(j\omega)} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_{\text{Sum}}}} \quad (1.16)$$

beschreiben. Den Amplitudengang des Reihenschwingkreises zeigt Abb. 1.19. Die Frequenz ist in diesem Diagramm von (850–950) MHz dargestellt. Zusätzlich sind dort noch die erste Ableitung sowie der Betrag der ersten Ableitung des Betrags der Übertragungsfunktion eingezeichnet. Wird die Frequenz des Oszillators dahingehend gewählt, dass sich  $|H(f)|$  im Bereich höchster Steigung befindet, also beim Maximum von  $\left| \frac{d}{df} |H(f)| \right|$ , verursacht eine Kapazitätsänderung von  $C_{\text{MOS}}$  eine maximale Änderung der Ausgangsspannung  $U_{\text{Kap}}$ . Bei dieser Frequenz weist somit der Kapazitätssensor seine größte Empfindlichkeit auf. Zusammengefasst lässt sich für eine kleine Kapazitätsänderung  $\Delta C_{\text{MOS}}$  mit der Frequenz  $f_{\text{AC}}$  die Änderung der Ausgangsspannung durch

$$\Delta U_{\text{Kap}} = \gamma_{\text{Kap}} \Delta C_{\text{MOS}} \quad (1.17)$$

ausdrücken. Der Faktor  $\gamma_{\text{Kap}}$  ist jedoch keine feste Konstante, sondern von folgenden Parametern abhängig:

- Konstante für verwendeten Kapazitätssensor  $k_{\text{konst}}$ ,
- Frequenz der Kapazitätsänderung  $f_{\text{AC}}$ ,
- statische Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$ ,
- Oszillatorfrequenz des Reihenschwingkreises  $f_{\text{Kap}}$ .

Es gilt also die Beziehung

$$\gamma_{\text{Kap}} = f(k_{\text{konst}}, f_{\text{AC}}, C_{\text{Stray}}, f_{\text{Kap}}). \quad (1.18)$$

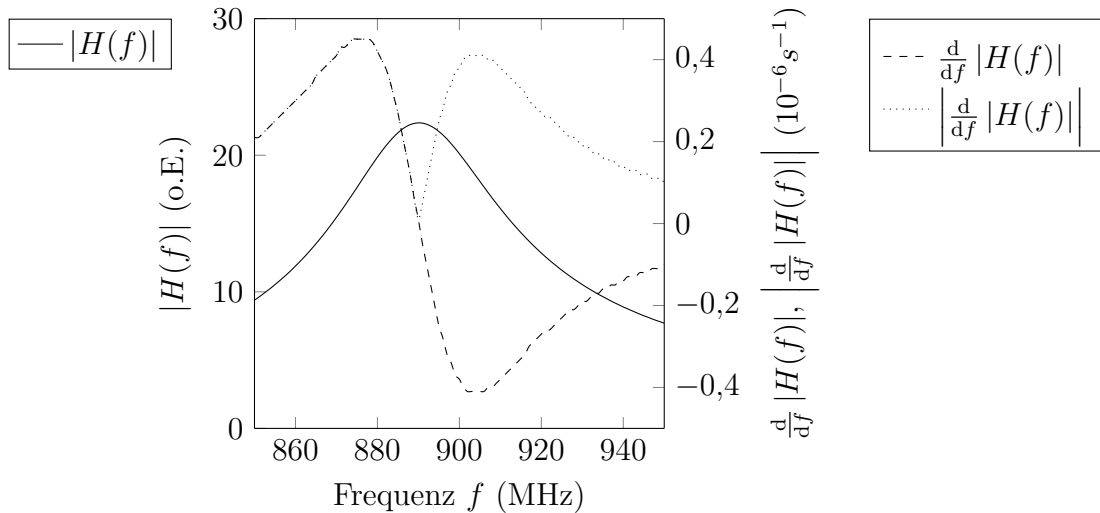


Abb. 1.19.: Amplitudengang RLC-Reihenschwingkreis mit erster Ableitung des Amplitudengangs und Betrag der ersten Ableitung

Die Abhängigkeit von  $f_{AC}$  auf  $\gamma_{Kap}$  lässt sich durch zusätzliche Schaltungsmaßnahmen wie die Gleichrichtung und die Signalverstärkung erklären, die negative Einfluss auf den Frequenzgang des Kapazitätssensors ausüben. Da nicht alle Einflussgrößen von  $\gamma_{Kap}$  hinreichend genau bestimmt werden können, stellt  $\gamma_{Kap}$  eine nahezu unbekannte Größe dar. Es gilt jedoch stets, dass eine größere Änderung von  $\Delta C_{MOS}$  auch eine größere Änderung von  $\Delta U_{Kap}$  hervorruft.

Der Phasenunterschied zwischen der Kapazitätsänderung am Eingang und der Ausgangsspannung stellt zudem eine von mehreren Faktoren abhängige Unbekannte dar. Diese Faktoren entsprechen dabei denen von  $\gamma_{Kap}$ . Eine exakte Bestimmung dieses Phasenunterschiedes ist zwar für bekannte Kapazitätsänderungen möglich, eine Übertragung dieser Werte auf unbekannte Kapazitätsänderungen am Eingang ist jedoch nur sehr schwer durchzuführen[44].

Da die Frequenz des Oszillators im Kapazitätssensor im Bereich von 1 GHz liegt, wird mit dem Kapazitätssensor stets der Hochfrequenz C(U)-Verlauf detektiert. Es ist dementsprechend nicht möglich, die Kapazität in Inversion im niederfrequenten Fall zu messen. Weiterhin beträgt der Anteil der Spannung an der MOS-Kapazität  $C_{MOS}$ , der von der Oszillatorspannung  $U_{Osc}$  stammt, nur wenige Millivolt. Dies ist wichtig, da die Messgröße – also die MOS-Kapazität – von der angelegten Spannung abhängt. Aufgrund der sehr kleinen Messspannung des Oszillators im Kapazitätssensor kommt es zu keiner Beeinflussung der MOS-Struktur. Beim später vorgestellten SCM-Verfahren wird diese Kapazitäts-Spannungsabhängigkeit der MOS-Struktur jedoch gezielt genutzt.

### 1.5.3. Lock-In-Verstärkertechnik

#### 1.5.3.1. Grundprinzip

Lock-In-Verstärker werden verwendet, um aus stark verrauschten Signalen ein Nutzsignal zu extrahieren[45]. Einzige Voraussetzung hierbei ist, dass das Nutzsignal zeitlich gesehen einem Referenzsignal folgt. Das typische Einsatzgebiet ist in Abb. 1.20 aufgezeigt. Es wird ein als DUT (Device under Test) bezeichnetes System mit einer Sinusschwingung der Fre-

1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

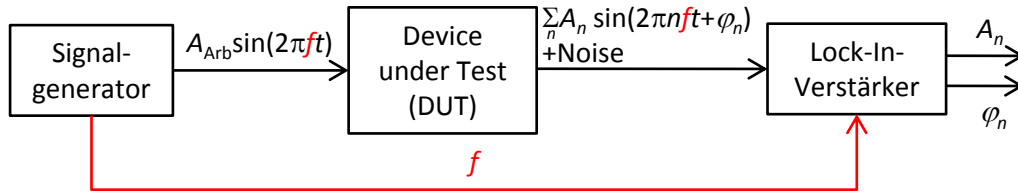


Abb. 1.20.: Typisches Anwendungsbeispiel für Lock-In-Verstärker

quenz  $f$  und bekannter Amplitude  $A_{\text{Arb}}$  angeregt. Das DUT liefert als Ausgangsgröße ein Signal, in dem sowohl die Frequenz des anregenden Signals als auch evtl. vorkommende höhere Harmonische mit der Frequenz  $nf$  vorhanden sind. Das Ausgangssignal des DUT kann selbst stark mit Rauschen überlagert sein und die zu messenden Signale können in ihrer Amplitude um einige Zehnerpotenzen unter dem Rauschpegel liegen. Die höchste Anforderung an den Lock-In-Verstärker besteht darin, den Amplitudenwert  $A_n$  einer bestimmten Harmonischen aus dem Rauschen herauszufiltern und zu verstärken. Mit einem Zweiphasen-Lock-In-Verstärker kann zudem auch der Winkel  $\varphi_n$  gemessen werden, der den Phasenunterschied zwischen Eingangssignal und einer jeweiligen Harmonischen im Ausgangssignal des DUT darstellt.

Der Lock-In-Verstärker besteht im Wesentlichen aus drei Komponenten: Eingangsfilter, Multiplizierer und Ausgangsfilter. Ein Aufbau aus nur diesen drei Komponenten wird einphasiger Lock-In-Verstärker genannt (siehe Abb. 1.21). Das Ausgangssignal eines Lock-In-Verstärkers ist direkt proportional zur Amplitude des Eingangssignals bei der Frequenz  $f$ . Durch einen evtl. im Lock-In-Verstärker vorhandenen Frequenzvervielfacher können darüber hinaus auch die weiteren Harmonischen ( $2f, 3f, \dots$ ) des Eingangssignals betrachtet werden.

Ein entscheidender Nachteil dieses Aufbaus besteht darin, dass das Ausgangssignal von dem Phasenunterschied zwischen Eingangs- und Referenzsignal abhängt. In Abb. 1.22 ist hierzu ein Beispiel für die Grundschwingung dargestellt. Das Ausgangssignal  $A_1$  nimmt mit zunehmendem Phasenunterschied  $\varphi_1$  ab.

Wird der Einphasen-Lock-In-Verstärker bei einem System angewandt, dessen Ausgangssignal keine konstante Phasendifferenz zum Referenzsignal aufweist, kann die Amplitude des Ausgangssignals nicht zuverlässig bestimmt werden. Dieses Szenario tritt beispielsweise bei den SCM-Verfahren auf. Hier stellt sich je nach Dotiertyp eine andere Phasendifferenz ein. Wie man in der Abb. 1.22 sehen kann, ist das Ausgangssignal des Einphasen-

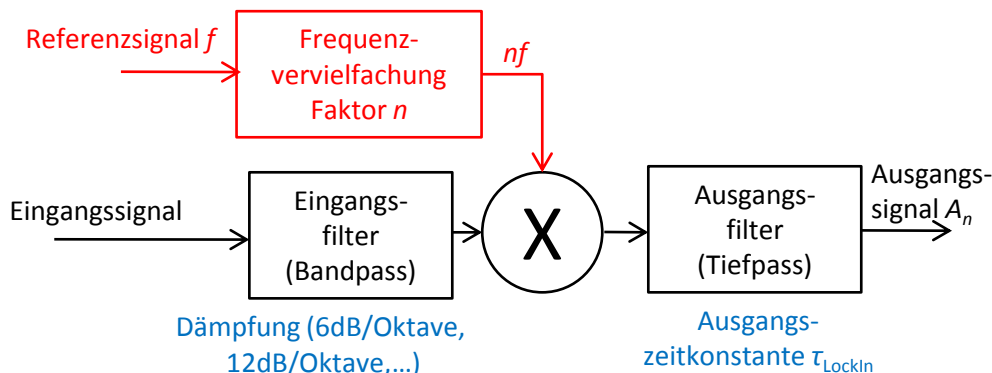


Abb. 1.21.: Aufbau einphasiger Lock-In-Verstärker



Lock-In-Verstärkers stets abhängig von dieser Phasendifferenz. Nimmt diese den Wert  $90^\circ$  bzw.  $-90^\circ$  an, wird das Ausgangssignal null, selbst wenn sich die Amplitude des Eingangssignals nicht ändert. Letztendlich ist beim Einphasen-Lock-In-Verstärker also das Ausgangssignal stets von der Phasendifferenz zwischen Eingangs- und Referenzsignal abhängig. Weiterhin kann mit dem einphasigen Lock-In-Verstärker dieser Phasenunterschied nicht gemessen werden.

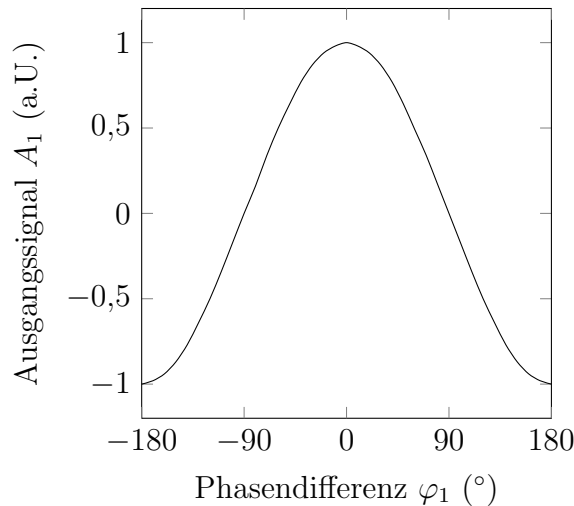


Abb. 1.22.: Ausgangssignal  $A_1$  des einphasigen Lock-In-Verstärkers in Abhängigkeit von der Phasendifferenz  $\varphi_1$

### 1.5.3.2. Erweiterung zum Zweiphasen-Lock-In-Verstärker

Der einphasige Lock-In-Verstärker lässt sich durch Anfügen einer zweiten Multipliziereinheit zu einem zweiphasigen Lock-In-Verstärker erweitern. Der zweiten Multipliziereinheit wird das um  $90^\circ$  phasenverschobene Referenzsignal zugeführt. Zur ursprünglichen Signalkomponente, die den Realteil  $\text{Re}\{A_n\}$  des Ausgangssignals darstellt, fügt sich die Komponente der zweiten Multipliziereinheit hinzu, die den Imaginärteil  $\text{Im}\{A_n\}$  repräsentiert. Der Betrag des Ausgangssignals lässt sich damit durch

$$|A_n| = \sqrt{\text{Re}\{A_n\}^2 + \text{Im}\{A_n\}^2} \quad (1.19)$$

angeben und wird im Verlauf der hier vorliegenden Arbeit als „Amplitudensignal“ bezeichnet. Dieses Amplitudensignal ist unabhängig von der Phasendifferenz  $\varphi_n$  zwischen Eingangs- und Referenzsignal. Weiterhin lässt sich diese Phasendifferenz zwischen Referenz- und Eingangssignal durch das Verhältnis von Imaginär- zu Realteil mit

$$\varphi_n = \arctan \frac{\text{Im}\{A_n\}}{\text{Re}\{A_n\}} \quad (1.20)$$

und den entsprechenden Fallunterscheidungen des Arkustangens berechnen. Im Folgenden wird dieser Winkel mit „Phasensignal“ bezeichnet. Den prinzipiellen Aufbau eines Zweiphasen-Lock-In-Verstärkers zeigt Abb. 1.23.

### 1.5.3.3. Kenngrößen des Lock-In-Verstärkers

Die Lock-In-Verstärkung weist diverse Kenn- und Einflussgrößen auf. Diese Kenngrößen üben direkten Einfluss auf das Ausgangssignal in Bezug auf das Signal-Rausch-Verhältnis

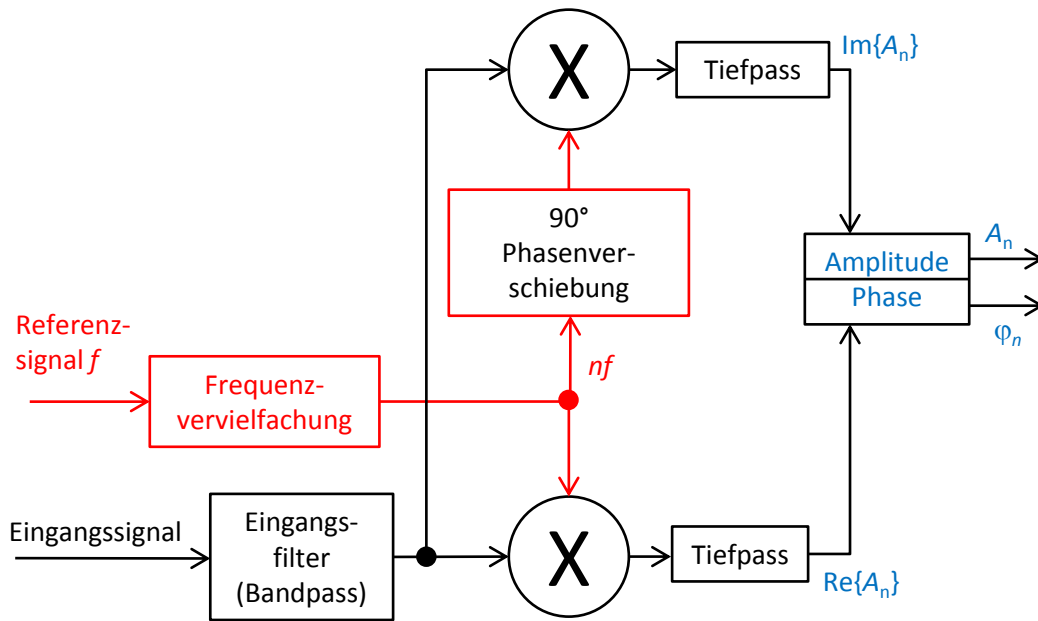


Abb. 1.23.: Aufbau Zweiphasen-Lock-In-Verstärker

(SNR - Signal-to-Noise-Ratio) aus. Nachfolgend sind die wichtigsten Kenngrößen eines Lock-In-Verstärkers aufgelistet:

- **Dynamische Reserve (DR)**

Damit wird beschrieben, wie stark ein einzelnes Störsignal in Bezug auf das Nutzsinal sein darf, damit das Ausgangssignal einen Fehler von maximal 5% aufweist. Die Angabe erfolgt in dB und ist definiert als

$$DR = 20 \text{ dB} \log \frac{U_{\text{Noise}}}{U_{\text{Use}}}. \quad (1.21)$$

$U_{\text{Noise}}$  beschreibt den Effektivwert der Rauschspannung,  $U_{\text{Use}}$  ist der Effektivwert des Spektralanteils des Nutzsignals, das rekonstruiert werden soll. Die dynamische Reserve ist zusätzlich von der Frequenz abhängig und wird für eine bestimmte Frequenz angegeben. Dabei gilt, dass mit zunehmender Referenzfrequenz die dynamische Reserve sinkt. Bei höherfrequenten Signalen ist somit die Lock-In-Verstärkung weniger effektiv als bei niederfrequenten.

- **Eingangsrauschen**

Das Eingangsrauschen hat die Einheit  $\frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ . Es gibt das Rauschen des Lock-In-Verstärkers am Ausgang bei kurzgeschlossenem Eingang an. Es sollte möglichst gering sein, da kleine Eingangsspannungen bei zu hohem Eingangsrauschen nicht mehr rekonstruiert werden können.

- **Acquisition Time**

Die Zeit für eine Anpassung des Lock-In-Verstärkers bei einer Änderung der externen Referenzfrequenz wird als Acquisition Time bezeichnet. Bei einer Frequenzänderung ist das Ausgangssignal erst nach dieser Zeit wieder stabil und nimmt einen zuverlässigen Wert an.

Durch die im Folgenden aufgezeigten Parameter kann der Lock-In-Verstärker an die jeweilige Messaufgabe angepasst werden:

- **Dämpfung des Eingangsfilters**

Die Dämpfung des Eingangsfilters bestimmt die Bandbreite der Lock-In-Verstärkung. Typische Werte sind 6 dB/Okt, 12 dB/Okt oder 24 dB/Okt. Die Dämpfung begrenzt die Reaktion des Ausgangssignals auf eine Änderung des Eingangssignals. Bei einer größeren Dämpfung nimmt das Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang zu, wobei die Reaktionszeit auf eine Änderung am Eingang im Gegensatz dazu ansteigt.

- **Ausgangszeitkonstante**

Die Ausgangszeitkonstante bestimmt den Tiefpassfilter am Ausgang der Multipliziereinheit. Sie ist definiert als  $\tau_{\text{LockIn}} = \frac{1}{2\pi f}$ , wobei  $f$  die  $-3$  dB Grenzfrequenz des Filters ist. Dieser Filter ist gewöhnlich als Tiefpassfilter erster Ordnung (RC-Filter) ausgelegt. Mit zunehmender Ausgangszeitkonstante sinkt das Rauschen am Ausgang, jedoch steigt auch die Reaktionszeit auf eine Änderung des Eingangssignals.

### 1.5.4. Parameter der SCM-Messung

Bei der SCM-Messung lassen sich im Wesentlichen vier verschiedene Parameter verändern. Diese Parameter nehmen Einfluss auf das Ausgangssignal. Es gilt daher, möglichst ein Optimum dieser Parameter zu finden. Die einzelnen Parameter sind dabei:

- **Amplitude der angelegten Wechselspannung  $U_{AC}$**

Die Höhe der angelegten Wechselspannung hat direkten Einfluss auf die Kapazitätsänderung. Wird sie zu klein gewählt, lässt sich die Kapazitätsänderung nicht mehr detektieren und eine Messung ist nicht mehr möglich. Bei zu groß gewählter Wechselspannung geht die Kapazitätsänderung in Sättigung über und es ergibt sich kein Unterschied zwischen verschiedenen dotierten Gebieten. Hohe Oxiddicken erfordern meist auch höhere Wechselspannungen durch den flacheren  $C(U)$ -Verlauf.

- **Angelegte Gleichspannung  $U_{\text{Bias}}$**

Durch eine zusätzliche Gleichspannung kann der Arbeitspunkt auf der  $C(U)$ -Kurve verändert werden. Hierdurch kann eine zusätzliche Optimierung des Ausgangssignals in Hinblick auf Stärke und Kontrast erfolgen. Die Gleichspannung muss dazu in umgekehrter Polarität zu der herrschenden Flachbandspannung  $U_{\text{FB}}$  zwischen der Rastersonde und dem Bulk der Probe angelegt werden. Weisen Flachbandspannung und  $U_{\text{Bias}}$  gleichen Betrag auf, liegt die höchste Empfindlichkeit bezüglich der Messung der Dotierstoffkonzentration vor.

- **Frequenz der Wechselspannung  $f_{AC}$**

Diese hat Einfluss auf das Signal-Rausch-Verhältnis des Ausgangssignals. Der Frequenzbereich beträgt in der Regel (5 – 100) kHz. Durch einen Sweep dieser Frequenz kann der optimale Arbeitspunkt gewählt werden. Die Frequenz wird auf den Wert gesetzt, bei dem das Amplitudensignal ein Maximum aufweist.

- **Oszillatorfrequenz des Kapazitätssensors  $f_{\text{Kap}}$**

Aufgrund nicht konstanter, statischer Streukapazitäten muss der Kapazitätssensor abgestimmt werden. Dies geschieht bei Resonanzkreis-Kapazitätssensoren durch

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

Veränderung der Oszillatorfrequenz  $f_{\text{Kap}}$ . Sie sollte dabei so gewählt werden, dass eine Kapazitätsänderung am Eingang eine möglichst hohe Änderung des Ausgangssignals hervorruft. Den Verlauf des Ausgangssignals eines Kapazitätssensors in Abhängigkeit von der Oszillatorfrequenz  $f_{\text{Kap}}$  im Bereich von (850 – 950) MHz zeigt Abb. 1.24. Dieses Ausgangssignal wurde dabei durch einen Tiefpass gefiltert, um das Rauschen in diesem Signal zu minimieren. In diesem Fall sollte der im Diagramm gekennzeichnete Arbeitspunkt (AP) gewählt werden, da sich dieser im Bereich maximaler Steigung befindet.

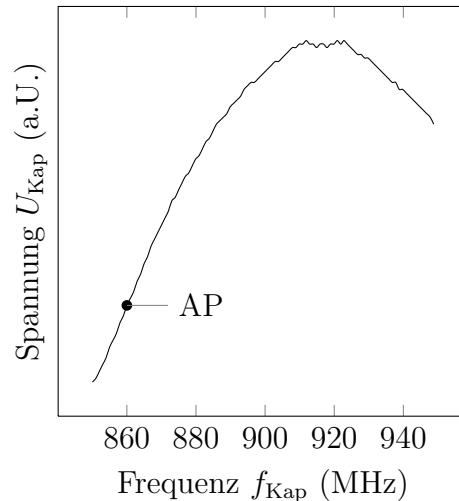


Abb. 1.24.: Ausgangsspannung  $U_{\text{Kap}}$  des Kapazitätssensors in Abhängigkeit von dessen Oszillatorfrequenz  $f_{\text{Kap}}$  zur Bestimmung des optimalen Arbeitspunktes

### 1.5.5. SCM-Betriebsmodi und Signale

SCM weist zwei verschiedene Betriebsmodi auf, die es erlauben, drei verschiedene Signale darzustellen. Diese Signale liefern verschiedene Aussagen bezüglich Dotierstoffkonzentration und Art der Dotierung[46]. Das Amplituden- und Phasensignal wird im normalen Betriebsmodus (auch als Open-Loop bezeichnet) bestimmt. In diesem Betriebsmodus wird die angelegte AC-Spannung  $U_{\text{AC}}$  während des Scans der Probe konstant gehalten, das Amplituden- und Phasensignal wird durch den Lock-In-Verstärker gemessen. Der zweite Betriebsmodus wird als Closed-Loop-Modus bezeichnet. Hier wird das Amplitudensignal mit einer Regeleinrichtung konstant gehalten. Als Stellgröße wird dazu die Amplitude der angelegten Wechselspannung  $U_{\text{AC}}$  verwendet. Anders ausgedrückt wird  $\hat{U}_{\text{AC}}$  stets so hoch gewählt, dass immer die gleiche Kapazitätsänderung  $\Delta C$  auftritt. Im Closed-Loop-Modus liefert dementsprechend nur das Closed-Loop-Signal, das der Spannung  $\hat{U}_{\text{AC}}$  entspricht, Information bezüglich der Dotierung. Die drei Signale zeigt Abb. 1.25 anhand eines Beispiels.

#### Beschreibung der einzelnen Signale:

- **Amplitudensignal**

Hierbei handelt es sich um die Amplitude  $\Delta C$  der Kapazitätsänderung. Die Amplitude liefert Aussagen zur Dotierstoffkonzentration was durch die Abhängigkeit der Steigung im  $C(U)$ -Verlauf von verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen begründet

ist (vgl. Abb. 1.15). Die angelegte Wechselspannung  $\hat{U}_{AC}$  wird dazu während der Messung konstant gehalten.

- **Phasensignal**

Die Phase beschreibt den Phasenunterschied zwischen dem Ausgangssignal des Kapazitätssensors (also der Kapazitätsänderung) und der anregenden Wechselspannung. Ist die Steigung der anregenden Wechselspannung positiv, ist bei n-Dotierung die Steigung der Kapazitätsänderung positiv; bei p-Dotierung ist sie hingegen negativ. Das Phasensignal liefert also eine Aussage über den Typ der Dotierung, da die Signale von p-Dotierung und n-Dotierung um  $180^\circ$  phasenverschoben sind. Wie auch bei der Messung des Amplitudensignals bleibt die Spannung  $\hat{U}_{AC}$  dazu unverändert.

- **Closed-Loop-Signal**

Dieses Signal zeigt Gebiete mit hoher Dotierstoffkonzentration durch ein großes Ausgangssignal an, da bei diesen Gebieten im Vergleich zu niedrig dotierten eine höhere Wechselspannung  $\hat{U}_{AC}$  erforderlich ist, um eine konstante Kapazitätsänderung hervorzurufen. Schwach dotierte Gebiete werden hingegen mit kleinem Signalpegel dargestellt. Der Nachteil der Messung im Closed-Loop-Modus besteht wie beim Amplitudensignal darin, dass sich n- und p-Dotierung nicht unterscheiden lassen.

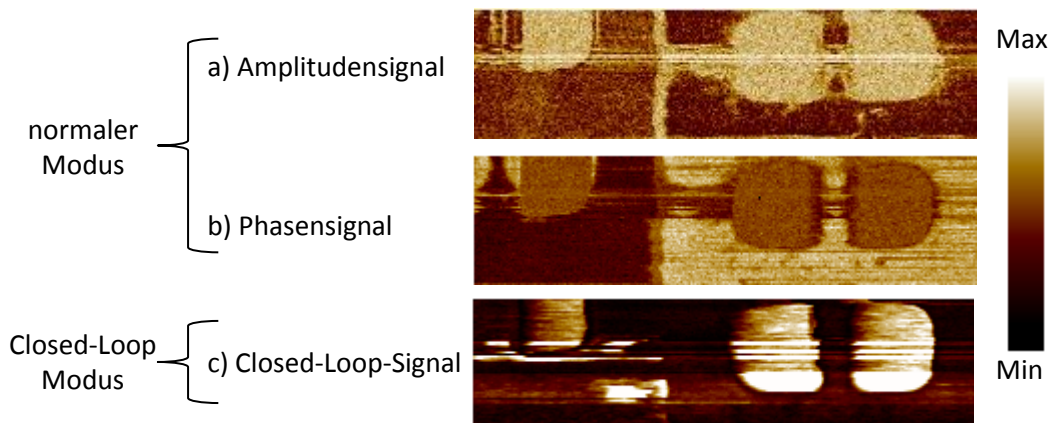


Abb. 1.25.: Vergleich von SCM-Signalen; Amplitudensignal a), Phasensignal b) und Signal des Closed-Loop c)

### 1.5.6. Quantifizierung der SCM-Messung

Ein generelles Problem bei der SCM-Messung sind die vielen unbekannt Parameter[47]. Die Parameter, die dabei die Messung am stärksten beeinflussen, sind die Oxiddicke[46, 48] und die effektive Auflagefläche der Rastersonde[49]. In den Grundlagen zur MOS-Struktur wurde bereits gezeigt, dass die Steigung der  $C(U)$ -Kurve von der Oxiddicke abhängig ist. Das Amplitudensignal steigt mit größer werdender effektiver Auflagefläche der Rastersonde, da die entstehende Kapazitätsänderung proportional mit der Fläche zunimmt. Um dennoch eine quantitative Aussage über die Konzentration der Dotierung machen zu können, beschreibt die Literatur einige Vorgehensweisen. Bei bekannter Dicke des Oxides und der effektiven Fläche der Rastersonde kann zum Beispiel auf absolute Werte rückgeschlossen werden[50, 51]. Weiterhin kann eine vergleichende Messung mit einer Referenzprobe vorgenommen werden und somit auf die Dotierstoffkonzentration geschlossen

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

werden[52]. Auch am Kapazitätssensor wurden Verbesserungen durchgeführt, um die Kapazitätsänderung absolut zu messen[53], also den Umrechnungsfaktor von Kapazität zu Spannung exakt bestimmen zu können. Schließlich wurde ein Verfahren entwickelt, das im Closed-Loop quantitative Rückschlüsse gestattet[54]. All diese Maßnahmen erfordern jedoch enormen zusätzlichen Aufwand, sodass bis jetzt SCM und seine Varianten als rein qualitative Messverfahren zu betrachten sind[55].

### 1.5.7. Ortsauflösung und Auflösung der Dotierstoffkonzentration

Bei der Auflösung muss zwischen der lateralen und der Dotierungsauflösung unterschieden werden[56]. In der Literatur wird die laterale Auflösung mit 20 nm angegeben. Die laterale Auflösung wurde dabei als Abstand bestimmt, in dem sich das Signal von einem Gebiet zum anderen von 10% nach 90% ändert. Die Dotierungsauflösung wird im Wesentlichen durch den Kapazitätssensor beeinflusst. Es lassen sich bei idealer Abstimmung des Kapazitätssensors Dotierungen von ca.  $1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  bis  $2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$  detektieren. Die Auflösung nimmt jedoch, bedingt durch den C(U)-Verlauf, mit steigender Konzentration ab. In der Literatur wird dabei mehrfach festgehalten, dass sich Dotierungen größer als  $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  nicht mehr unterscheiden lassen[57]. Die Form der Rastersonde hat dabei einen zusätzlichen, maßgeblichen Einfluss auf die laterale Auflösung[58, 59].

Bei Messungen in Standardumgebung beeinflusst auch der von der Luftfeuchtigkeit hervorgerufene Wasserfilm sowohl die laterale als auch die Dotierungsauflösung[60].

## 1.6. Scanning-Capacitance-Spectroscopy (SCS)

Im Gegensatz zum herkömmlichen SCM wird bei diesem Verfahren nicht nur ein Messwert pro Messpunkt aufgenommen, sondern der vollständige C(U)-Verlauf in einem bestimmten Spannungsbereich[61, 62]. Ein Vorteil hierbei ist die genaue Bestimmung der Lage von p/n-Übergängen[63], da diese einen definierten, symmetrischen C(U)-Verlauf aufweisen[64]. Das Prinzipschaltbild zeigt Abb. 1.26.

Für jeden Messpunkt der zweidimensionalen Darstellung wird die angelegte DC-Spannung  $U_{\text{Bias}}$  in Rampenform erhöht. Der Kapazitätssensor erfasst die zugehörige Kapazität für jeden Spannungswert der Rampe. Man erhält somit die Hochfrequenz - C(U) - Kurve der MOS-Struktur an jedem Messpunkt[65].

Da hierbei keine Lock-In-Technik verwendet wird, werden unerwünschte Streu- und parasitäre Kapazitäten nicht eliminiert. Weiterhin erfordert das stark verrauschte Ausgangssignal des Kapazitätssensors ein mehrmaliges Abfahren der Rampe an einem Messpunkt und eine nachfolgende Mittelwertbildung der gewonnenen Messwerte. Mit fortlaufender Mittelwertbildung aus den gewonnenen Messwerten steigt zwar das Signal-Rausch-Verhältnis, die Messdauer verlängert sich jedoch proportional zur Anzahl der Messwerte.

Ein Beispiel einer SCS-Messung an einem MOS-Transistor zeigt Abb. 1.27. Genau am p/n-Übergang (Abb. 1.27 e)) ist die Kapazitäts-Spannungsabhängigkeit symmetrisch, in benachbarten Bereichen des p/n-Übergangs (Abb. 1.27 d) und f)) zeigt sich eine Unsymmetrie im Kapazitäts-Spannungsverlauf. Die Lage des p/n-Übergangs lässt sich somit mit hoher Ortsauflösung bestimmen. Begründet durch den unterschiedlichen C(U)-Verlauf von p- und n-Dotierung zeigt sich im Kapazitätsbild für einen positiven Spannungswert  $U_{\text{Bias},2}$  (Abb. 1.27 c)) eine Invertierung der entsprechenden Gebiete im Gegensatz zu negativer Spannung  $U_{\text{Bias},1}$  und bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  (Abb. 1.27 a) und b)).

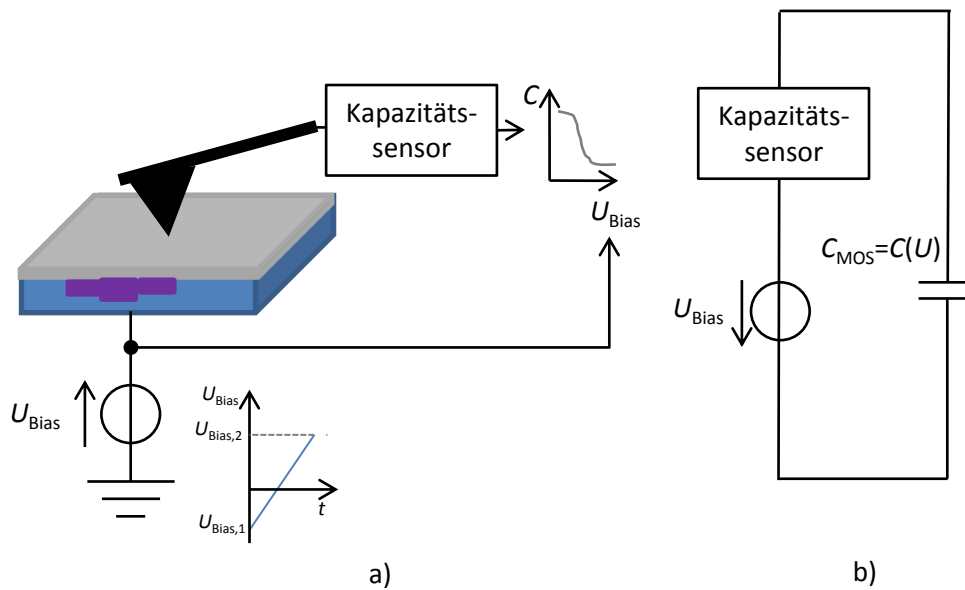


Abb. 1.26.: Prinzipschaltbild Scanning-Capacitance-Spectroscopy a) und vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild b)

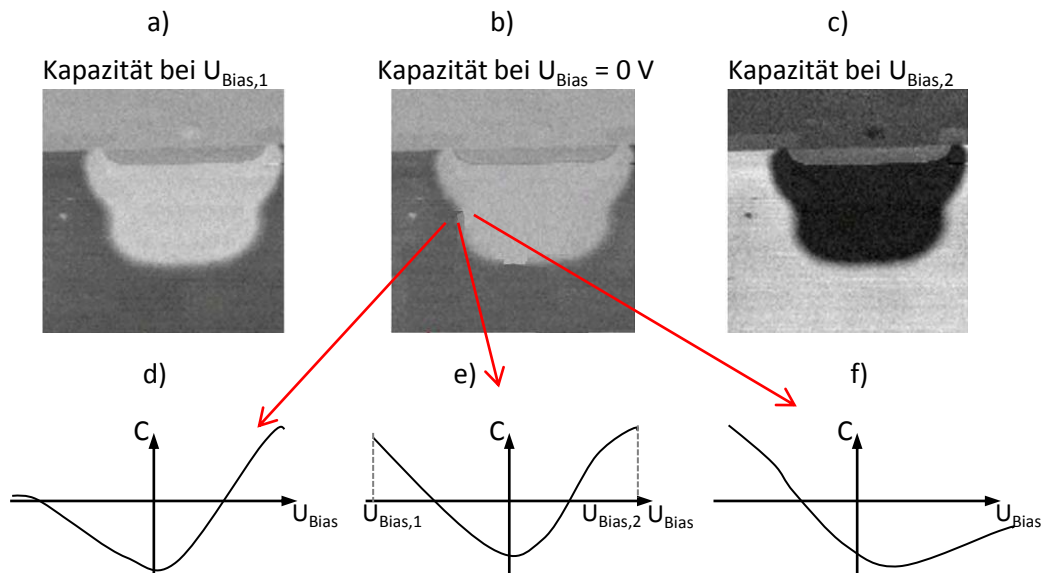


Abb. 1.27.: Beispiel einer SCS-Messung[65]. Oben sind Kapazitätsbilder einer p/n-Struktur bei den entsprechenden Spannungen ( $U_{Bias,1} < 0$  V a),  $U_{Bias} = 0$  V b),  $U_{Bias,2} > 0$  V c)) dargestellt. Die  $C(U)$ -Kurven in einem Messpunkt sind symmetrisch am p/n-Übergang e) und asymmetrisch in dem angrenzenden n-Gebiet d) bzw. im p-Gebiet f)

## 1.7. Differential-Scanning-Capacitance-Spectroscopy (DSCS)

Wie auch beim SCS wird beim DSCS die Kapazität für jeden Messpunkt über einen bestimmten Spannungsbereich gemessen[66]. Dies geschieht wiederum durch Anlegen einer rampenförmigen Gleichspannung. Im Gegensatz zur SCS wird jedoch die Lock-In-Technik benutzt, was eine zur Gleichspannung überlagerte Wechsellspannung zwischen Rastersonde und Probe wie beim herkömmlichen SCM erfordert. Den Aufbau zeigt Abb. 1.28.

Durch den nachgeschalteten Lock-In-Verstärker und der angelegten Wechsellspannung  $U_{AC}$  ist das Ausgangssignal des Lock-In-Verstärkers eine differenzielle Kapazität entsprechend dem des Standard-SCM-Verfahrens. Dieses Amplitudensignal stellt somit den Betrag der differentiellen  $C(U)$ -Hochfrequenzkurve in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{Bias}$  dar. Durch Integration über die Biasspannung kann auf die HF- $C(U)$ -Kurve zurückgeschlossen werden. Die gemessene differentielle Kapazität  $\left| \frac{dC(U)}{dU} \right|$  ist stets positiv. Der Dotiertyp lässt sich daraus zunächst nicht erkennen. Berechnet man hingegen noch zusätzlich das Phasensignal des Lock-In-Verstärkers mit  $\text{sgn}(\varphi)$  ein, wird aus der Integration die wirkliche  $C(U)$ -Kurve des entsprechenden Messpunktes. Beim Abfahren der Rampe von der Spannung  $U_{Bias,1}$  bis zur Spannung  $U_{Bias,2}$  lautet das vollständige Integral:

$$C(U) = \int_{U_{Bias,1}}^{U_{Bias,2}} \left| \frac{dC(U)}{dU} \right| \text{sgn}(\varphi) dU_{Bias}. \quad (1.22)$$

Der Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, dass der Einfluss von parasitären Kapazitäten durch die Lock-In-Technik weitestgehend eliminiert wird. Durch den Ausgangsfilter des Lock-In-Verstärkers kann jedoch die Spannungsrampe nicht beliebig schnell abgefahren werden, da dies von der Zeitkonstante des Ausgangsfilters verhindert wird. Um ein

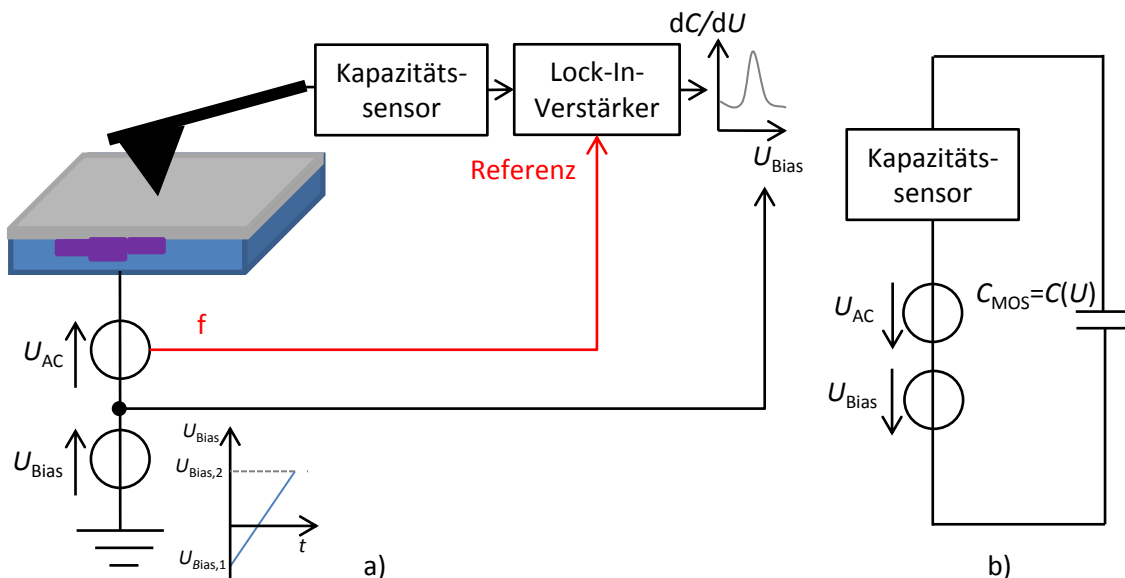


Abb. 1.28.: Prinzipschaltbild Differential-Scanning-Capacitance-Spectroscopy a) und vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild b)



möglichst unverfälschtes Ergebnis zu erhalten, muss weiterhin die Wechselspannung  $U_{AC}$  möglichst klein gewählt werden.

Abbildung 1.29 zeigt das Beispiel einer DSCS-Messung an zwei verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen ( $N_D = 1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ). Das Amplitudensignal wurde dabei bereits mit der Signumfunktion der Phase multipliziert. Das Diagramm zeigt weiterhin die durch numerische Integration entstandenen  $C(U)$ -Kurven der entsprechenden Dotierungen. Die durch Integration entstandenen  $C(U)$ -Verläufe zeigen auch das beim DSCS erwartete Verhalten. Andere Dotierungen (in Konzentration und Art) weisen inverse Steigungen auf und können somit leicht identifiziert werden.

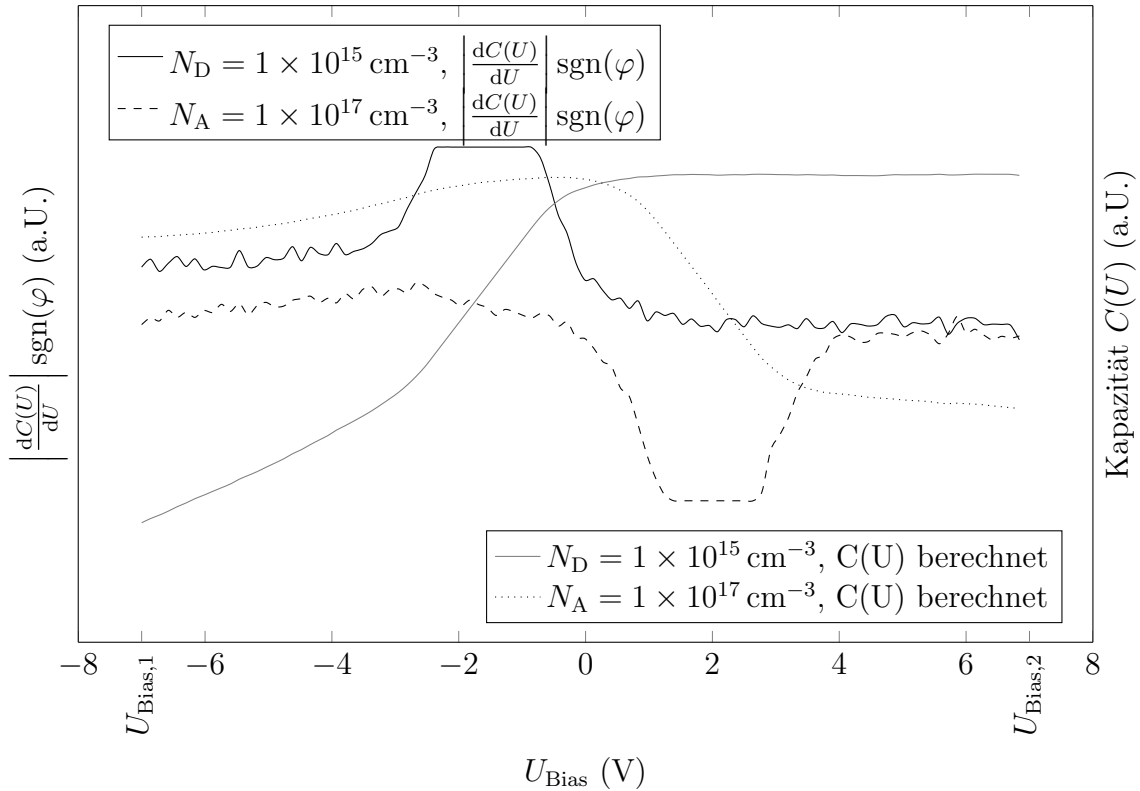


Abb. 1.29.: Beispiel einer DSCS-Messung. Die Kapazität  $C(U)$  wurde aus der gemessenen differenziellen Kapazität  $\left| \frac{dC(U)}{dU} \right|$  und der Phase  $\varphi$  mithilfe von Gleichung 1.22 berechnet

## 1.8. Scanning-Spreading-Resistance-Microscopy (SSRM)

Die Messung des Ausbreitungswiderstandes (engl. spreading resistance) ist eine relativ neue Methode in der Raster-Sonden-Mikroskopie. Sie steht in direkter Konkurrenz zu SCM[67, 68], da sie auch zur Darstellung von Dotierungsprofilen dient. SSRM basiert auf der Messung des Stroms und ist deshalb keine kapazitive Raster-Sonden-Methode. Einen Kontakt bildet die leitfähige Rastersonde, der andere eine niederohmige Kontaktierung auf der Rückseite der Probe. Die Kraft zwischen Rastersonde und Probe muss hierbei deutlich größer sein, als bei den anderen vorgestellten Messmethoden. Sie liegt im Bereich zwischen  $(8 - 50) \mu\text{N}$ [69, 70], weshalb eine leitfähige, diamantbeschichtete Silizium-Rastersonde verwendet werden muss. Selbst mit diesen diamantbeschichteten

## 1. Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

Rastersonden sind nur wenige Messungen möglich. Der hohe Kraftaufwand ist notwendig, weil die Rastersonde die Oxidschicht durchdringen muss, damit ein unmittelbarer elektrischer Kontakt zwischen Rastersonde und dotiertem Substrat gewährleistet ist. Durch diesen hohen Druck unter der Rastersonde vollzieht das Silizium direkt unterhalb der Rastersonde zwei Phasenwechsel[71]. Es entsteht ein leitender Kanal, dessen Fläche kleiner als die Kontaktfläche der Rastersonde ist (Abb. 1.30).

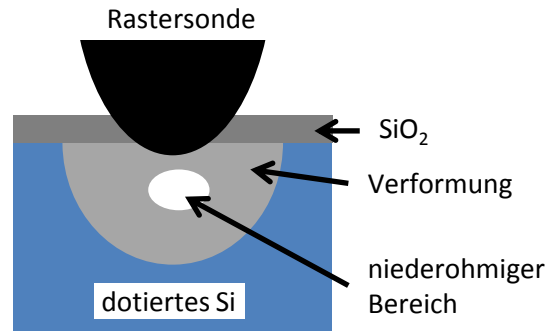


Abb. 1.30.: Rastersonden-Probenkontakt bei SSRM

Im Bereich der Verformung ist der Spannungs-Stromzusammenhang dem eines Schottkykontaktes ähnlich. In einem kleinen Bereich unterhalb der Rastersonde herrscht ein ohmscher Spannungs-Stromzusammenhang. Zusätzlich tritt durch den hohen Druck in diesem Bereich der Effekt einer Bandlückennäherung zwischen Valenz- und Leitungsband (engl. „Bandgap narrowing“) auf. Diese verringerte Bandlücke führt zu einer unterdrückten Stromaufweitung, wodurch der Strom direkt unter der Rastersonde zu einer sehr hohen lateralen Auflösung führt[72]. Durch den von der niedrigeren Bandlücke verursachten niederohmigen Widerstand haben Oberflächenzustände einen geringen Einfluss auf den Stromfluss, was sich besonders bei der Messung von niedrig dotierten Gebieten auswirkt. Der gemessene Gesamtwiderstand  $R_{\text{ges}}$  setzt sich aus mehreren Teilwiderständen zusammen (Abb. 1.31), die in Tab. 1.3 aufgelistet sind. Die parasitären Widerstände müssen so minimiert werden, dass sie keinen Einfluss auf die Messung haben. Somit dominiert lediglich der Ausbreitungswiderstand  $R_{\text{spr}}$ . Dies wird im Wesentlichen durch eine sehr hohe Druckausübung zwischen Probe und Rastersonde erreicht. Zur Bestimmung der Dotierstoffkonzentration muss schließlich  $R_{\text{spr}}$  über den gemessenen Strom bei bekannter angelegter Spannung berechnet werden. Dafür kann jedoch nicht direkt das ohmsche Gesetz verwendet werden, da hier ein Schottky-Kontakt vorliegt und das ohmsche Gesetz für diesen nicht gilt. Es ist daher erforderlich, den Widerstand durch eine Taylor-Reihe am Arbeitspunkt anzunähern. Durch die Vernachlässigungen der Reihenwiderstände kann sich für niedrige Dotierungen ein Fehler ergeben, da hier der parasitäre Gesamtwiderstand

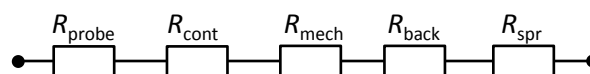


Abb. 1.31.: Ersatzschaltbild des Gesamtwiderstands bei SSRM. Es treten fünf verschiedene Teilwiderstände auf

### 1.8. Scanning-Spreading-Resistance-Microscopy (SSRM)

<b>Bezeichnung</b>	<b>Beschreibung</b>
$R_{\text{probe}}$	Widerstand der Rastersonde
$R_{\text{cont}}$	Kontaktwiderstand zwischen Rastersonde und Probe
$R_{\text{mech}}$	mechanischer Kontaktwiderstand zwischen Rastersonde und Probe in Abhängigkeit vom Anpressdruck
$R_{\text{back}}$	Widerstand, hervorgerufen durch Substrat und Kontaktierung zur Masse
$R_{\text{spr}}$	Ausbreitungswiderstand

Tab. 1.3.: Teilwiderstände bei SSRM

in die Größenordnung des Ausbreitungswiderstands kommen kann. Dies kann nur durch Simulationen oder Kalibriermethoden an bereits gemessenen, bekannten Proben korrigiert werden[72].



## 2. Ziele dieser Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, ein Messverfahren mit dem Namen IC-SCM (Intermittent-Contact-Scanning-Capacitance-Microscopy) zu entwickeln und zu optimieren. IC-SCM stellt ein auf dem Raster-Sonden-Mikroskop aufbauendes Verfahren dar und ermöglicht es, zweidimensionale Dotierprofile von Halbleiterproben zu bestimmen. Im Unterschied zum bereits etablierten Kontakt-SCM benutzt IC-SCM den Intermittent-Contact-Modus des Raster-Sonden-Mikroskops. Das bisher zur Erstellung von Dotierprofilen benutzte Kontakt-SCM weist einen besonders hohen Verschleiß der Rastersonde auf. Da im Intermittent-Contact-Modus die Rastersonde keinen ständigen Kontakt mit der Probe hat, ist der Verschleiß in diesem Betriebsmodus sehr klein. Die auftretenden Kräfte fallen im Vergleich zum Kontaktmodus um ein Vielfaches geringer aus. Abbildung 2.1 zeigt die REM-Aufnahme einer neuen und einer abgenutzten Rastersonde, um den auftretenden Verschleiß zu verdeutlichen.

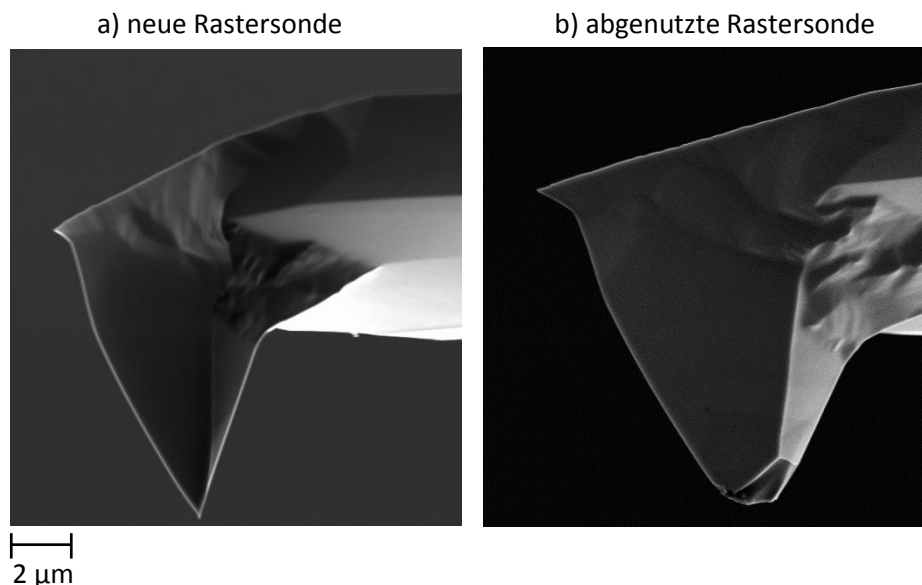


Abb. 2.1.: Verschleiß an einer PPP-EFM Rastersonde. Neue Rastersonde a) und abgenutzte b)

Der Verschleiß der Rastersonde im Kontaktmodus ist besonders auf Proben nach Lift-Off-Präparation oder Cross-Section-Halbleiterproben mit großer Rauigkeit, die häufig in der Fehleranalyse zum Einsatz kommen, sehr hoch. Der Wechsel zum Intermittent-Contact-Modus trägt hier deutlich zur Kostenreduktion bei, da die Rastersonde kein Verschleißteil mehr darstellt.

Zur Kapazitätsmessung wird zunächst der auch beim Kontakt-SCM eingesetzte Kapazitätssensor verwendet, dessen Funktionsweise bereits in Kapitel 1.5.2 beschrieben wurde. Die Nutzung eines solchen Kapazitätssensors und die Anwendung des in der Raster-Sonden-Mikroskopie verbreiteten Intermittent-Contact-Modus erleichtert die Implemen-

## 2. Ziele dieser Arbeit

tation des neuen Verfahrens an bestehende Raster-Sonden-Mikroskope, da die notwendigen Komponenten der Geräte bereits vorhanden sind. Wie auch im Kontaktmodus soll sowohl die Aufnahme von zweidimensionalen Dotierprofilen möglich als auch eine Kapazitätsspektroskopie anwendbar sein.

Das abschließende Ziel besteht darin den Kapazitätssensor durch einen Stromsensor zu ersetzen. Dieser Stromsensor misst den durch die Kapazitätsänderung entstehenden Verschiebestrom. Durch Auswertung des Verschiebestroms ist es analog zum Kapazitätssensormessverfahren möglich, Dotierprofile zu bestimmen. Die zu erwartenden Vorteile sind zum einen eine kostenreduzierte und weniger störanfällige Messeinrichtung. Zum anderen lässt sich damit eine quantitative Bestimmung von Kapazitäten durchführen. Letzteres ist bisher mit den erhältlichen Kapazitätssensoren des Raster-Sonden-Mikroskops nicht bzw. nur mit enormem Aufwand möglich.

### 3. Detaillierte Betrachtung des Intermittent-Contact-Modus

Zur Modellierung und Optimierung von IC-SCM muss der zu Grunde liegende IC-Betriebsmodus des RSM genau verstanden werden. Wie schon in Abschnitt 1.2.1.2 beschrieben, oszilliert die Rastersonde über der Probenoberfläche und tritt nur am untersten Punkt der Schwingung in Kontakt mit der Oberfläche, daher auch der Name Intermittent-Contact. Die Anregung der Rastersonde findet über einen Piezokristall statt, der sich nahe am Ende des Befestigungsplättchens befindet. An diesen wird eine sinusförmige Spannung  $U_{\text{Piezo}}(t) = \hat{U}_{\text{Piezo}} \sin(2\pi f_{\text{Tip}} t)$  angelegt. Der Parameter  $f_{\text{Tip}}$  beschreibt die Frequenz der Anregung, die nahe der Resonanzfrequenz der Rastersonde liegt. Der Piezo erfährt durch die angelegte Spannung eine sinusförmige Längenänderung und überträgt die entstehende Kraft auf die Rastersonde. Abbildung 3.1 zeigt den Cantilever mit dem anregenden Piezo. Ein Laserstrahl wird auf den Cantilever gerichtet, dort reflektiert und auf den Detektor gelenkt. Da der Cantilever inklusive Rastersonde schwingt, bewegt sich der Laserstrahl auf dem Detektor gleichsam nach oben und unten [73, 74, 75]. Die Spannung, die der vertikalen Ablenkung am Detektor entspricht, wird mit  $U_{\text{vert}}(t)$  bezeichnet. Diese Spannung ist zu dem Verlauf der Schwingung  $d(t)$  der Rastersonde in guter Näherung direkt proportional. Der Umrechnungsfaktor zwischen der Spannung  $U_{\text{vert}}(t)$  und der Schwingung  $d(t)$  wird zunächst noch als unbekannt angenommen und mit  $\gamma_{\text{osc}}$  bezeichnet.

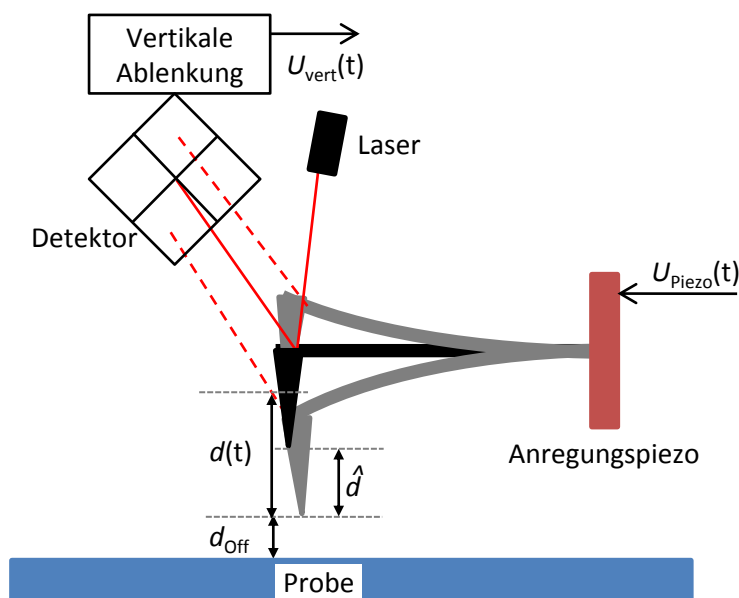


Abb. 3.1.: System Piezo-Cantilever-Detektor mit oszillierender Rastersonde

Die Regelgröße im Intermittent-Contact-Modus ist die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  der Rastersonde, für die ein bestimmter Sollwert festgelegt wird. Die Schwingungsamplitude

### 3. Detaillierte Betrachtung des Intermittent-Contact-Modus

ist der Abstand zwischen dem Nulldurchgang und dem oberen beziehungsweise unteren Punkt der Schwingung der Rastersonde. Sie wird zunächst noch von der Spannungsamplitude  $\hat{U}_{\text{vert}}$  repräsentiert. Ändert sich während des Scans einer Zeile die Topografie, bewirkt dies durch die zwischen Probe und Rastersonde herrschende Van-der-Waals-Kraft eine Änderung der Schwingungsamplitude. Diese Änderung wird vom Regler über die Variation der Spannung  $\hat{U}_{\text{vert}}$  detektiert und durch eine Änderung der Spannung am z-Piezo ausgeglichen, sodass wieder der Sollwert erreicht wird. Dazu wird die gesamte Rastersonde nach oben bzw. unten bewegt.

Durch die Van-der-Waals-Kraft zwischen Rastersonde und Probe muss jedoch auch im IC-Modus nicht zwingend ein mechanischer Kontakt bzw. eine Berührung von Rastersonde und Probenoberfläche vorliegen. Es herrscht also zwischen dem unteren Totpunkt der Bewegung der Rastersonde und der Probenoberfläche ein gewisser Abstand, der im Folgenden mit  $d_{\text{Off}}$  bezeichnet wird. Dieser Abstand bewegt sich gewöhnlicherweise im Bereich von unter einem Nanometer[76].

## 3.1. Anregungssignal

Die Amplitude der Schwingung  $\hat{d}$  sowie die antreibende Kraft sind die wesentlichen mechanischen Parameter des IC-Modus. Die den Cantilever antreibende Kraft ist dabei von der Spannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  abhängig. Da  $\hat{U}_{\text{vert}}$  die Regelgröße darstellt, wird hierfür ein bestimmter Sollwert festgelegt. Aus diesem Sollwert wird  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  messtechnisch ermittelt. Dies geschieht bei frei schwingendem Cantilever, also ohne Einfluss der Van-der-Waals-Kraft auf die Rastersonde. Empirische Untersuchungen des Geräteherstellers haben gezeigt[76]: Die Spannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  wird so hoch gewählt, dass im frei schwingenden Fall ein 40% größeres  $\hat{U}_{\text{vert}}$  als der Sollwert bei Probenkontakt erreicht wird.

Die Kraft zwischen Rastersonde und Probe erhöht sich beispielsweise bei reduzierter  $\hat{U}_{\text{vert}}$  mit gleichzeitig konstanter Amplitude der Anregungsspannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  oder bei größer werdendem  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  und konstantem  $\hat{U}_{\text{vert}}$ [77]. Da die Van-der-Waals-Kraft eine Reduzierung der Schwingungsamplitude bewirkt, ist die Resonanzfrequenz bei Probenkontakt niedriger als die Resonanzfrequenz im frei schwingenden Fall. Aus diesem Grund wird sie in der Regel um 2% geringer als die Resonanzfrequenz des Cantilevers im frei schwingenden Fall gewählt. Zur Bestimmung dieser Frequenz wird ein so genannter Frequenz-Sweep (Abb. 3.2) durchgeführt. Die Rastersonde schwingt dabei ohne Kontakt zu einer Oberfläche und in ausreichend hohem Abstand frei, um nicht in den Bereich der Van-der-Waals-Kraft zu gelangen. Der Sweep muss sehr schmalbandig durchgeführt werden, da bei größeren Abweichungen von der Resonanzfrequenz die Schwingungsamplitude zu klein wird. Die Frequenz  $f_{\text{Tip}}$  ist dabei charakteristisch für eine bestimmte Rastersonde und muss für jede Rastersonde einzeln festgestellt werden.

## 3.2. Zeitlicher Schwingungsverlauf

Um das System später modellieren zu können, wurde der exakte Verlauf der Schwingung der Rastersonde untersucht. Dieser Verlauf wird in guter Näherung von der Spannung  $U_{\text{vert}}(t)$  und einem Umrechnungsfaktor  $\gamma_{\text{osc}}$  repräsentiert. Der Spannungsverlauf von  $U_{\text{vert}}(t)$  kann dafür mithilfe eines Oszilloskopes ausgewertet werden. Um dies für verschiedene Szenarien in Bezug auf Anregungskraft und Schwingungsamplitude durchführen zu



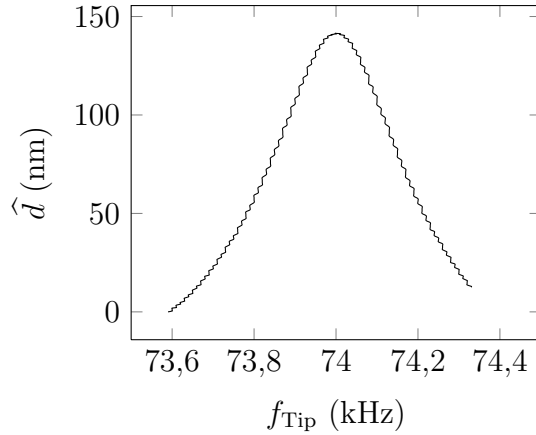


Abb. 3.2.: Schwingungsamplitude der Rastersonde in Abhängigkeit von der Anregungsfrequenz

können, wurden zum einen verschiedene Werte für  $\hat{U}_{\text{vert}}$  vorgegeben und  $U_{\text{vert}}(t)$  gemessen. Zum anderen wurde  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  variiert um den Einfluss der anregenden Kraft auf den Cantilever zu untersuchen. Speziell sollte untersucht werden, wie sich die Kurvenform von  $U_{\text{vert}}(t)$  mit diesen beiden Parametern ändert. Die gemessenen zeitlichen Verläufe von  $U_{\text{vert}}(t)$  dieser verschiedenen Einstellungen sind in Abb. 3.3 oben dargestellt. Um die Verläufe in Bezug auf höhere Frequenzanteile auswerten zu können, wurden diese einer FFT (engl. Fast-Fourier-Transformation) unterzogen, deren Ergebnis in Abb. 3.3 unten dargestellt ist. Ein einfacher Vergleich ist dann möglich, wenn die höheren Harmonischen auf die Amplitude der Grundschwingung normiert sind. Die Grundschwingungen aller Spannungen weisen dadurch stets den Wert 1 auf und alle Oberwellen beziehen sich auf die Grundschwingung. Beim Betrachten der Verläufe fällt auf, dass  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  sehr geringen Einfluss ausübt. Die Amplituden der höheren Harmonischen von  $U_{\text{vert}}(t)$  sind nahezu unabhängig von  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  und vom korrespondierenden Sollwert  $\hat{d}$ . Die relative Amplitude der ersten Oberwelle, die eine Frequenz von ca. 150 kHz aufweist, ist bereits in Bezug auf die Amplitude der Grundschwingung um den Faktor 20 reduziert. Dies gilt für alle gemessenen Verläufe und lässt auf eine in Bezug auf Mess- und Simulationsgenauigkeit reine Sinusschwingung des Cantilevers bzw. der Rastersonde als Betrachtung zu. Der zeitliche Verlauf dieser Schwingung kann demnach mathematisch in guter Näherung mit

$$d(t) = \hat{d}[\cos(2\pi f_{\text{Tip}}t) + 1] \quad (3.1)$$

ausgedrückt werden. Gleichung 3.1 gilt sowohl bei frei schwingender Rastersonde (d.h. kein Einfluss der Van-der-Waals-Kraft) als auch bei Probenkontakt[78]. Die Beeinflussung der Sinusform von  $d(t)$  durch die Van-der-Waals-Kraft ist minimal[79].

### 3.3. Schwingungsamplitude

Die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  ist ein entscheidender Parameter des IC-Modus. Sie liegt zunächst als entsprechendes Spannungssignal  $U_{\text{vert}}(t)$  des Detektors vor. Zur Umrechnung in einen Längenwert ist ein Umrechnungsfaktor nötig. Es gilt die Beziehung[80]

$$\hat{d} = \gamma_{\text{osc}} \hat{U}_{\text{vert}}. \quad (3.2)$$

### 3. Detaillierte Betrachtung des Intermittent-Contact-Modus

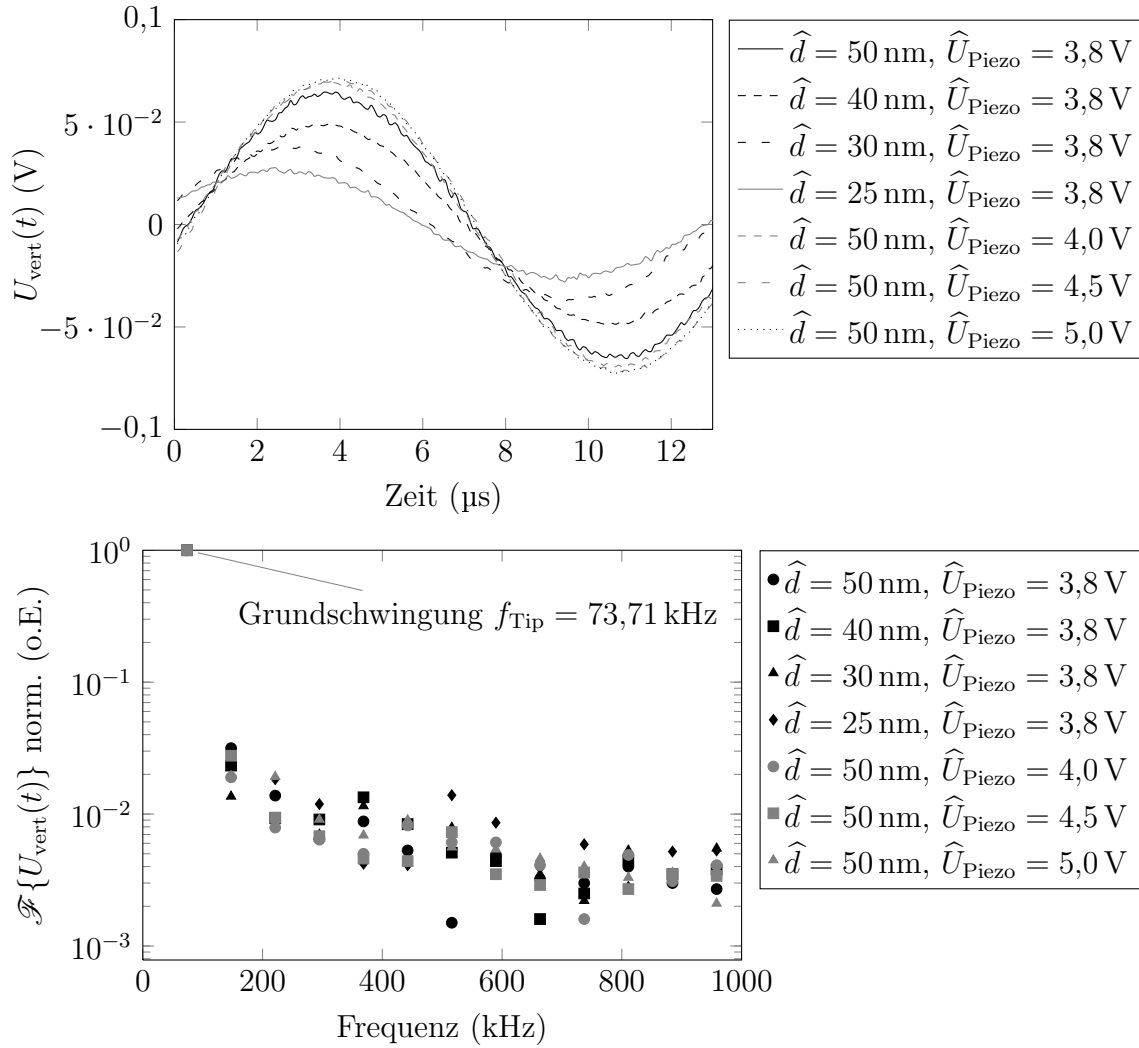


Abb. 3.3.: Darstellung der Ausgangsspannung des Detektors  $U_{\text{vert}}(t)$  für vertikale Ablenkung für verschiedene Parameter (oben) und dazugehörige normierte FFT (unten)

Dieser Umrechnungsfaktor  $\gamma_{\text{osc}}$  wird in einem Spannungs-Abstandsdiagramm abgelesen. Es ist von Vorteil, dass die oszillierende Rastersonde dabei auf einer möglichst harten Probe positioniert wird. Dies verhindert eine Deformation der Probe und beugt damit einer Verfälschung des Messergebnisses sowie des Umrechnungsfaktors vor. Durch den z-Piezo wird zunächst die schwingende Rastersonde nach unten gefahren und  $\hat{U}_{\text{vert}}$  in Abhängigkeit von der Längenänderung des z-Piezos gemessen. Diese Länge  $z$  wird auf der Abszisse aufgetragen, auf der Ordinate ist  $\hat{U}_{\text{vert}}$  dargestellt. Ein gemessenes Spannungs-Abstandsdiagramm zeigt Abb. 3.4. Der mit „retract“ bezeichnete Verlauf entsteht bei Annäherung der Rastersonde an die Oberfläche, der mit „extend“ bezeichnete Verlauf bildet die Aufwärtsbewegung nach Oberflächenkontakt ab.

Die Steigung des Graphen im Übergangsbereich bestimmt schließlich den Umrechnungsfaktor von  $\hat{U}_{\text{vert}}$  zur Schwingungsamplitude  $\hat{d}$ . Für die Probenannäherung kann dieser aus

den Werten in Abb. 3.4 zu

$$\gamma_{\text{osc, retract}} = \left| \frac{\Delta z}{\Delta \hat{U}_{\text{vert}}} \right| = \left| \frac{378,74 \text{ nm} - 315,62 \text{ nm}}{1,24 \text{ V} - 0,01 \text{ V}} \right| = 51,32 \frac{\text{nm}}{\text{V}} \quad (3.3)$$

bestimmt werden. Der Wert des Umrechnungsfaktors beim Verlassen der Probe, also bei der Bewegung nach oben, wird zu

$$\gamma_{\text{osc, extend}} = \left| \frac{94,69 \text{ nm} - 31,56 \text{ nm}}{1,26 \text{ V} - 0,15 \text{ V}} \right| = 56,87 \frac{\text{nm}}{\text{V}}. \quad (3.4)$$

Beide Werte weichen etwas voneinander ab. Der endgültige Faktor lässt sich aus dem Mittelwert der beiden Beträge von  $\gamma_{\text{osc, extend}}$  und  $\gamma_{\text{osc, retract}}$  zu

$$\gamma_{\text{osc}} = 54,1 \frac{\text{nm}}{\text{V}} \quad (3.5)$$

berechnen. Bei  $\hat{U}_{\text{vert}} = 1 \text{ V}$  ergibt sich im vorangegangenen Beispiel also eine Schwingungsamplitude von  $\hat{d} = \gamma_{\text{osc}} \hat{U}_{\text{vert}} = 54,1 \frac{\text{nm}}{\text{V}} \times 1 \text{ V} = 54,1 \text{ nm}$ . Die Distanz vom höchsten bis zum niedrigsten Punkt der Bewegung kann mit  $2\hat{d}$  bestimmt werden. Der Umrechnungsfaktor  $\gamma_{\text{osc}}$  ist dabei keine rein RSM-spezifische Konstante, sondern von verschiedenen Faktoren abhängig. Einen davon stellt beispielsweise die Position am Cantilever dar, bei der der Laserstrahl reflektiert wird. Diese Position hat maßgeblichen Einfluss auf die Signaländerung bei Verbiegung des Cantilevers, die im Detektor registriert wird. Es ist erforderlich, nach jedem Wechsel der Rastersonde bzw. Neuausrichtung des Laserstrahls auf dem Cantilever diesen Umrechnungsfaktor neu zu bestimmen. Die Schwingungsamplitude kann normalerweise im Bereich von (2 – 100) nm eingestellt werden. Dieser Bereich kann jedoch nicht mit jedem Rastersondentyp von Anfang bis Ende vollständig erreicht werden. Ist der Cantilever der Rastersonde zu hart – weist also eine große Federkonstante auf – reicht oft die vom Schwingungspiezo hervorgerufene Kraft nicht aus, um die Rastersonde weit genug auszulenken.

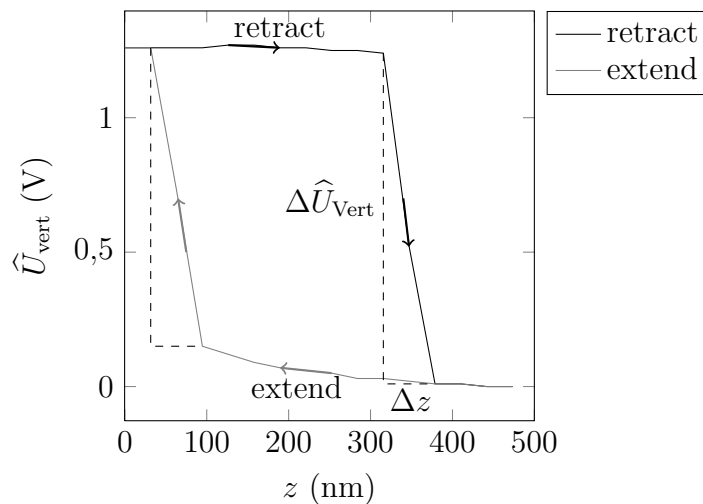


Abb. 3.4.: Spannung für vertikale Ablenkung des Detektors  $\hat{U}_{\text{vert}}$  in Abhängigkeit von der Längenänderung  $z$  des z-Piezos zur Bestimmung des Umrechnungsfaktors  $\gamma_{\text{osc}}$



## 4. Modellbeschreibung und Simulationen

In diesem Kapitel wird das IC-SCM-Verfahren zum besseren Verständnis modelliert und simuliert. Dies demonstriert die generelle Funktionsweise und verdeutlicht die Abhängigkeiten der verschiedenen Parameter. Begonnen wird zunächst mit der Herleitung des zeitlichen Kapazitätsverlaufs für verschiedene Dotierstoffkonzentrationen. Am Ende dieses Kapitels wird vom Kapazitäts- zum Verschiebestromverlauf übergegangen.

### 4.1. Modellbeschreibung

Wie bereits erwähnt, herrscht beim Intermittent-Contact-Modus kein ständiger Kontakt zwischen Rastersonde und Probe. Die Rastersonde oszilliert ferner mit bestimmter konstanter Frequenz über der Probenoberfläche. Dies ergibt einen sich zeitlich ändernden Abstand zwischen Rastersonde und Probenoberfläche, genauer gesagt, zwischen dem Bereich der Probe, unter dem sich die Rastersonde gerade befindet. Der Sachverhalt, dass dieser zeitliche Verlauf als sinusförmig beschrieben werden kann, wurde bereits in Kapitel 3 gezeigt. Der zeitabhängige Abstand zwischen dem unteren Ende der Rastersonde und der Probenoberfläche kann mit

$$d(t) = \widehat{d}[\cos(2\pi f_{\text{Tip}}t) + 1] + d_{\text{Off}} \quad (4.1)$$

ausgedrückt werden. Der Parameter  $f_{\text{Tip}}$  ist die Frequenz der Oszillation und wird in der Regel von der verwendeten Rastersonde vorgegeben. Die Amplitude der Schwingung der Rastersonde beschreibt  $\widehat{d}$ . Die Distanz vom obersten bis zum untersten Punkt der Bewegung hat dementsprechend den Wert  $2\widehat{d}$ . Der Parameter  $d_{\text{Off}}$  stellt einen zusätzlichen, konstanten Abstand dar (siehe Abb. 3.1). In erster Näherung wird die Anordnung Rastersonde-Probenoberfläche als Plattenkondensator modelliert. Die Unterseite der Rastersonde stellt eine Platte dar, der Bereich auf der Probenoberfläche unter der Rastersonde entspricht der anderen Platte. Es stellt sich somit durch den Abstand (4.1) eine zeitlich ändernde Kapazität zwischen Rastersonde und Probenoberfläche ein. Diese sich zeitlich ändernde Kapazität wird im Folgenden als Oszillationskapazität  $C_{\text{osc}}(t)$  bezeichnet. Sie kann mithilfe von

$$C_{\text{osc}}(t) = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A_{\text{eff}}}{d(t)} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A_{\text{eff}}}{\widehat{d}[\cos(2\pi f_{\text{Tip}}t) + 1] + d_{\text{Off}}} \quad (4.2)$$

berechnet werden. Die effektiv wirksame Fläche wird mit  $A_{\text{eff}}$  bezeichnet und ist wie  $f_{\text{Tip}}$  spezifisch für eine Rastersonde. Dies ist die Fläche, die den Plattenkondensator ausbildet. Die relative Permittivität  $\epsilon_r$  kann in Luft näherungsweise mit dem Wert eins angenommen werden. Die minimale Oszillationskapazität wird von  $\widehat{d}$  und  $d_{\text{Off}}$  bestimmt. Sie tritt dann

#### 4. Modellbeschreibung und Simulationen

auf, wenn sich die Rastersonde am obersten Punkt der Bewegung befindet und nimmt an diesem Punkt den Wert

$$C_{\text{osc},\text{min}} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A_{\text{eff}}}{2\hat{d} + d_{\text{Off}}} \quad (4.3)$$

an. Alle im System vorhandenen Kapazitäten sind in Abb. 4.1 skizziert und werden in Tab. 4.1 aufgelistet.

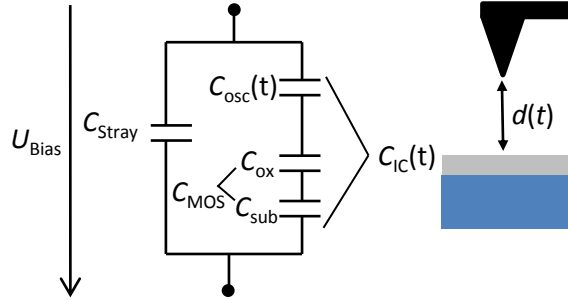


Abb. 4.1.: Schaltbild der Kapazitäten bei IC-SCM

Bezeichnung	Beschreibung
$C_{\text{osc}}(t)$	zeitlich ändernde Oszillationskapazität
$C_{\text{ox}}$	Oxidkapazität
$C_{\text{sub}}$	Kapazität des Si-Halbleiters
$C_{\text{MOS}} = f(U_{\text{Bias}})$	MOS-Kapazität (Oberflächenkapazität)
$C_{\text{IC}}(t)$	Gesamtkapazität des IC-Modus ohne $C_{\text{Stray}}$
$C_{\text{Stray}}$	Streukapazität
$U_{\text{Bias}}$	Biasspannung

Tab. 4.1.: Beschreibung der Kapazitäten bei IC-SCM

Die Serienschaltung aus  $C_{\text{ox}}$  und  $C_{\text{sub}}$  wird zur spannungsabhängigen MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}$  zusammengefasst, die auch die Oberflächenkapazität der Probe darstellt. Diese Oberflächenkapazität  $C_{\text{MOS}}$  beschreibt dementsprechend die Kapazität, die sich zwischen der gerade oszillierenden Stelle der Rastersonde auf der Probe und dem Bulk der Probe einstellt. Diese ist Abhängig von der Biasspannung, im ersten Teil dieses Kapitels wird sie jedoch stets als konstanter Wert bei der Spannung  $U_{\text{Bias}} = 0\text{V}$  betrachtet. Die Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  ist die Summe aller parasitären Kapazitäten im System und wird in den folgenden Gleichungen nicht berücksichtigt, da sie als zeitlich konstant angenommen wird und daher den eigentlichen Verlauf nicht beeinflusst. Der zeitliche Verlauf, also die Serienschaltung aus o.g. Kapazitäten, kann mit

$$C_{\text{IC}}(t) = \frac{1}{\frac{1}{C_{\text{MOS}}} + \frac{1}{C_{\text{osc}}(t)}} \quad (4.4)$$

berechnet werden. Durch Einsetzen von (4.2) in (4.4) entsteht

$$C_{\text{IC}}(t) = \frac{1}{\frac{1}{C_{\text{MOS}}} + \frac{\hat{d}[\cos(2\pi f_{\text{Tip}}t) + 1] + d_{\text{Off}}}{\epsilon_0 \epsilon_r A_{\text{eff}}}}. \quad (4.5)$$

Aufgelöst wird dies schließlich zu

$$C_{IC}(t) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A_{\text{eff}} C_{\text{MOS}}}{\epsilon_0 \epsilon_r A_{\text{eff}} + C_{\text{MOS}} \hat{d} [\cos(2\pi f_{\text{Tip}} t) + 1] + C_{\text{MOS}} d_{\text{Off}}}. \quad (4.6)$$

Man erhält also eine Gleichung für die zeitabhängige Kapazität  $C_{IC}(t)$ , die abhängig von der MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}$  ist. Da  $C_{\text{MOS}}$  abhängig von der Dotierstoffkonzentration ist, ergibt sich für verschiedene Dotierstoffkonzentrationen auch ein unterschiedlicher Verlauf von  $C_{IC}(t)$ . Die Parameter  $A_{\text{eff}}$  und  $f_{\text{Tip}}$  werden von der Rastersonde bestimmt, die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  kann als einziger Parameter vorgegeben werden.

Der Parameter  $d_{\text{Off}}$  wird in den folgenden Simulationen und Berechnungen als null angenommen. Dies bedeutet, dass die Rastersonde am untersten Punkt der Bewegung die Probenoberfläche gerade berührt.

## 4.2. FEM-Modellierung und Simulation

Bei den bisherigen Überlegungen wurde das System Rastersonde-Probe als idealer Plattenkondensator betrachtet. Die reale Struktur weicht jedoch von dieser idealisierten Annahme ab. Aus diesem Grund soll im Folgenden eine genauere numerische Simulation erfolgen, um die reale Geometrie zu berücksichtigen. Zur Durchführung dieser Simulationen wurde das Simulationspaket ISE TCAD[81] der Firma Synopsys gewählt. Hierbei handelt es sich um ein Computerprogramm, das speziell für Halbleitersimulationen entwickelt wurde. TCAD führt von benutzerdefinierten Strukturen und Parametern eine FEM-Berechnung durch. Mit TCAD sind jedoch keine mechanisch-dynamischen Simulationen möglich, sondern es lassen sich nur statische Strukturen berechnen. Folglich wurden mehrere statische Simulationen durchgeführt, bei denen jeweils der mechanische Abstand Rastersonde-Probe variiert wurde. Eine Kombination aus den einzelnen Simulationsergebnissen führt anschließend auf die zeitveränderliche Kapazität  $C_{IC}(t)$ . Für die Simulation des C(U)-Verhaltens werden die in TCAD vorhandenen Halbleitermodelle benutzt. Die Kapazität wird bei TCAD mit einer Kleinsignalanalyse bestimmt. Dazu wird ein DC-Arbeitspunkt in einem definierten Bereich verändert und über den sich einstellenden Strom kann die Kapazität berechnet werden. Aufgrund der benötigten feinen Diskretisierung der Strukturen liegen die Simulationszeiten in Bereichen von einigen Stunden bis Tagen.

Mit TCAD können Modelle in zweidimensionaler Form beliebig erstellt werden. Alle Strukturen sind in der dritten Dimension stets unendlich ausgedehnt, das Modell wird jedoch um einen vorgegebenen Wert in der dritten Dimension skaliert. Die geometrische Form der Rastersonde wurde mit einer Pyramide nachgebildet[82]. Ein ähnliches Modell von Rastersonden auf Siliziumproben wurde auch in[83],[84] und [85] verwendet. Das Modell wurde dabei so dimensioniert, dass sich die Rastersonde über einer Siliziumprobe mit verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen auf und ab bewegt. Um auch den Einfluss des Cantilevers in der Simulation berücksichtigen zu können, wurde dieser ebenfalls in das Simulationsmodell integriert. Wie bereits erwähnt, wurde für die Simulation das dynamische, d.h. zeitlich abhängige System statisch simuliert. Der Abstand Rastersonde-Oberfläche, der die zeitveränderliche Größe darstellt, ist dabei als statischer Parameter gesetzt und es wurde für jeden Wert von  $d$  eine eigene Simulation durchgeführt, was ein quasi-dynamisches Simulationsmodell ergibt. Das Probenmaterial ist dotiertes Silizium mit fünf verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen von  $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  bis

#### 4. Modellbeschreibung und Simulationen

$2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ , jeweils p- und n-dotiert. Das in TCAD modellierte System Rastersonde-Probe zeigt Abb. 4.2. Der Skalierungsfaktor in die Tiefe beträgt 100 nm.

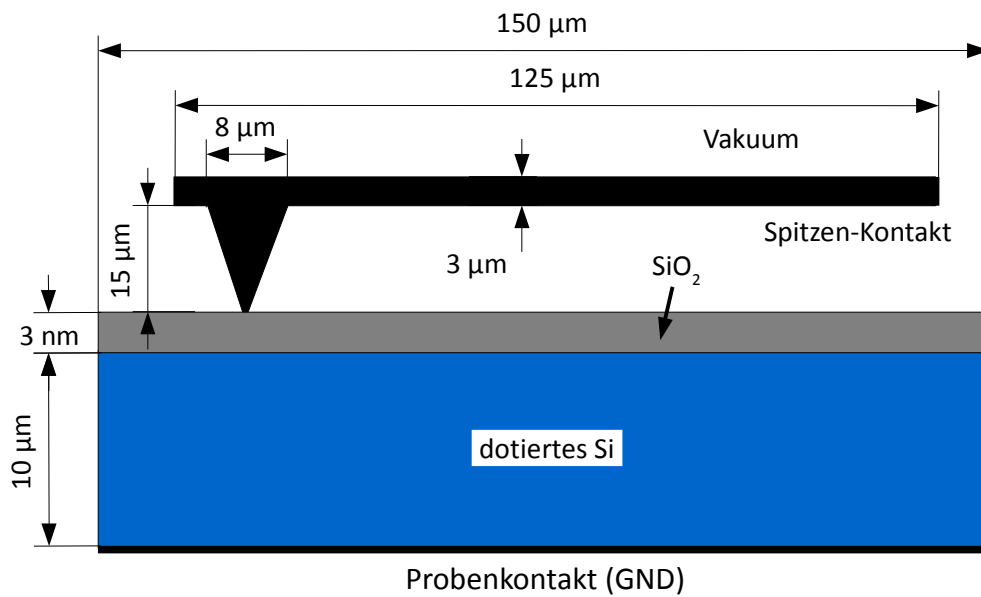


Abb. 4.2.: Verwendetes Simulationsmodell mit Maßangaben (Zeichnung nicht maßstabgetreu)

Mithilfe der Simulation wird das  $C(U)$ -Verhalten des Systems in Abhängigkeit von den drei Einflussgrößen Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$ , Abstand  $d$  und Dotierstoffkonzentration untersucht. Diese Parameter wurden unabhängig voneinander verändert, sodass stets die  $C(U)$ -Kurve aller Parameterkombinationen vorliegt. Die Biasspannung wurde dabei im Bereich von  $-5 \text{ V}$  bis  $+5 \text{ V}$  variiert, der Abstand  $d$  im Bereich von  $(0 - 20) \text{ nm}$  in  $1 \text{ nm}$  Schritten. Kleinere Abstände konnten nicht gewählt werden, da der minimale Wert für Größenangaben in TCAD  $1 \text{ nm}$  beträgt. Der durch den Abstand entstehende Zwischenraum wurde als Vakuum mit einer relativen Permittivität  $\epsilon_r$  von 1 nachgebildet.

##### 4.2.1. MOS-Kapazität

Die aus der Simulation gewonnene  $C(U)$ -Kurve im Abstand von  $0 \text{ nm}$ , also bei Kontakt, entspricht jener, die bei der Messung der Kapazitätsspektroskopie (Abschnitt 1.6) entsteht. Simuliert wurden dabei Dotierstoffkonzentrationen von  $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  bis  $2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ , jeweils für n- und p-Dotierung. Die aus der Simulation entstandenen  $C(U)$ -Kurven bei  $d = 0 \text{ nm}$  zeigt Abb. 4.3.

Die Verläufe der Kapazität von p- und n-Dotierung sind achsensymmetrisch zum Wert  $U_{\text{Bias}} = -0,2 \text{ V}$ , der die Flachbandspannung  $U_{\text{FB}}$  (siehe Abschnitt 1.1.3) darstellt. Die Flachbandspannung ist bei dieser Simulation abhängig vom Material des Proben Tellers, der das Silizium unten kontaktiert und vom Material der Rastersonde, die das Oxid oben kontaktiert. Die Dotierstoffkonzentration und der Typ der Dotierung haben keinen Einfluss auf den Wert der Flachbandspannung. Bei diesem Verfahren wird das Oxid direkt von der Rastersonde kontaktiert, das Bulk des Siliziums tritt in Kontakt mit dem Proben teller. Das Material des Proben Tellers und das der Rastersonde bestimmen also prinzipiell den Wert der Flachbandspannung. Der Einfluss verschiedener Materialien von Rastersonde und Proben teller wurde nicht genauer untersucht. Stichprobenartige Veränderungen



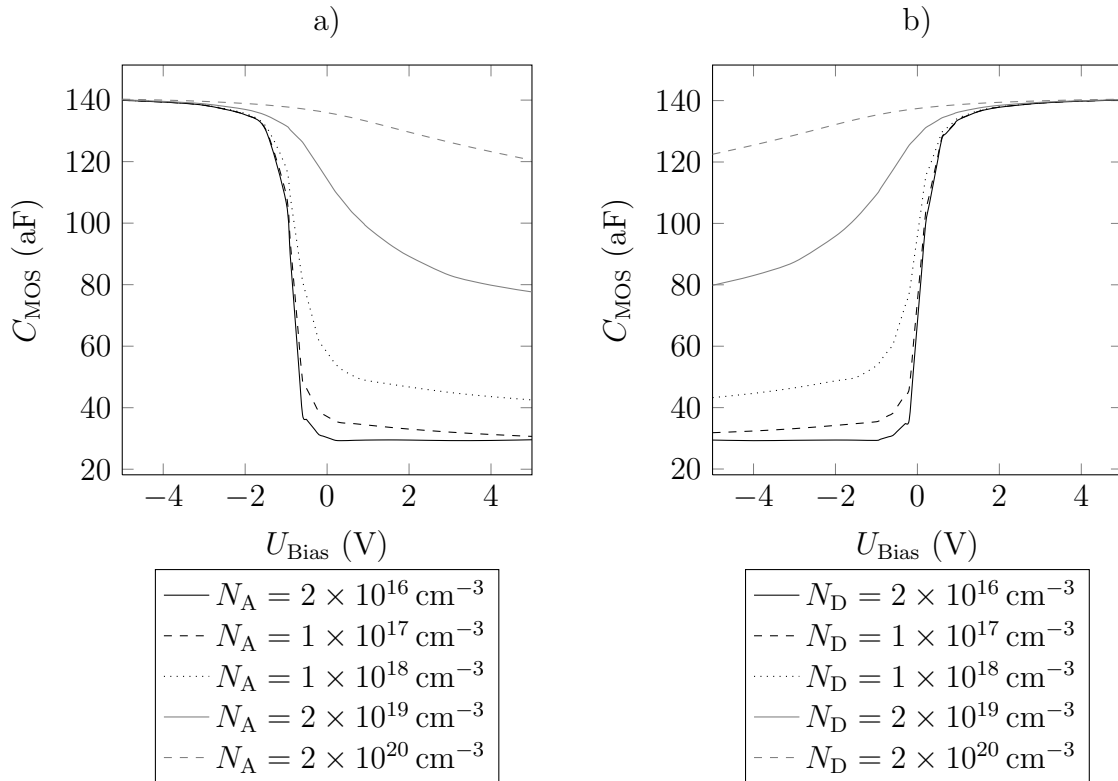


Abb. 4.3.: Simulierte  $C(U)$ -Verläufe für  $d = 0 \text{ nm}$  mit Dotierstoffkonzentration ( $N_A$  bzw.  $N_D$ ) als Parameter; p-Dotierung a) und n-Dotierung b)

dieser Materialien in der Simulation haben keine signifikante Änderung gezeigt, der Wert der Flachbandspannung  $U_{\text{FB}}$  bewegte sich stets im Bereich von  $-0,22 \text{ V}$  bis  $-0,19 \text{ V}$ .

Bei IC-SCM wird vorrangig ohne Biasspannung – also bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  – gemessen werden. Messgröße ist die MOS-Kapazität bei  $0 \text{ V}$  und nicht, wie beim Kontakt-SCM, die Steigung des  $C(U)$ -Verlaufs. Dies resultiert aus (4.6), bei der  $C_{\text{MOS}}$  die von der Dotierung abhängige Größe darstellt. Simulationen haben weiterhin gezeigt, dass vom Cantilever eine statische Streukapazität von  $15,8 \text{ aF}$  hervorgerufen wird. Diese Kapazität ist im Rahmen der Simulationsgenauigkeit unabhängig von der Dotierstoffkonzentration des Siliziums, das sich unter dem Cantilever befindet. Weiterhin ist dieser Wert nahezu unabhängig vom Abstand  $d$ , was durch den großen Abstand des Cantilevers vom Oxid begründet ist, der sich mit der Variation von  $d$  nur noch geringfügig ändert. Die MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}$  bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  in Abhängigkeit von der Dotierstoffkonzentration ( $N_A$  bzw.  $N_D$ ) zeigt Abb. 4.4, jeweils für p- und n-Dotierung. Auffallend ist, dass die n-Dotierung bei gleicher Dotierstoffkonzentration eine höhere Kapazität aufweist als die p-Dotierung, was durch die Flachbandspannung begründet ist. Mit zunehmender Dotierstoffkonzentration nimmt der Unterschied in der Kapazität ab. Dies liegt an dem flachen  $C(U)$ -Verlauf bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$ , der bei hohen Dotierstoffkonzentrationen (beider Dotiertypen) auftritt.

#### 4.2.2. Simulation der oszillierenden Rastersonde

Hebt die Rastersonde von der Oberfläche ab, ändert sich der Verlauf der  $C(U)$ -Kurve durch die zusätzlich entstehende, von der Zeit abhängige Kapazität  $C_{\text{osc}}(t)$  (siehe Abb. 4.5). Die Kapazität  $C_{\text{osc}}(t)$  beeinflusst den Verlauf der  $C(U)$ -Kurve dahingehend, dass der Ein-

#### 4. Modellbeschreibung und Simulationen

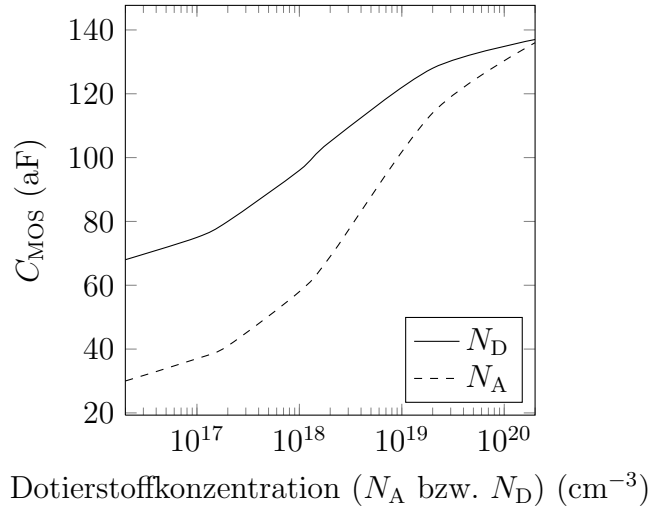


Abb. 4.4.: MOS-Kapazität bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  für p- und n-Dotierung

fluss der Spannung auf den Kapazitätsverlauf mit zunehmendem Abstand  $d$  abnimmt. Dies bedeutet, dass die Kapazität schließlich von der Spannung unabhängig wird. Den Vergleich verschiedener Abstände zeigt Abb. 4.5 bei einer Dotierstoffkonzentration von  $N_{\text{A}} = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Zusätzlich hat sich gezeigt, dass bei einem Abstand von  $d = 20 \text{ nm}$  kein Unterschied mehr bezüglich der Dotierstoffkonzentration vorhanden ist. In diesem Fall dominiert also  $C_{\text{osc}}$  und  $C_{\text{MOS}}$  hat keinen Einfluss mehr.

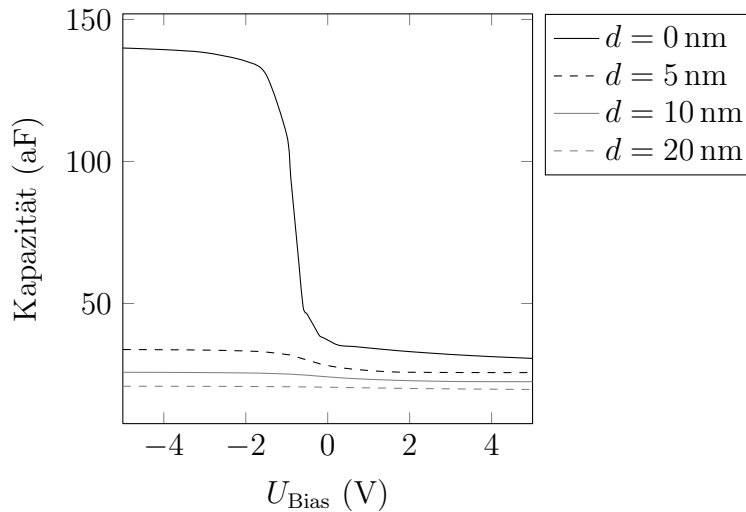


Abb. 4.5.: Vergleich des  $C(U)$ -Verlaufs für verschiedene Abstände  $d$  bei einer Dotierstoffkonzentration von  $N_{\text{A}} = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

Um aus den einzelnen aus der Simulation entstandenen  $C(U)$ -Verläufen den zeitlichen Kapazitätsverlauf von  $C_{\text{IC}}(t)$  herzuleiten, können diese zusammengesetzt werden. Betrachtet werden die Werte von  $C_{\text{MOS}}$  bei einer Spannung von  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$ . Dazu liegen für die beiden Dotierstoffkonzentrationen  $N_{\text{A}} = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_{\text{A}} = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  in Abhängigkeit vom Abstand  $d$  Werte für  $C_{\text{MOS}}$  vor. Der maximale Abstand beträgt  $20 \text{ nm}$ , es wird also eine Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  von  $10 \text{ nm}$  angesetzt. Die Oszillationsfrequenz  $f_{\text{Tip}}$  beeinflusst den zeitlichen Verlauf von  $C_{\text{IC}}$  nur dahingehend, dass dieser auf der Zeitachse gestreckt bzw. gestaucht wird. Der Ausdruck  $2\pi f_{\text{Tip}} t$  in  $C_{\text{IC}}(t)$  (4.6) wird im

weiteren Verlauf dieses Kapitels durch die Phase  $\phi$  ersetzt. Diese lässt sich in Abhängigkeit des Abstandes  $d$  über den Arkuskosinus mit

$$\phi = \arccos\left(1 - \frac{d}{\tilde{d}}\right) \quad (4.7)$$

berechnen. Durch die Symmetrie der Schwingung gilt zusätzlich  $C_{\text{IC}}(\phi) = C_{\text{IC}}(-\phi)$ . Schließlich zeigt Abb. 4.6 den Verlauf von  $C_{\text{IC}}$  in Abhängigkeit von  $\phi$  für die beiden Dotierstoffkonzentrationen. Bei  $\phi = 0^\circ$  nimmt die Kapazität den größten Wert an, da hier die Rastersonde in Kontakt mit der Probe steht und damit nur  $C_{\text{MOS}}$  wirkt. Bei  $\phi = 180^\circ$  bzw.  $\phi = -180^\circ$  befindet sich die Rastersonde am obersten Punkt der Bewegung und es dominiert  $C_{\text{osc}}$ .

Der analytische Verlauf von  $C_{\text{IC}}(t)$  aus Abschnitt 4.1 eignet sich für weitere Analysen deutlich besser als der der diskreten Simulation. Zum einen können mit analytischen Verläufen vereinfacht Berechnungen durchgeführt werden, zum anderen ist der Minimalabstand von 1 nm ein sehr großer Wert der Diskretisierung, der besonders bei kleinen Schwingungsamplituden keine Betrachtung mehr zulässt, da sehr wenige Simulationspunkte vorhanden sind. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, den analytischen und den simulierten Verlauf miteinander zu vergleichen, um zu überprüfen, inwieweit sich diese voneinander unterscheiden. Durch Randeffekte und die Geometrie der Rastersonde, die in die Simulation mit einfließen, muss die für den analytischen Kapazitätsverlauf  $C_{\text{IC}}$  einfließende Fläche  $A_{\text{eff}}$  bestimmt werden. Die Auflagefläche der Rastersonde, die in der FEM-Simulation  $10.000 \text{ nm}^2$  beträgt, wird durch o.g. Effekte vermutlich einen abweichenden Wert aufweisen. Eine Möglichkeit zur Bestimmung des exakten Wertes liefert die Akkumulationsbedingung der MOS-Struktur. Da in Akkumulation nur  $C_{\text{ox}}$  Einfluss hat, kann  $A_{\text{eff}}$  aus der Gleichung für die Oxidkapazität (1.1) berechnet werden. Basierend auf den Simulationen gilt in Akkumulation  $C_{\text{ox}} = 124,42 \text{ aF}$ . Damit ergibt sich die effektive Fläche zu

$$A_{\text{eff}} = \frac{C_{\text{ox}}}{\epsilon_0 \epsilon_{\text{ox}}} d_{\text{ox}} = \frac{124,42 \text{ aF}}{8,854 \times 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \times 3,9} \times 3 \text{ nm} = 10.801 \text{ nm}^2. \quad (4.8)$$

Wird  $C_{\text{IC}}$  für verschiedene Dotierstoffkonzentrationen in Abhängigkeit der Phase aufgetragen, entstehen die in Abb. 4.6 berechneten Kapazitätsverläufe.

Die Kurvenform für den simulierten wie auch für den analytischen Verlauf sind nahezu identisch bzw. weisen nur minimale Abweichungen auf. Der analytische Verlauf der Kapazität kann also für weitere Berechnungen herangezogen werden.

Wie beim Kontakt-SCM ist davon auszugehen, dass die Signalrekonstruktion nur durch einen Lock-In-Verstärker möglich ist[39]. Der Lock-In-Verstärker kann diesen zeitlichen Verlauf nicht direkt rekonstruieren, sondern nur die einzelnen Spektralanteile (siehe Abschnitt 1.5.3). Deshalb sind die Amplituden und ggf. die Phasen der jeweiligen Spektralanteile von Interesse. Diese können durch eine Fourierreihenentwicklung von  $C_{\text{IC}}(t)$  berechnet werden. Die beiden dazu nötigen Fourierkoeffizienten lauten

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} C_{\text{IC}}(t) \cos(2\pi n f_{\text{Tip}} t) dt \quad (4.9)$$

und

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} C_{\text{IC}}(t) \sin(2\pi n f_{\text{Tip}} t) dt. \quad (4.10)$$

#### 4. Modellbeschreibung und Simulationen

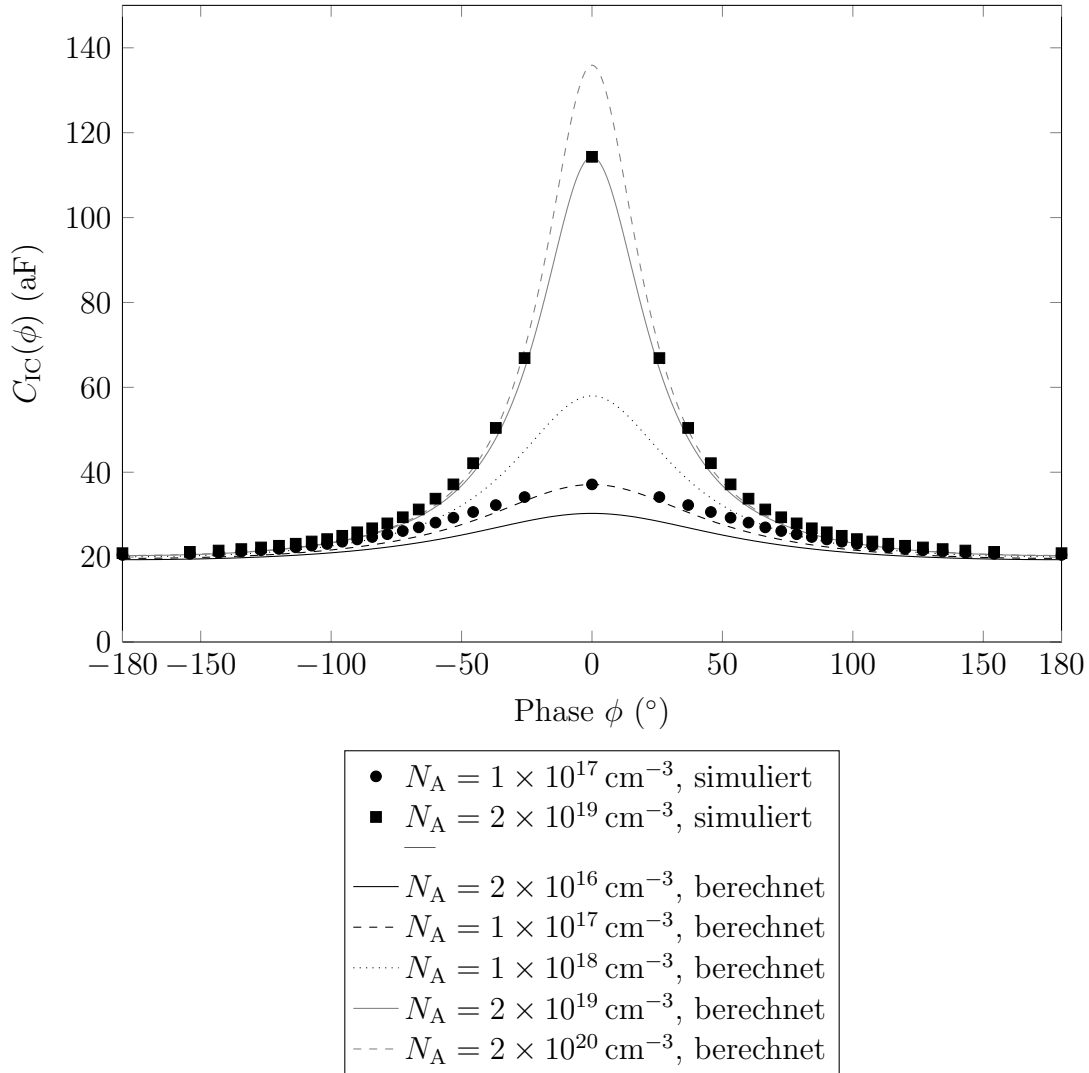


Abb. 4.6.: Simulierter und analytischer Kapazitätsverlauf von  $C_{IC}(\phi)$  in Abhängigkeit von der Phase  $\phi$

Die Amplitude  $A_n$  und die Phase  $\varphi_n$  in Abhängigkeit vom jeweiligen Spektralanteil – mit der Frequenz  $nf_{TIP}$  – kann schließlich mit

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (4.11)$$

bzw. mit

$$\varphi_n = \arctan \frac{b_n}{a_n} \quad (4.12)$$

berechnet werden.

Da es sich bei  $C_{IC}(t)$  um ein kontinuierliches, periodisches Signal handelt, hat das entstehende Spektrum nur diskrete Spektralanteile. Die Amplituden der einzelnen Spektralanteile werden mit  $\widehat{C}_{IC,n}$  bezeichnet und sind von den Parametern  $C_{MOS}$  und  $\widehat{d}$  abhängig. Auf eine ausführliche Darstellung der einzelnen Formeln von  $\widehat{C}_{IC,n}$  wird in diesem Kapitel aufgrund deren Komplexität verzichtet. Abbildung 4.7 a) stellt die einzelnen Amplitudenwerte  $\widehat{C}_{IC,n}$  in Abhängigkeit von  $n$  dar. Die Dotierstoffkonzentration, repräsentiert von  $C_{MOS}$ , wird dabei als Parameter verwendet.

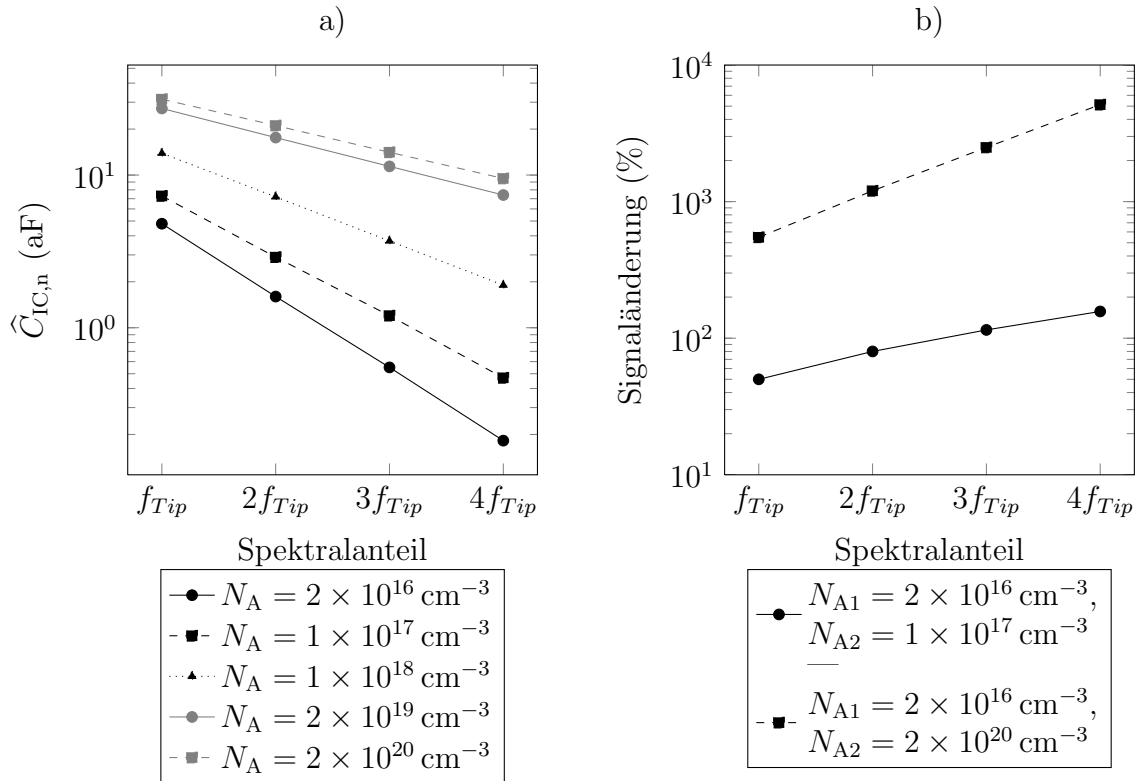


Abb. 4.7.: Amplitude der einzelnen Spektralanteile mit Dotierstoffkonzentration  $N_A$  als Parameter a) und Signaländerung jeweils beim Übergang von  $N_{A1}$  nach  $N_{A2}$  in Abhängigkeit vom Spektralanteil b)

Die Signaländerung, die sich bei Änderung der Dotierstoffkonzentration von  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  auf  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  bzw.  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  auf  $N_A = 2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$  einstellt, ist in Abb. 4.7 b) dargestellt. Die Signaländerung wird prozentual angegeben und mit

$$\text{Signalaenderung} = \left( \frac{\text{Signal}_{\text{hohe Dotierstoffkonzentration}}}{\text{Signal}_{\text{niedrige Dotierstoffkonzentration}}} - 1 \right) \times 100\% \quad (4.13)$$

berechnet. Beide Signaländerungen in Abb. 4.7 b) steigen mit der Frequenz an. Dies bedeutet, dass durch die Betrachtung höherer Harmonischer prinzipiell eine größere Kapazitätsauflösung, und damit eine höhere Auflösung zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen erreicht werden kann.

Für die Phasen  $\varphi_n$  der einzelnen Spektralanteile gilt, dass sich rein rechnerisch keine Änderung zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen und verschiedenen Dotiertypen einstellt. Dies bedeutet: Die Grundschwingung und die höheren Harmonischen haben stets eine konstante Phase, unabhängig von der Dotierstoffkonzentration und vom Dotiertyp. Der Kapazitätsverlauf  $C_{IC}(t)$  ist eine gerade Funktion (also zur Ordinate bei  $t = 0$  symmetrisch). Gerade Funktionen weisen stets für die Fourierkoeffizienten  $b_n$  Werte von null auf. Dies trifft für alle Kapazitätsverläufe verschiedener Dotierstoffkonzentrationen in Abb. 4.6 zu. Die Phasenwerte aller Dotierstoffkonzentrationen weisen demnach eine Phase von  $0^\circ$  auf. Dies gilt für n- und p-Dotierung.

### 4.2.3. Einfluss der Topografie auf den C(U)-Verlauf

In diesem Abschnitt wird untersucht, ob sich bei bestimmten Änderungen in der Topografie der Probe ein anderes Kapazitätsverhalten einstellt. Diese Untersuchung ist besonders für das hier beschriebene Verfahren wichtig. Hier wird die MOS-Kapazität bei einer Spannung von 0 V gemessen. Bei Kontakt-SCM ist jedoch die Steigung der C(U)-Kurve die Messgröße. Um den Einfluss einer Topografieänderung zu untersuchen, wurde die Simulation modifiziert, indem eine Erhöhung auf der Probe von 100 nm eingefügt wurde (siehe Abb. 4.8). Auf diese Erhöhung ist dann die Rastersonde platziert, welche gleiche Dimensionen wie in den vorhergehenden Simulationen besitzt. Die durch Simulation bestimmten C(U)-Verläufe für zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen sind in Abb. 4.9 zu sehen. Unterschieden wird dabei, ob sich die Rastersonde auf dem ebenen Substrat oder der Erhöhung befindet.

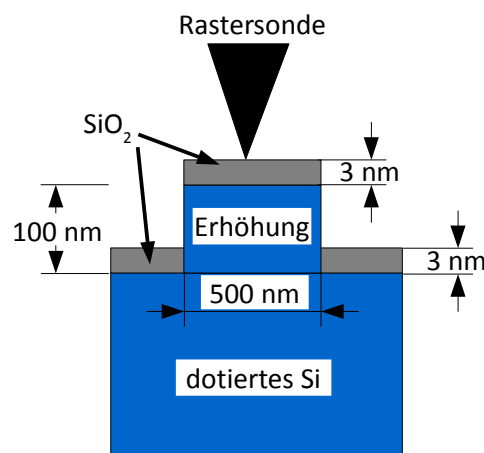


Abb. 4.8.: Schematische Darstellung des modifizierten Simulationsmodells mit der Topografieänderung (nicht maßstabsgetreu), Grundstruktur und weitere Angaben unverändert zu Abb. 4.2

Es zeigt sich eine Änderung im C(U)-Verlauf des ursprünglichen und des modifizierten Modells für beide Dotierstoffkonzentrationen. Der Wert der Kapazität bei dem Modell mit Erhöhung ist etwas kleiner als der Kapazitätswert am ebenen Substrat selbst. Anzumerken ist jedoch, dass bei schwächerer Dotierstoffkonzentration  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  besonders im Spannungsbereich um 0 V nahezu kein Unterschied in der Kapazität zwischen ebenem Substrat und Erhöhung auftritt. Dies deutet auf einen Einfluss der Topografie hin, der besonders bei hohen Dotierstoffkonzentrationen erkennbar ist. Durch die ebene Topografie tritt dieser Effekt bei plangeschliffenen Proben in Cross-Section nicht auf. Bei Proben in Lift-Off-Technik hingegen sind durchaus Signaländerungen möglich, die nicht von einer Änderung der Dotierstoffkonzentration, sondern von der Probentopografie hervorgerufen werden.

### 4.3. Einfluss der mechanischen Schwingungsamplitude

Die Amplitude der Schwingung der Rastersonde  $\hat{d}$  ändert maßgeblich den Kapazitätsverlauf  $C_{IC}(t)$ , da diese direkten Einfluss auf die Oszillationskapazität  $C_{osc}$  ausübt.

### 4.3. Einfluss der mechanischen Schwingungsamplitude

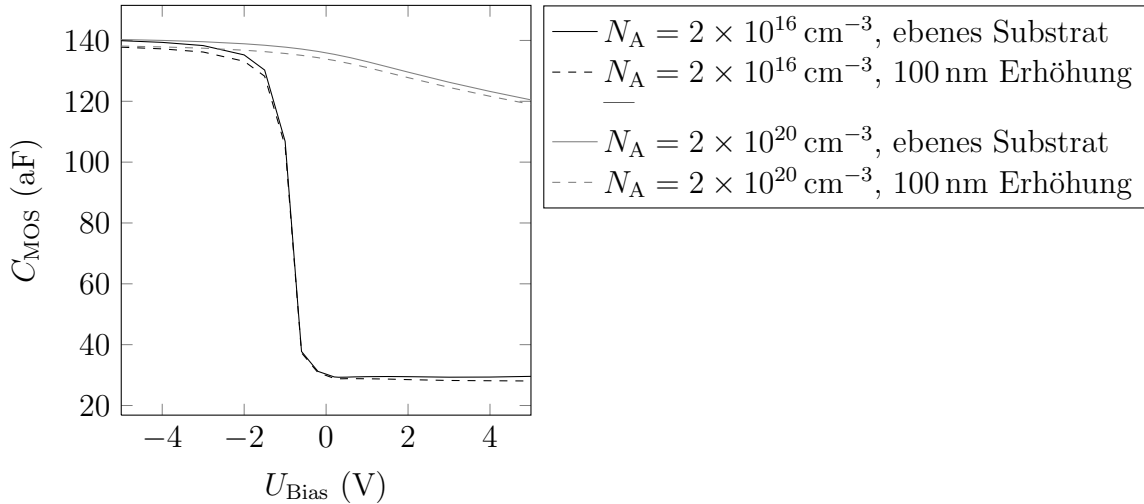


Abb. 4.9.: Vergleich  $C(U)$ -Verläufe auf Erhöhung und Substrat. Dargestellt sind zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen, jeweils auf ebenen Substrat und Erhöhung

Den Vergleich des Kapazitätsverlaufs für verschiedener Schwingungsamplituden von 5 nm bis 50 nm zeigt Abb. 4.10.

Wiederum wird nicht die Amplitude des  $C_{\text{IC}}(t)$ -Verlaufs selbst untersucht, sondern in diesem Fall die Amplitude der Grundschwingung  $\hat{C}_{\text{IC},1}$  und der ersten Oberwelle  $\hat{C}_{\text{IC},2}$ . Deren Verläufe für zwei verschiedene Gebiete mit Dotierstoffkonzentrationen von  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_A = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude sind in Abb. 4.11 a) dargestellt. Die Schwingungsamplitude variiert dabei im Bereich von (2 – 100) nm. Die Signaländerung beim Übergang zwischen diesen beiden Dotierstoffkonzentrationen zeigt Abb. 4.11 b), jeweils für die Grundschwingung  $\hat{C}_{\text{IC},1}$  und die erste Oberwelle  $\hat{C}_{\text{IC},2}$ .

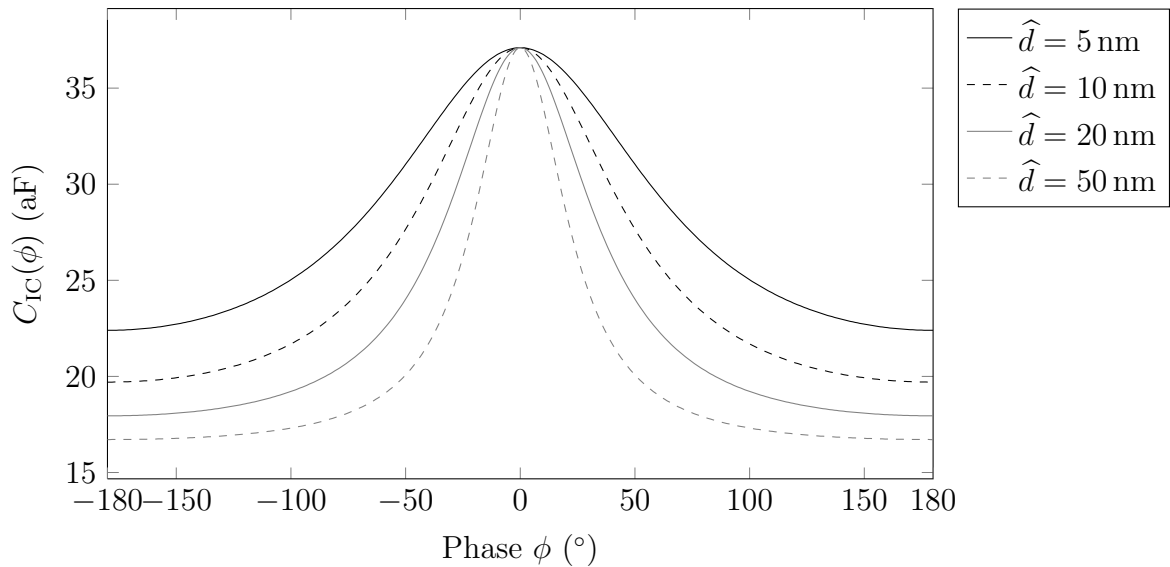


Abb. 4.10.: Verlauf der Kapazität  $C_{\text{IC}}(\phi)$  in Abhängigkeit von der Phase  $\phi$  bei der Dotierstoffkonzentration  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  mit verschiedenen Schwingungsamplituden  $\hat{d}$  als Parameter

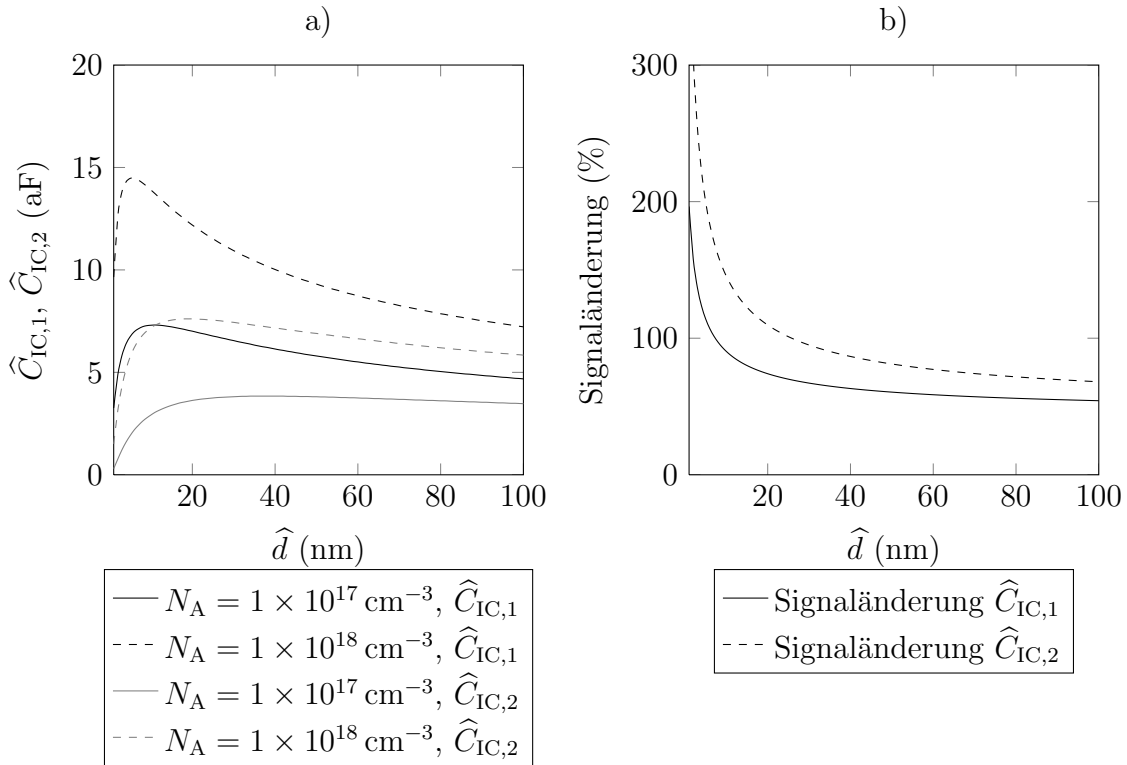


Abb. 4.11.: Amplitude der Grundschiwingung  $\hat{C}_{IC,1}$  und der ersten Oberwelle  $\hat{C}_{IC,2}$  in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  für zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen  $N_A$  a) und Signaländerung zwischen den Dotierstoffkonzentrationen b), jeweils für die Grundschiwingung und die erste Oberwelle

Es lässt sich erkennen, dass die Amplituden der Grundschiwingung  $\hat{C}_{IC,1}$  und der ersten Oberwelle  $\hat{C}_{IC,2}$  für beide Dotierstoffkonzentrationen mit zunehmender Schwingungsamplitude ansteigen und schließlich wieder leicht abfallen. Die Signaländerung zwischen den beiden Dotierstoffkonzentrationen ist bei sehr niedrigen Schwingungsamplituden (bis ca.  $\hat{d} = 40 \text{ nm}$ ) sehr hoch und nimmt mit weiter zunehmender Schwingungsamplitude leicht ab. Die Signaländerung weist bei der ersten Oberwelle einen größeren Wert als bei der Grundschiwingung auf. Es wird hier generell nur der Bereich der Schwingungsamplitude betrachtet, der beim IC-Modus angewendet werden kann. Werden für die Schwingungsamplitude sehr hohe Werte angesetzt – die sich in der Praxis nicht erreichen lassen – laufen sämtliche Spektralanteile und auch die Signaländerung gegen null.

Letztendlich lässt sich über die Wahl der Schwingungsamplitude festhalten, dass diese möglichst klein gewählt werden sollte, da hierbei die maximal mögliche Signaländerung zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen erreicht wird.

## 4.4. Einfluss der Biasspannung

Bisher wurde bei oszillierender Rastersonde nur der zeitliche Kapazitätsverlauf ohne angelegte Biasspannung betrachtet, also bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$ . Durch das  $C(U)$ -Verhalten der MOS-Struktur ändert sich die Kapazität jedoch in Abhängigkeit von der angelegten Spannung. Es kommt hinzu, dass bei IC-SCM die Rastersonde keinen ständigen Kontakt mit der Oberfläche hat, sondern deren Abstand sich zeitlich ändert. Wie in Abb. 4.5 demons-



triert wurde, zeigt die Kapazität  $C_{IC}$  (4.6) für Abstände  $d > 20$  nm keine Spannungsabhängigkeit mehr. Verringert sich der Abstand zur Oberfläche  $d < 20$  nm, nimmt die Spannungsabhängigkeit der Kapazität  $C_{IC}$  zu. Es soll im Folgenden der C(U)-Verlauf einer bestimmten Dotierstoffkonzentration bei oszillierender Rastersonde bestimmt werden. Da aus der FEM-Simulation bereits für verschiedene Distanzen die C(U)-Verläufe bekannt sind, müssen diese lediglich kombiniert werden. Das Vorgehen dabei ist ähnlich dem in Abschnitt 4.2.2 bei einer Biasspannung von 0 V. Es unterscheidet sich lediglich darin, dass dies in diesem Fall für verschiedene Spannungen durchgeführt werden muss. Weiterhin gilt es zu berücksichtigen, dass nicht die MOS-Kapazität – die sich in Abhängigkeit der Biasspannung einstellt – das Ausgangssignal dargestellt, sondern die aus dem  $C_{IC}(t)$ -Verlauf entstehende Amplitude der Grundschwingung und weiterer Harmonischer, was wiederum eine Fourieranalyse erfordert.

In Abb. 4.12 sind die Kapazität  $C_{MOS}$  für den Fall des kontinuierlichen Kontakts sowie die Amplitude der Grundschwingung von  $C_{IC}(t)$  für Oszillationsbetrieb in Abhängigkeit von der Biasspannung dargestellt. Die Daten hieraus stammen aus der Simulation für p-dotiertes Silizium bei Dotierstoffkonzentrationen von  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_A = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  mit einer Schwingungsamplitude von  $\hat{d} = 10$  nm.

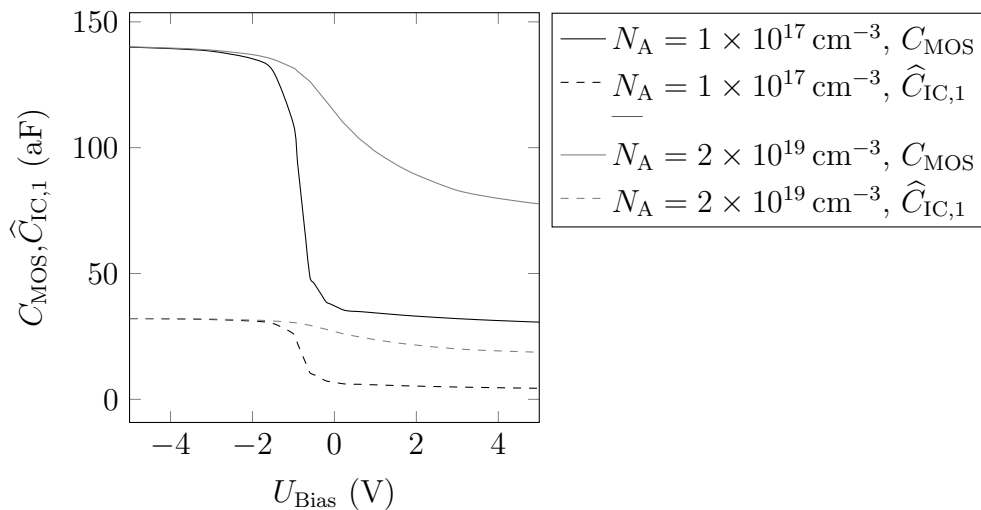


Abb. 4.12.: Vergleich C(U)-Verlauf der MOS-Kapazität  $C_{MOS}$  und der Amplitude der Grundschwingung  $\hat{C}_{IC,1}$  für zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen  $N_A$

Obwohl die Rastersonde über der Probe oszilliert, ist ein spannungsabhängiger Kapazitätsverlauf vorhanden. Im Gegensatz zur MOS-Kapazität bei ständigem Kontakt fällt die Kapazitätsänderung bei Oszillation deutlich geringer aus. Diese Simulation zeigt, dass es auch bei oszillierender Rastersonde möglich ist, den Arbeitspunkt durch Anlegen einer Biasspannung zu verschieben. Daraus ergeben sich folgende Anwendungsmöglichkeiten:

- **Spektroskopie**

Eine Spektroskopie ist in diesem Fall eine Darstellung des vollständigen C(U)-Verlaufs von der Inversion zur Akkumulation eines einzelnen Bildpunktes. Dies wird erreicht, indem zu jeder angelegten Biasspannung die Kapazität gemessen wird. Durch vollständiges Abrastern eines Bereiches der Oberfläche kann ein zweidimensionales Bild gewonnen werden, bei dem jeder Bildpunkt eine vollständige C(U)-Kurve darstellt.

- **Erhöhung der Auflösung durch Biasspannung**

Der kapazitive Unterschied, den verschiedenen Dotierungen aufweisen, ist abhängig von der angelegten Biasspannung. Bei der Wahl einer optimalen Biasspannung stellt sich ein maximal erreichbarer Unterschied zwischen den Kapazitäten ein, was folglich zu einem maximalen Signalkontrast verschieden dotierter Gebieten führt.

- **Bestimmung des Dotiertyps**

Da die n- und p-Dotierung unterschiedliches C(U)-Verhalten aufweisen, ist die Bestimmung des Dotiertyps durch Vergleichsmessungen bei verschiedenen Biasspannungen möglich.

Speziell dann, wenn die Auflösung durch Anlegen einer Biasspannung gesteigert werden soll, stellt sich die Frage, bei welcher Biasspannung die MOS-Struktur den höchsten Kapazitätsunterschied zwischen zwei verschiedenen dotierten Gebieten aufweist. Es gilt, zwei Fälle zu unterscheiden. Im ersten Fall wird davon ausgegangen werden, dass die Gebiete den gleichen Dotiertyp und verschiedene Dotierstoffkonzentrationen aufweisen. Um dies zu untersuchen, wurde der Kapazitätsunterschied zwischen drei p-dotierten Bereichen mit Dotierstoffkonzentrationen von  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ,  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_A = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  in Abhängigkeit von der Biasspannung berechnet und nachfolgend in Abb 4.13 a) grafisch dargestellt. Die Vorgehensweise bei n-dotierten Gebieten mit unterschiedlicher Dotierstoffkonzentration gestaltet sich analog, die Spannungsachse ist in diesem Fall lediglich bei n- und p-Dotierung bei dem Spannungswert  $-0,2 \text{ V}$  gespiegelt. Die entstehenden C(U)-Verläufe sind daher ebenfalls um diesen Wert gespiegelt.

Es zeigt sich, dass sich der höchste Unterschied stets um den Spannungsnullpunkt einstellt. In starker Inversion bei einer Spannung von  $5 \text{ V}$  ist der Unterschied deutlich kleiner. In Akkumulation bei einer Spannung von  $-5 \text{ V}$  ist kein Unterschied vorhanden, da sich alle Ladungsträger an der Grenzschicht zum Oxid befinden und dadurch die Kapazität unabhängig von der Dotierung ist.

Der zweite Fall geht davon aus, dass die Gebiete einen unterschiedlichen Dotiertyp aufweisen. Abbildung 4.13 b) zeigt vier verschiedene Verläufe des sich einstellenden Signalunterschieds in Abhängigkeit von der Spannung.

In allen vier Verläufen in Abb. 4.13 b) stellt sich der maximale Signalunterschied entweder bei hoher positiver bzw. bei hoher negativer Spannung ein. Dies ist durch die Akkumulations- bzw. Inversionsbedingung, die sich in Abhängigkeit vom Dotiertyp einstellt, begründet. Betrachtet man speziell den Übergang von  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  nach  $N_D = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ , stellt sich der maximale Unterschied ab einer Spannung größer  $0,8 \text{ V}$  ein. Für den umgekehrten Fall, also von  $N_D = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  nach  $N_A = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ , gilt genau eine um die  $-0,2 \text{ V}$  gespiegelte Spannung von  $-1,2 \text{ V}$ . Hier stellt sich das Maximum bei Spannungen kleiner  $-1,2 \text{ V}$  ein. Für die beiden anderen Übergänge von  $N_A = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  nach  $N_D = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  nach  $N_D = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  gilt dies ebenfalls. Die Spannung für maximale Differenz liegt jedoch hier etwas höher bei ca.  $2 \text{ V}$ .

Zusammengefasst lassen sich bezüglich des von der Biasspannung beeinflussten Signalcontrastes folgende Aussagen treffen:

- Gilt es, die Dotierstoffkonzentration möglichst hoch aufzulösen, muss dies ohne angelegte Biasspannung, also bei  $0 \text{ V}$ , erfolgen. Hier stellt sich der Simulation nach ein maximaler Kapazitätsunterschied zwischen den Dotierstoffkonzentrationen ein.

- Soll p- und n-Dotierung möglichst kontrastreich voneinander unterschieden werden, bringt eine Biasspannung  $\neq 0\text{V}$  einen Vorteil. Dabei spielt es der Simulation nach keine Rolle, ob diese positiv oder negativ angelegt wird. Es gilt jedoch zu beachten: Bei genügend hoher Biasspannung erreicht die MOS-Struktur den Zustand der Akkumulation. Es kann nicht mehr zwischen Gebieten unterschieden werden, deren MOS-Struktur sich in Akkumulation befindet, da hier nur noch die Oxidkapazität gemessen wird.

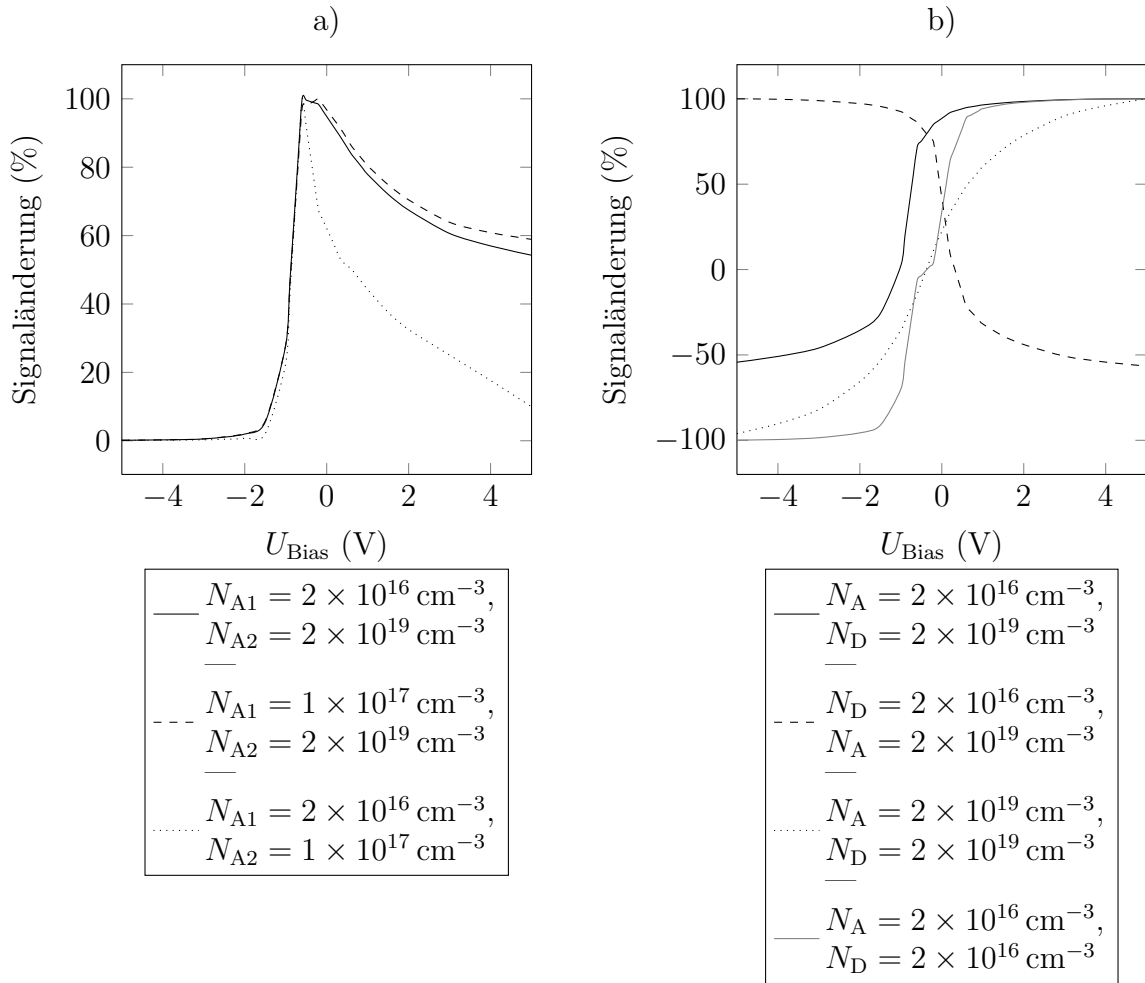


Abb. 4.13.: Prozentualer Unterschied zwischen verschiedenen Dotierungen in Abhängigkeit von der Spannung  $U_{\text{Bias}}$ : Zwischen p-Dotierung beim Übergang von der Dotierstoffkonzentration  $N_{A1}$  nach  $N_{A2}$  a), zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen und Dotiertypen beim Übergang von  $N_A$  nach  $N_D$  b)

Bei oszillierender Rastersonde reagieren jedoch die Amplituden der Spektralanteile von  $C_{\text{IC}}(t)$  deutlich schwächer auf eine Biasspannung ungleich  $0\text{V}$  als die MOS-Kapazität selbst (siehe Abb. 4.11). Zum einen können nur die Spektralanteile von  $C_{\text{IC}}(t)$  dargestellt werden, zum anderen gilt es zu untersuchen, welchen Einfluss die Biasspannung generell auf den IC-Modus ausübt. Aus diesem Grund werden Messungen ab Kapitel 6 mit angelegter Biasspannung durchgeführt. Kapitel 5 beschränkt sich auf Messungen ohne Biasspannung.

## 4.5. Verschiebestromverfahren

Der Begriff „Verschiebestrom“ (engl. „Displacement Current“) wurde erstmals von James Clerk Maxwell verwendet[86]. Die Ursache für den Verschiebestrom ist die zeitliche Änderung des elektrischen Verschiebungsflusses  $\Psi$ , hervorgerufen von der Ladung. In dieser Arbeit wird jedoch der Begriff Verschiebestrom für einen Strom benutzt, der aus einer Änderung der Kapazität mit der Zeit entsteht.

### 4.5.1. Grundprinzip

Grundlage für dieses Verfahren stellt eine zeitveränderliche Kapazität dar, wie sie bei den SCM-Messverfahren am Raster-Sonden-Mikroskop gegeben ist. Die vereinfachte Darstellung des Gesamtsystems zeigt Abb. 4.14. Für die Entstehung des Verschiebestroms ist eine Spannungsquelle  $U_S$  erforderlich. Diese wird abhängig vom Einsatzgebiet im IC- oder im Kontaktmodus als Wechselspannungsquelle, Gleichspannungsquelle oder als Kombination aus beiden gewählt. Weiterhin tritt durch Verbindungsleitungen oder den Cantilever, der gleichfalls einen elektrischen Widerstand aufweist, ein parasitärer Reihenwiderstand auf. Die Summe der im System vorhandenen Reihenwiderstände wird im Folgenden mit  $R$  bezeichnet. Die einzelnen Größen sind in Tab. 4.2 beschrieben.

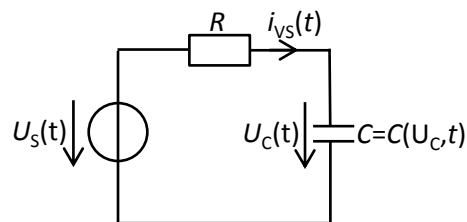


Abb. 4.14.: Gesamtsystem zur Messung des Verschiebestroms

Bezeichnung	Beschreibung
$U_S(t)$	An das System angelegte Gesamtspannung
$R$	Summe aller Widerstände des Systems
$C(U_C, t)$	Zeitlich veränderliche Kapazität
$U_C(t)$	Spannung an der zeitlich ändernden Kapazität
$i_{VS}(t)$	Verschiebestrom

Tab. 4.2.: Größen beim Verschiebestromverfahren

Grundlage zur Berechnung des Verschiebestroms bildet die Gleichung

$$i_{VS}(t) = C(t) \frac{dU_C(t)}{dt} + U_C(t) \frac{dC(t)}{dt}. \quad (4.14)$$

Speziell ist dabei der Term  $\frac{dC(t)}{dt}$  von Interesse. Danach entsteht ein Verschiebestrom  $i_{VS}(t)$  bei einer zeitlichen Änderung der Kapazität  $C(t)$ .

### 4.5.2. Simulationen

Im Folgenden wird der durch die zeitveränderliche Kapazität hervorgehende Verschiebestrom genauer untersucht. Von Interesse ist seine Aussagekraft als Maß für die Dotier-

stoffkonzentration.

Prinzipiell lässt sich das Verschiebestromverfahren sowohl im Intermittent-Contact als auch im Kontaktmodus einsetzen. Da es sich jedoch um zwei verschiedene Verfahrensweisen handelt, werden sie getrennt voneinander untersucht. In beiden Fällen ist die Ursache des Verschiebestroms eine zeitveränderliche Kapazität. Die Ergebnisse wurden dabei mit einem Schaltungssimulator ermittelt. Dieser muss in der Lage sein, zeitlich veränderliche bzw. spannungsabhängige Kapazitäten zu simulieren.

Der zu erwartende Verschiebestrom wird wie die Kapazität  $C_{IC}(t)$  selbst sehr kleine Werte aufweisen. Es ist daher davon auszugehen, dass bei der messtechnischen Erfassung nicht der zeitliche Stromverlauf selbst, sondern nur mithilfe eines Lock-In-Verstärkers entsprechende Spektralanteile gemessen werden können. Aus diesem Grund wurden stets die Amplitude der Grundschwingung sowie weiterer Harmonischer und nicht die Amplitude des von der Zeit abhängigen Verschiebestroms selbst ausgewertet.

#### 4.5.2.1. Intermittent-Contact-Modus

Der Verschiebestrom entsteht im IC-Modus durch die Auf- und Abbewegung der Rastersonde und der sich dadurch zeitlich ändernden Kapazität  $C_{IC}(t)$ . Da bei dieser Anordnung eine zeitlich konstante Spannung  $U_C$  am Kondensator erforderlich ist, wird die Spannungsquelle  $U_S$  (Abb. 4.14) durch eine Gleichspannungsquelle  $U_{Bias}$  (Abb. 4.15) ersetzt. Auch die sich einstellende Flachbandspannung (siehe Abschnitt 1.1.3) könnte theoretisch als Spannungsquelle dienen. Diese Spannung beträgt jedoch nur wenige Millivolt[87], der resultierende Verschiebestrom fällt daher ebenso sehr klein aus. Weiterhin ist der genaue Wert dieser Spannung nicht bekannt und muss vorher messtechnisch erfasst werden. Eine vordefinierte Spannung  $U_{Bias}$  ist daher von Vorteil. Da hier eine Gleichspannungsquelle verwendet wird, fällt der Term  $\frac{dU_C(t)}{dt}$  in (4.14) weg und damit gilt  $U_C = \text{konst.}$ , was die Berechnung bzw. Simulation letztendlich vereinfacht. Das Modell für den IC-Modus ist in Abb. 4.15 dargestellt, die weiteren Parameter der Simulation sind in Tab. 4.3 zu finden.

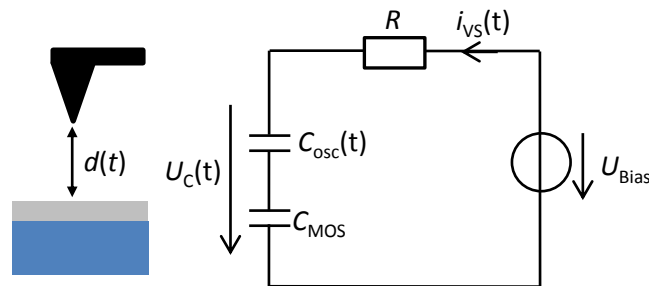


Abb. 4.15.: Modell des Verschiebestromverfahrens im IC-Modus

Bezeichnung	Formelzeichen	Wert
Spannung	$U_{Bias}$	1 V
Widerstand	$R$	10 $\Omega$
Oszillationsfrequenz	$f_{Tip}$	75 kHz
Schwingungsamplitude	$\hat{d}$	10 nm

Tab. 4.3.: Verwendete Parameterwerte zur Simulation des Verschiebestroms im IC-Modus

#### 4. Modellbeschreibung und Simulationen

Die Gleichung der sich zeitlich ändernden Kapazität  $C_{IC}(t)$  (4.6) wurde bereits hergeleitet. Die Oszillationsfrequenz  $f_{Tip}$  der Rastersonde, die den Kapazitätsverlauf nur in seinem Zeitverhalten beeinflusst, hat beim Verschiebestromverfahren Einfluss auf den Wert des Verschiebestroms  $i_{VS}(t)$ . Den zeitlichen Verlauf des Verschiebestroms für verschiedene Dotierstoffkonzentrationen zeigt Abb. 4.16 a).

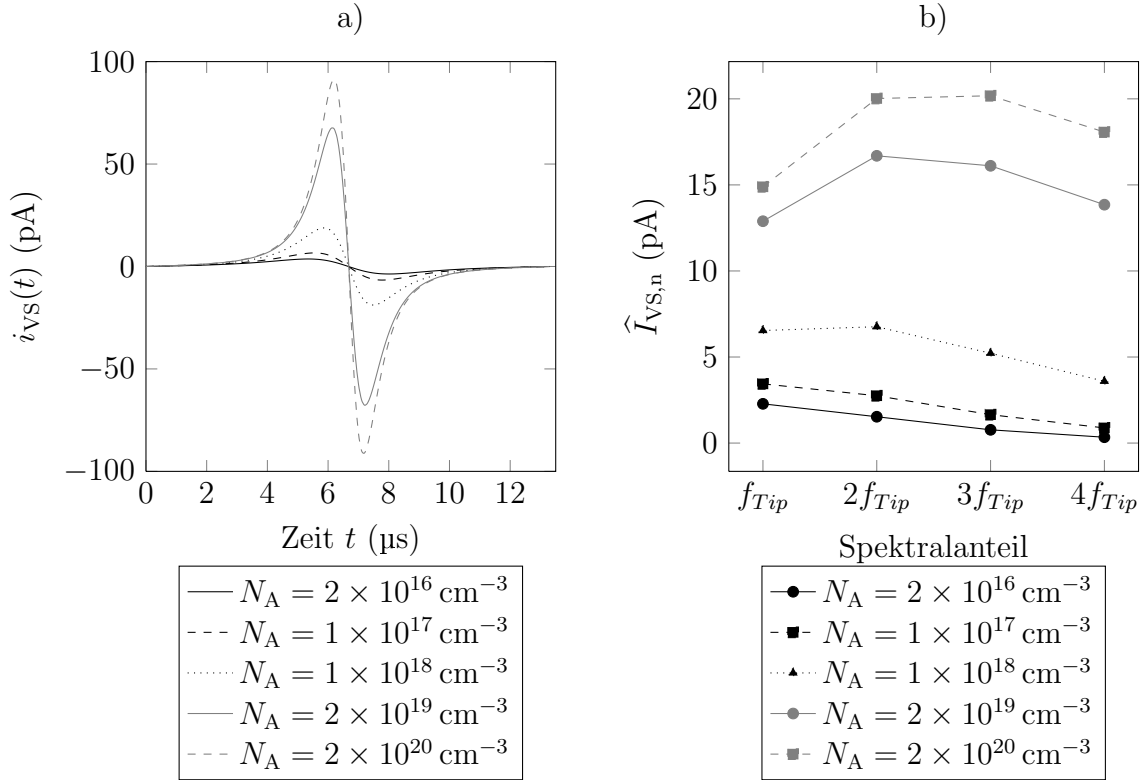


Abb. 4.16.: Zeitlicher Verlauf des Verschiebestroms  $i_{VS}(t)$  a) und zugehörige Spektralanteile  $\hat{I}_{VS,n}$  b) für verschiedene Dotierstoffkonzentrationen  $N_A$

Da es sich wie schon beim Kapazitätsverlauf nicht um eine Sinusschwingung handelt, bestehen zusätzlich zur Grundschwingung bei der Frequenz  $f_{Tip}$  weitere höhere Harmonische mit den Frequenzen  $n f_{Tip}$ . Die Stromamplituden in Abhängigkeit vom Spektralanteil werden im Folgenden analog zur Kapazität mit  $\hat{I}_{VS,n}$  bezeichnet. Die Darstellung von  $\hat{I}_{VS,n}$  erfolgt in Abb. 4.16 b). Die Amplitude der ersten Oberwelle (Frequenz  $2 f_{Tip}$ ) weist ab einer Dotierstoffkonzentration von  $N_A = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  einen höheren Wert auf als die Amplitude der Grundschwingung. Weiterhin steigt der Verschiebestrom für alle Frequenzanteile mit der Dotierstoffkonzentration an, der Verschiebestrom zeigt also diesbezüglich das gleiche Verhalten wie der Kapazitätsverlauf. Da es sich beim Verschiebestrom um eine zeitliche Ableitung des Kapazitätsverlaufs handelt, liegt zeitlich betrachtet das betragsmäßige Maximum des Verschiebestroms an der Stelle, an der der Kapazitätsverlauf seine höchste Steigung aufweist.

In weiteren Simulationen wird der Einfluss des Reihenwiderstandes  $R$ , der angelegten Spannung  $U_{Bias}$  und der Oszillationsfrequenz  $f_{Tip}$  untersucht. Für die Variation dieses Widerstandes lässt sich anmerken, dass dieser selbst bei einer Änderung um sechs Zehnerpotenzen von  $1 \Omega$  auf  $1 \text{ M}\Omega$  keine Auswirkung auf den Verschiebestromverlauf hat. Dies ist durch den generell sehr kleinen Wert des Verschiebestroms begründet. Selbst bei einer Dotierstoffkonzentration von  $N_A = 2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$  nimmt dieser einen Maximal-

wert von 91 pA an. Der Spannungsabfall an einem Widerstand von 1 M $\Omega$  beträgt also nur  $U_R = RI_{VS} = 1 \text{ M}\Omega \times 91 \text{ pA} = 91 \text{ }\mu\text{V}$ . Durch diesen vernachlässigbaren Spannungsabfall am Widerstand liegt also nahezu die komplette Spannung am zeitveränderlichen Kondensator  $C_{IC}(t)$  an und der Reihenwiderstand  $R$  hat keine Auswirkung auf den Verschiebestrom.

Da die Spannung  $U_{Bias}$  vollständig am Kondensator  $C_{IC}$  anliegt, ändert sich auch der Verschiebestrom direkt proportional zur Spannung  $U_{Bias}$ . Eine Änderung der Kurvenform des Verschiebestroms findet bei einer Änderung der Spannung nicht statt, der Verlauf von  $i_{VS}(t)$  wird an der Stromachse mit dem Wert der Spannung  $U_{Bias}$  gestreckt.

Die Oszillationsfrequenz der Rastersonde  $f_{Tip}$  hat deutlich mehr Einfluss auf den Verlauf des Verschiebestroms als auf den Kapazitätsverlauf  $C_{IC}(t)$ . Der Kapazitätsverlauf wird von  $f_{Tip}$  nur zeitlich gestreckt oder gestaucht,  $f_{Tip}$  beeinflusst jedoch direkt den  $\frac{dC(t)}{dt}$ -Term, was auch eine Änderung der Amplitude von  $i_{VS}(t)$  zur Folge hat. Den zeitlichen Verlauf des Verschiebestroms für verschiedene Oszillationsfrequenzen von  $f_{Tip} = 75 \text{ kHz}$ ,  $f_{Tip} = 150 \text{ kHz}$ ,  $f_{Tip} = 225 \text{ kHz}$  und  $f_{Tip} = 300 \text{ kHz}$  zeigt Abb. 4.17 a), in Abb. 4.17 b) ist die Abhängigkeit der Spektralanteile von der Oszillationsfrequenz dargestellt.

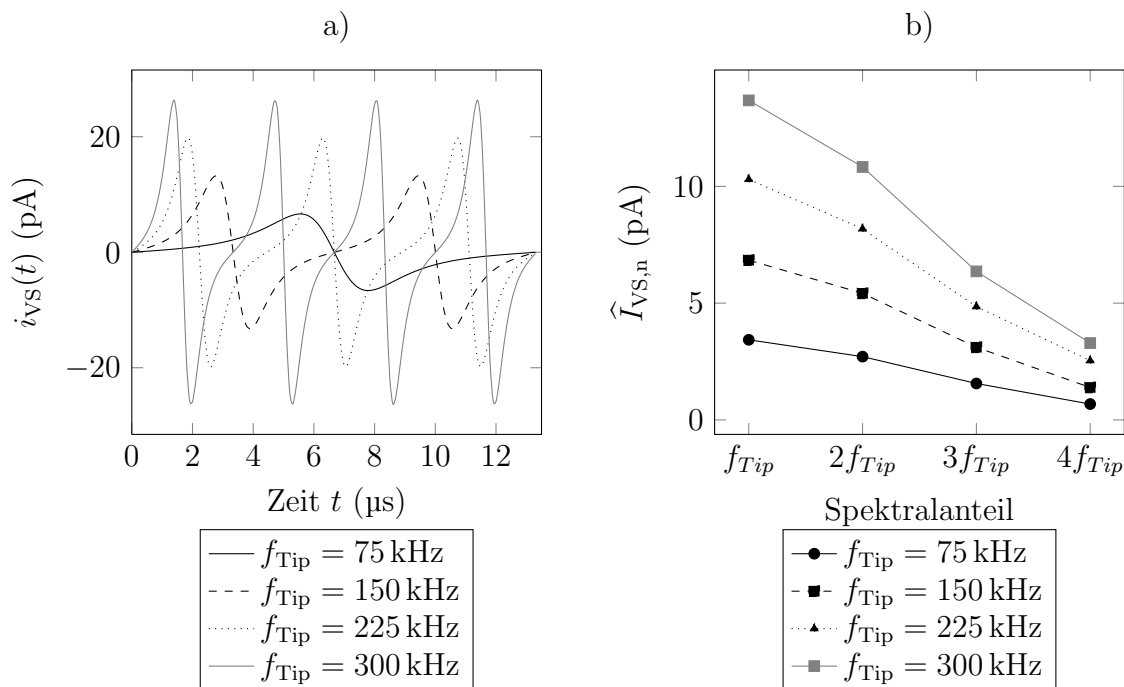


Abb. 4.17.: Zeitlicher Verlauf von  $i_{VS}(t)$  a) und Verlauf der Spektralanteile b), jeweils mit verschiedenen Oszillationsfrequenzen  $f_{Tip}$  als Parameter

Der zeitliche Verlauf des Verschiebestroms nimmt bei doppelter Oszillationsfrequenz den doppelten Wert an. Das Verhältnis ist demnach direkt proportional. Dies gilt sowohl für die Grundschiwingung bei  $f_{Tip}$  als auch für die Oberwellen.

Die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  hat wie auch schon auf den Kapazitätsverlauf maßgeblichen Einfluss auf den Verschiebestrom. Um diesen Einfluss genauer zu untersuchen, wurden Simulationen für Schwingungsamplituden im Bereich von (1 – 100) nm durchgeführt. Abbildung 4.18 a) zeigt die Verläufe der Grundschiwingung  $\hat{I}_{VS,1}$  und der ersten Oberwelle  $\hat{I}_{VS,2}$  für zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen von  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_A = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , in Abb. 4.18 b) sind die entsprechenden Signalunterschiede zwischen

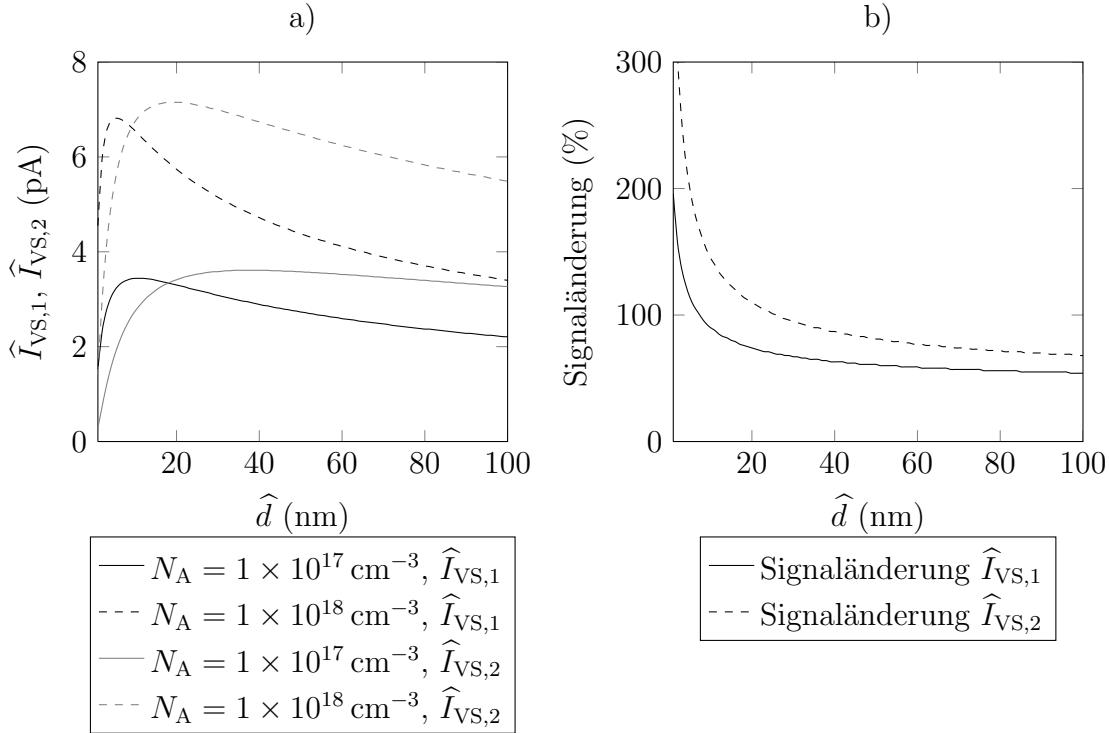


Abb. 4.18.: Amplitude der Grundschiwingung  $\hat{I}_{VS,1}$  und der ersten Oberwelle  $\hat{I}_{VS,2}$  in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  für zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen  $N_A$  a) und Signaländerung in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude zwischen diesen beiden Dotierstoffkonzentrationen b)

diesen beiden Dotierstoffkonzentrationen zu finden.

Die Verläufe der Amplituden nehmen zuerst ein Maximum an und nehmen mit zunehmender Schwingungsamplitude ab. Prinzipiell gleicht diese Abbildung den Kapazitätsverläufen in Abb. 4.11. Die Signaländerungen sind bei sehr kleinen Schwingungsamplituden extrem hoch und fallen relativ schnell mit zunehmender Schwingungsamplitude ab. Die maximale Auflösung zwischen verschieden dotierten Gebieten lässt sich anhand der Simulation bei sehr kleinen Schwingungsamplituden erzielen. Im Gegensatz zur Schwingungsamplitude haben die angelegte Spannung  $U_{\text{Bias}}$  und die Oszillationsfrequenz  $f_{\text{Tip}}$  der Rastersonde keinen Einfluss auf die relative Signaländerung. Sie bestimmen den Wert des Verschiebestroms lediglich absolut in gleicher Weise für alle Dotierstoffkonzentrationen.

#### 4.5.2.2. Kontaktmodus

Auch im Kontaktmodus gilt das Grundprinzip, dass eine zeitveränderliche Kapazität benötigt wird, um den Verschiebestrom hervorzurufen. Im Gegensatz zum IC-Modus steht die Rastersonde in ständigem Kontakt mit der Oberfläche. Die erforderliche Kapazitätsänderung mit der Zeit kann also nicht über den Abstand Rastersonde-Probe erfolgen. Schließlich bietet es sich an, die MOS-Kapazität in gleicher Weise wie beim Kontakt-SCM durch Anlegen einer Wechselspannung  $U_{AC}$  zu verändern. Ein auftretender Verschiebestrom wäre demnach wieder von der – moduliert durch die Wechselspannung – sich zeitlich ändernden MOS-Kapazität abhängig. Die zeitlich veränderliche Kapazität des IC-Modus wird demnach für die Simulation durch einen spannungsabhängigen Kondensator ersetzt. Als Spannungsquelle wird eine Wechselspannungsquelle



mit  $U_{AC}(t) = \hat{U}_{AC} \sin(2\pi f_{AC}t)$  verwendet. Zur Verschiebung des Arbeitspunktes analog zum Kontakt-SCM dient zusätzlich eine Gleichspannungsquelle  $U_{Bias}$ . Abbildung 4.19 zeigt das Prinzipschaltbild.

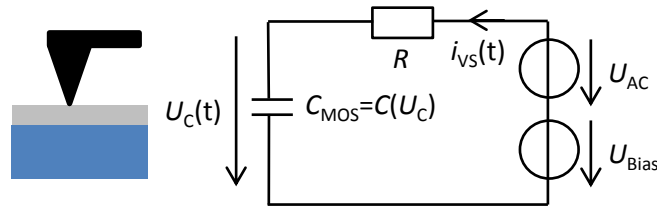


Abb. 4.19.: Modell des Verschiebestromverfahrens im Kontaktmodus

Um die Simulation ausführen zu können, muss die  $C(U)$ -Kurve für verschiedene Dotierstoffkonzentrationen bekannt sein. Die  $C(U)$ -Kurve wird dazu für das Simulationsprogramm durch eine Tabelle beschrieben, deren Werte aus der in Abschnitt 4.2 durchgeführten Simulation stammen. Diese Tabelle beschreibt somit die zu einem bestimmten Spannungswert vom MOS-Kondensator angenommene Kapazität. Die Berechnung des sich einstellenden Verschiebestroms wurde für verschiedene Dotierstoffkonzentrationen von  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  bis  $N_A = 2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$  durchgeführt.

Wie bei Kontakt-SCM wird bei diesem Verfahren die Kapazität entlang der  $C(U)$ -Kurve von der AC-Spannung  $U_{AC}$  um den Arbeitspunkt verändert. Der Arbeitspunkt ist der Kapazitätswert, der sich gemäß dem  $C(U)$ -Verlauf bei der angelegten Gleichspannung  $U_{Bias}$  ergibt. Für die folgenden Simulationen wurde  $U_{Bias}$  zu  $-0,8 \text{ V}$  gewählt, da bei dieser Spannung die  $C(U)$ -Verläufe der einzelnen Dotierstoffkonzentrationen einen relativ großen Unterschied in der Steigung aufweisen. Um ein relativ kleines  $\Delta U$  am Arbeitspunkt zu erreichen, wurde die Amplitude der angelegten Wechselspannung auf  $\hat{U}_{AC} = 0,2 \text{ V}$  gesetzt. Diese Vorgehensweise ist analog derer, die bei einer Kontakt-SCM-Messung angewendet wird[40]. Die Frequenz der Wechselspannung  $f_{AC}$  beträgt zunächst  $50 \text{ kHz}$ . Abbildung 4.20 a) zeigt den zeitlichen Verlauf des Verschiebestroms und b) den Verlauf der verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen für die Grundschwingung und die erste Oberwelle. Die Spektralanteile höherer Harmonischer werden durch den nichtlinearen  $C(U)$ -Verlauf am Arbeitspunkt hervorgerufen. Die Simulation hat gezeigt, dass die Amplituden dieser Oberwellen nochmals wesentlich kleiner sind als die Stromamplitude der ersten Oberwelle und kein Zusammenhang mit der Dotierstoffkonzentration besteht. Deshalb werden diese Spektralanteile nicht weiter betrachtet.

Der zeitliche Verlauf des Verschiebestroms bei hohen Dotierstoffkonzentrationen zeigt sich rein sinusförmig, während der Verschiebestrom bei schwachen Dotierstoffkonzentrationen weitere Oberwellen aufweist. Dies beweist auch der Verlauf der Spektralanteile in Abb. 4.20 b). Die Amplitude der ersten Oberwelle  $\hat{I}_{VS,2}$  nimmt dabei mit steigender Dotierstoffkonzentration ab, die Amplitude der Grundschwingung  $\hat{I}_{VS,1}$  nimmt zu. Interpretieren lässt sich dies dergestalt, dass die Amplitude der Grundschwingung vom Kapazitätswert abhängig ist, der sich bei  $U_{Bias} = -0,8 \text{ V}$  einstellt. Da die Kapazität mit zunehmender Dotierstoffkonzentration ansteigt, steigt auch die Amplitude der Grundschwingung an. Im Gegensatz dazu zeigt die Amplitude der ersten Oberwelle eine Abhängigkeit von der Steigung des  $C(U)$ -Verlaufs am Arbeitspunkt. Diese Steigung verhält sich mit zunehmender Dotierstoffkonzentration invers zur Kapazität des Arbeitspunktes, folglich nimmt sie ab. Die Amplitude der ersten Oberwelle gibt also wie das eigentliche Amplitudensignal des Kontakt-SCM prinzipiell das  $\frac{\Delta C}{\Delta U}$  wieder.

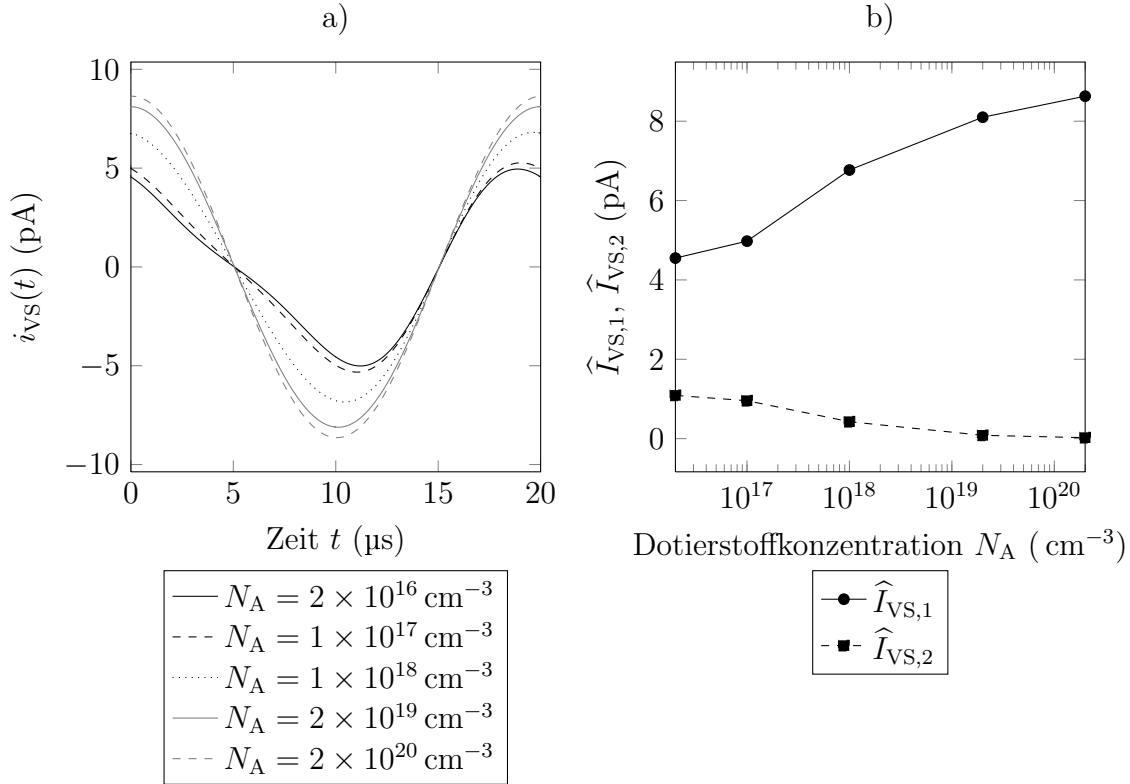


Abb. 4.20.: Zeitlicher Verlauf des Verschiebestroms  $i_{VS}(t)$  im Kontaktmodus mit verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen  $N_A$  als Parameter a) und Amplitude der Grundschiwingung  $\hat{I}_{VS,1}$  und der ersten Oberwelle  $\hat{I}_{VS,2}$  in Abhängigkeit von der Dotierstoffkonzentration  $N_A$  b)

Es wurde bereits im vorhergehenden Abschnitt gezeigt, dass die Summe der parasitären Reihenwiderstände  $R$  nahezu keinen Einfluss hat. Es muss aber noch der Einfluss der Spannung  $\hat{U}_{AC}$  und der Frequenz  $f_{AC}$  untersucht werden. Diese Ergebnisse der Simulation sind in Abb. 4.21 dargestellt.

Zwischen der Amplitude der Grundschiwingung  $\hat{I}_{VS,1}$  und der Wechselspannung  $\hat{U}_{AC}$  herrscht ein linearer Zusammenhang (siehe Abb. 4.21 a)). Die Amplitude der ersten Oberwelle  $\hat{I}_{VS,2}$  wird zwar mit zunehmendem  $\hat{U}_{AC}$  größer, der Zusammenhang ist jedoch nicht im gesamten Bereich linear. Der Grund ist auch hier der nicht lineare C(U)-Verlauf im Modulationsbereich von  $\hat{U}_{AC}$ . Wie schon beim IC-Modus hat auch die Frequenz  $f_{AC}$  einen Einfluss auf den Wert des Verschiebestroms (Abb. 4.21 b)). Es besteht auch hier ein linearer Zusammenhang zwischen der Frequenz des Verschiebestroms und den Amplituden der Spektralanteile.

### 4.5.3. Zusammenfassung

Die Simulationen in diesem Abschnitt haben sowohl für den Intermittent-Contact-Modus, als auch für den Kontaktmodus bewiesen, dass es durch Messung eines Verschiebestroms möglich ist, zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen zu unterscheiden. Die Frequenz der Kapazitätsänderung ist beim Verschiebestromverfahren ein ausschlaggebender Parameter, da dieser den entstehenden Verschiebestrom nahezu direkt proportional beeinflusst. In diesen Unterabschnitten wurde der Verschiebestrom zunächst nur simuliert und

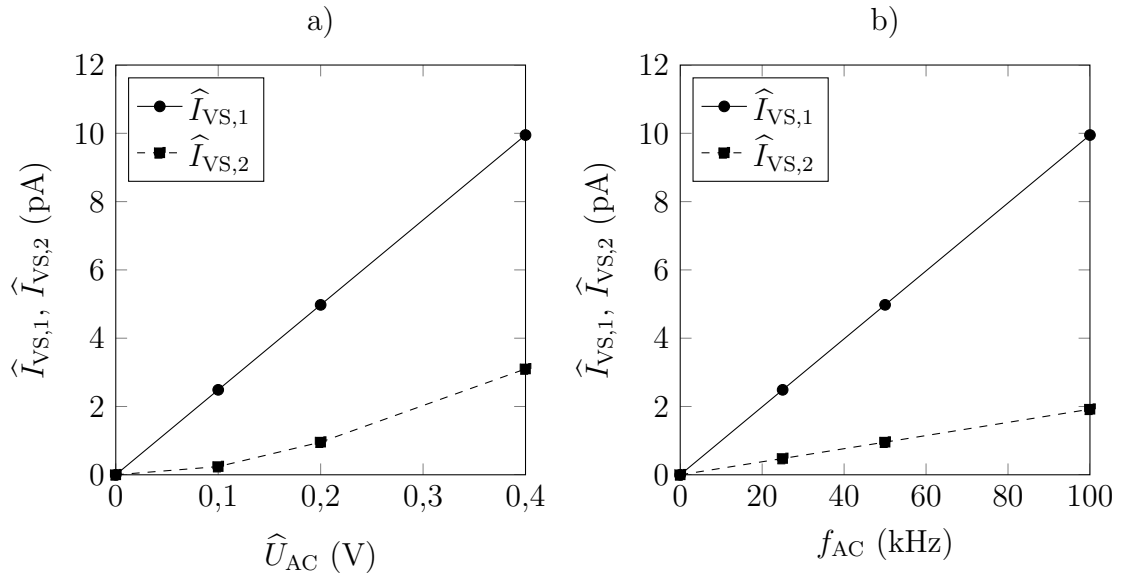


Abb. 4.21.: Verschiebestrom in Abhängigkeit von der angelegten Wechselspannung  $\hat{U}_{AC}$  a) und in Abhängigkeit von deren Frequenz  $f_{AC}$  b) jeweils für die Grundschiwingung  $\hat{I}_{VS,1}$  und die erste Oberwelle  $\hat{I}_{VS,2}$

berechnet, die Realisierung des Verschiebestromverfahrens und die benötigte Messtechnik sowie die durchgeführten Messungen werden in Kapitel 7 beschrieben.



## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

Die Grundlagen und die Modellierung von IC-SCM wurden bereits im vorhergehenden Kapitel beschrieben. Um das IC-SCM-Verfahren anwenden zu können, müssen zwei grundlegende Voraussetzungen erfüllt sein:

- **Die zu ermittelnde Kapazitätsänderung liegt im messbaren Bereich des Kapazitätssensors**

Der für die Detektion der Kapazität verwendete Kapazitätssensor muss in der Lage sein, die Kapazitätsänderung im gesamten Messbereich zu erfassen. Weiterhin muss sich das Nutzsignal vom Rauschpegel mit technisch realisierbarer Messtechnik extrahieren lassen.

- **Unterschiedliche Dotierstoffkonzentrationen und Dotiertypen liefern verschiedene Kapazitäten**

Beim IC-SCM-Verfahren wird der Kapazitätswert bei der Spannung  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  gemessen und nicht die differentielle Kapazität  $\frac{dC}{dU}$  wie bei Kontakt-SCM. Zur Unterscheidung verschiedener Dotierungen (in Konzentration und Art) müssen diese voneinander verschiedene Kapazitätswerte aufweisen.

Um Messungen im neuen IC-SCM-Verfahren durchführen zu können, muss das Raster-Sonden-Mikroskop modifiziert und erweitert werden. In Abschnitt 4.2 wurde gezeigt, dass bei diesem Verfahren eine sich zeitlich ändernde Kapazität vorliegt. Es gilt, diese Kapazität zu detektieren und damit eine Weiterverarbeitung zu ermöglichen. Das Kapazitätssignal ist in der vorliegenden Form nicht weiter verwertbar und digitalisierbar. Daher muss es in ein verwertbares Signal umgewandelt werden. Dazu wird zunächst der bereits in Abschnitt 1.5.2 vorgestellte Sensor verwendet. Der Cantilever (bzw. das Siliziumplättchen, an dem dieser angebracht ist) wird dazu – wie bei Kontakt-SCM – am Ende mit einer Leitung verbunden, die zum Eingang dieses Sensors führt. Da sich der Sensor im Ersatzschaltbild als Spule darstellen lässt, liegt die Rastersonde effektiv auf Massepotenzial. Die Probe kontaktiert den Probenhalter, sodass der Sensor dadurch stets die Kapazität zwischen der Rastersonde und dem Bulk der Probe misst. Die zu messende Kapazität ist analog zum Kontakt-SCM sehr klein und außerdem durch externe elektromagnetische Einstrahlungen und Streukapazitäten enorm verrauscht. Dies macht den Einsatz eines Lock-In-Verstärkers erforderlich. Die Ausgangsspannung  $U_{\text{Kap}}$  des Sensors wird demnach direkt einem Lock-In-Verstärker zugeführt. Die Referenz des Lock-In-Verstärkers stellt die Spannung  $U_{\text{Piezo}}$  dar, die den Schwingungspiezo des IC-Modus anregt. Den grundsätzlichen Aufbau für das IC-SCM-Verfahren mit den verwendeten Komponenten und deren Beschaltung zeigt Abb. 5.1.

Zur weiteren Verarbeitung bzw. zur Visualisierung werden die Ausgangssignale des Lock-In-Verstärkers (Amplitudensignal und Phasensignal) durch geeignete Hard- und

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

Software aufbereitet und dargestellt. Mit dem gemäß Abb. 5.1 modifizierten RSM lassen sich schließlich zweidimensionale Kapazitätsaufnahmen von Proben erstellen.

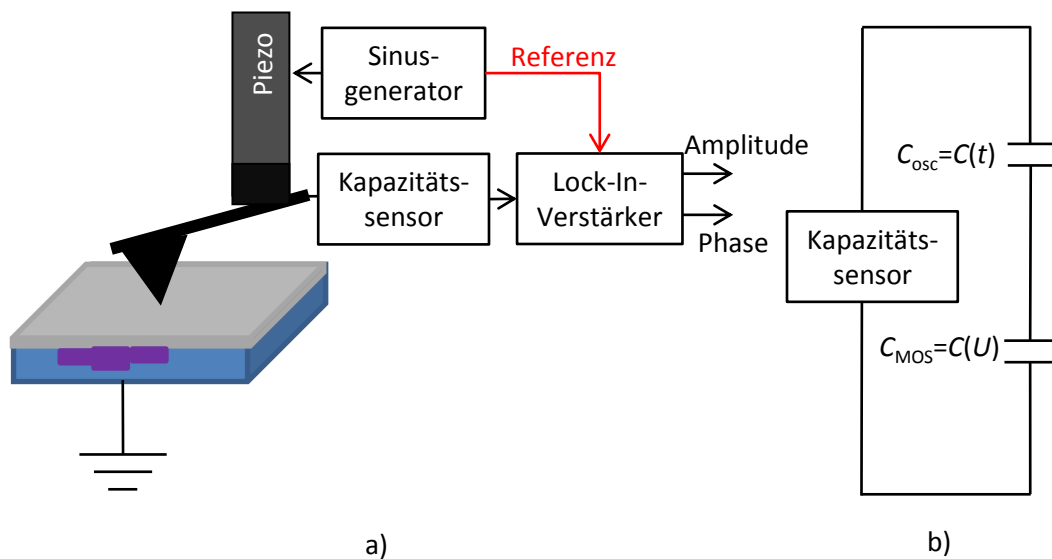


Abb. 5.1.: Prinzipschaltbild IC-SCM a) und vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild b)

### 5.1. Messtechnik

In dieser Arbeit wird ein RSM vom Hersteller Veeco, Typ Dimension D3100 mit Nanoscope IIIa-Controller und zugehörigem Kapazitätssensor (SCM-Applikationsmodul) verwendet. Um die elektrischen Signale verarbeiten sowie visuell darstellen zu können, wurde eine eigene Messhardware mit PC-Software entwickelt. Als Lock-In-Verstärker kam ein Modell der Firma Anatec, Typ eLockIn 204 zum Einsatz. Hierbei handelt es sich um einen zweiphasigen Lock-In-Verstärker, der zwei Harmonische parallel verarbeiten kann. Der Lock-In-Verstärker gibt dabei Real- und Imaginärteil getrennt aus, die Harmonischen sind bis zur 15-fachen Frequenz der Grundschwingung wählbar.

#### 5.1.1. Anforderungen

An die Messtechnik werden folgende Anforderungen gestellt:

- **Rauschverhalten**  
Grundsätzlich sollte die Messeinrichtung nur minimales Eigenrauschen verursachen, da dies die erzielten Messergebnisse zusätzlich verschlechtert. Besonders muss auf Abschirmung und EMV-gerechtes Leiterplattendesign geachtet werden.
- **Synchronisation mit RSM**  
Die Bewegung der Rastersonde und die daraus resultierenden Topografiedaten müssen mit der IC-SCM-Aufnahme synchron sein, um Gegenüberstellungen von Topografie- und Kapazitätsbildern zu ermöglichen.
- **Gleichzeitige Aufnahme aller Messgrößen**  
Um Vergleiche und Messungen von Grundschwingung und höheren Harmonischen

zu ermöglichen, müssen beide Größen stets synchron digitalisiert werden. Weiterhin muss immer das Amplituden- und Phasensignal des Lock-In-Verstärkers für spätere Auswertungen vorhanden sein. Damit lassen sich mit einem einzigen Scan alle erforderlichen Signale extrahieren. Da allerdings jede Zeile nicht nur bei der Hinbewegung (Trace), sondern auch bei der Rückbewegung (ReTrace) abgetastet wird, bietet es sich an, die Signale beider Scanrichtungen zu erfassen und zu digitalisieren.

Prinzipiell muss die Messtechnik zwei unterschiedliche Betriebsverfahren ermöglichen:

- **Zweidimensionale Aufnahme von Kapazitätsbildern**  
Mithilfe der x-y-Positionierung der Rastersonde durch das RSM wird eine zweidimensionale Aufnahme erstellt. Von jedem Punkt werden also die Signale digitalisiert und abgespeichert. Dies erlaubt schließlich eine zweidimensionale Bildgebung.
- **Abbildungen einzelner Diagramme eines Messpunktes**  
Zusätzlich müssen zur Parameteroptimierung bzw. für eine Spektroskopie an einem festen Punkt der Probe Messdaten erfasst und in Form von Diagrammen dargestellt werden können. Auf der Abszisse wird hierfür meist eine Spannung respektive eine Frequenz verändert und die davon abhängige gemessene Größe auf der Ordinate aufgetragen. Dies dient beispielsweise zur Erfassung von  $C(U)$ -Verläufen, bei der die gemessene Kapazität in Abhängigkeit von der Spannung aufgetragen wird.

### 5.1.2. Kapazitätssensor

Für die Detektion der Kapazität bei IC-SCM bietet es sich an, den bereits bei Kontakt-SCM eingesetzten Sensor zu verwenden. Daher muss zunächst die Eignung dieses Sensors für den Einsatz bei IC-SCM überprüft werden. Die zu messende Kapazitätsänderung ist dabei die ausschlaggebende Größe. Ist die zu messende Kapazitätsänderung von IC-SCM in der Größenordnung angesiedelt, in der sich auch die Kapazitätsänderung des Kontakt-SCM befindet, ist der Kapazitätssensor auch für IC-SCM geeignet. Um einen Vergleich herzustellen, werden die Simulationen aus Kapitel 4 herangezogen. Betrachtet wird die Dotierstoffkonzentration  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Bei einer Kontakt-SCM-Messung mit einer Wechselspannungsamplitude von  $U_{AC} = 0,5 \text{ V}$  entsteht eine Kapazitätsänderung von ca. 65 aF. Verglichen mit IC-SCM bei einer Schwingungsamplitude von  $\hat{d} = 10 \text{ nm}$  stellt sich eine Kapazitätsänderung von 17 aF ein. Für den Fall, dass die Dotierstoffkonzentration  $N_A = 1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  beträgt, nimmt die Kapazitätsänderung des Kontakt-SCM einen Wert von ca. 8 aF an, bei IC-SCM bereits 95 aF. Es zeigt sich also, dass die Kapazitätsänderungen bei beiden Verfahren in einer ähnlichen Größenordnung von ca. (1-100) aF liegen. Ebenso wenig unterscheiden sich IC-SCM und Kontakt-SCM hinsichtlich der statischen Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$ . Ursache dafür ist der nahezu identische mechanische Aufbau und die Verwendung der selben Rastersonden. Der für Kontakt-SCM entwickelte Kapazitätssensor erfüllt damit auch die technischen Voraussetzungen für den Einsatz bei IC-SCM.

### 5.1.3. Lock-In-Parameter

Die Lock-In-Verstärkung lässt sich im Wesentlichen durch die Zeitkonstante des Ausgangsfilters und der Dämpfung des Eingangsfilters beschreiben. Die Zeitkonstante des Ausgangsfilters muss dabei so gewählt werden, dass bei einer Amplitudenänderung das

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

Ausgangssignal schnell genug folgen kann. Hierbei spielen die Scanzeit und die Anzahl der Punkte in einer Zeile eine wichtige Rolle. Wird die Anzahl der Punkte pro Zeile mit  $i$  bezeichnet und die benötigte Zeit pro Zeile mit  $t_{\text{Line}}$ , dann gilt für den optimalen Wert der Ausgangszeitkonstante  $\tau_{\text{LockIn}}$  folgender Zusammenhang:

$$\tau_{\text{LockIn}} = \frac{t_{\text{Line}}}{5i}. \quad (5.1)$$

Der Faktor 5 im Nenner beruht darauf, dass der Ausgangsfilter ein Filter erster Ordnung ist bei dem nach der Zeit  $5\tau_{\text{LockIn}}$  etwa 90% des Endwertes erreicht werden. Wählt man die Ausgangszeitkonstante zu kurz, sinkt das Signal-Rausch-Verhältnis des Ausgangssignals, wird sie zu lang gewählt, sinkt die laterale Auflösung, da die einzelnen Messpunkte einander überlagern. Der zweite Lock-In-Parameter ist die Dämpfung des Eingangsfilters. Für die Anwendung bei IC-SCM ist es optimal, wenn die Dämpfung auf den maximal verfügbaren Wert gesetzt wird. Dieser beträgt bei üblichen Lock-In-Verstärkern 24 dB/Oktave. Bei diesem Wert kann der Lock-In-Verstärker einer Pegeländerung am Eingang noch schnell genug folgen und der Ausgangspegel stellt sich in ausreichender Zeit ein. Je größer die Dämpfung des Filters ist, umso besser werden die unerwünschten Rauschfrequenzen gefiltert. Dies führt schließlich zu einem höheren Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang des Lock-In-Verstärkers.

## 5.2. Streukapazitäten

Außer der Messgröße  $C_{\text{IC}}(t)$  treten bei IC-SCM auch unerwünschte Streukapazitäten auf, die sich wie folgt zusammensetzen:

- Statische Streukapazitäten  $C_{\text{Stray}}$
- Zeitabhängige Streukapazitäten  $C_{\text{Stray},n}(t)$  mit der Beziehung

$$C_{\text{Stray},n}(t) = \widehat{C}_{\text{Stray},n} \sin(n2\pi f_{\text{Tip}}t) \quad (5.2)$$

- Streukapazitäten, hervorgerufen durch elektromagnetische Einstrahlung  $C_{\text{Stray},\text{noise}}$

Die Frequenz  $f_{\text{Tip}}$  ist die Oszillationsfrequenz der Rastersonde. Mit  $nf_{\text{Tip}}$  ( $n \in 1, 2, \dots, \infty$ ) werden die Harmonischen von  $f_{\text{Tip}}$  beschrieben. Abbildung 5.2 veranschaulicht die auftretenden Streukapazitäten. Die Streukapazitäten  $C_{\text{Stray},\text{noise}}$  werden in erster Linie durch elektromagnetische Einstrahlung hervorgerufen. Diese kann durch Abschirmung des Systems Probenhalter-Probe-Kapazitätssensor reduziert werden. Zudem ist  $C_{\text{Stray},\text{noise}}$  über ein breites Frequenzband verteilt.

### 5.2.1. Statische Streukapazitäten

Statische Streukapazitäten  $C_{\text{Stray}}$  sind nicht von der Frequenz abhängig. Sie werden vor allem durch das Siliziumplättchen am Ende des Cantilevers und zwischen Leitungen und dem Probenhalter gebildet. Diese Streukapazitäten beeinflussen die Messung nicht, d.h., sie üben keinen Einfluss auf den Signalverlauf während des Scans einer Zeile bzw. eines zweidimensionalen Bildes aus. Der nachteilige Effekt besteht jedoch in der Beeinflussung des Kapazitätssensors durch die Verschiebung des Arbeitspunktes. Da sich dabei auch



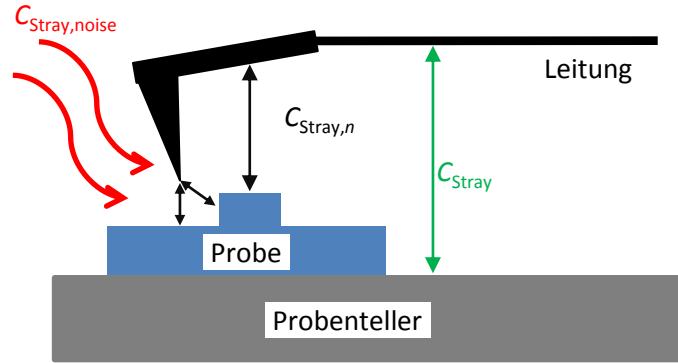


Abb. 5.2.: Auftretende Streukapazitäten bei IC-SCM

die Steigung am Arbeitspunkt auf der Resonanzkurve ändert, beeinflusst dies schließlich den Faktor  $\gamma_{\text{Kap}}$  (siehe Abschnitt 1.5.2). Grundsätzlich ist daher eine Abstimmung des Kapazitätssensors erforderlich, um stets die größte Änderung der Ausgangsspannung zu erhalten. Die Vorgehensweise für diese Abstimmung wird in Abschnitt 5.7 genauer erklärt.

### 5.2.2. Zeitlich abhängige Streukapazitäten

Zeitlich abhängige Streukapazitäten werden beispielsweise vom Randbereich der Rastersonde sowie vom Cantilever gebildet. Da diese Komponenten die Frequenz  $nf_{\text{Tip}}$  aufweisen, muss die daraus resultierende Kapazitätsänderung des jeweiligen Spektralanteils  $\hat{C}_{\text{Stray},n}$  parallel zur eigentlichen Messkapazität  $\hat{C}_{\text{IC},n}$  aus Kapitel 4 betrachtet werden. Die einem Spektralanteil zugeordnete Gesamtkapazität kann demzufolge durch

$$\hat{C}_{\text{ges},n} = \hat{C}_{\text{IC},n} + \hat{C}_{\text{Stray},n} \quad (5.3)$$

ausgedrückt werden. Es gilt also, dass die zusätzliche Streukapazität das Amplitudensignal erhöht und ggf. eine Änderung des Phasensignals am Ausgang des Lock-In-Verstärkers hervorruft. Bleibt dieses  $\hat{C}_{\text{Stray},n}$  während des Scans einer Zeile bzw. eines ganzen Bildes unverändert, ruft dies einen konstanten Offset hervor, der sich nicht weiter störend auswirkt. Ändert sich  $\hat{C}_{\text{Stray},n}$  jedoch während des Scans einer Zeile bzw. eines ganzen Bildes, kann dies zu einer Fehlinterpretation führen, da in der ein- bzw. zweidimensionalen Kapazitätsaufnahme Signalunterschiede erscheinen, die nicht von einer Änderung der Dotierung herrühren.

## 5.3. Kapazitätsmessung

Bei dem Ausgangssignal des Kapazitätssensors handelt es sich um ein Spannungssignal. Es besteht aus vier Komponenten, die aufaddiert werden:

$$U_{\text{Kap}} = \sum_{n=1}^{\infty} U_{\text{ges},n} + U_{\text{Stray,noise}} + U_{\text{Sensor,noise}} + U_{\text{Off}} \quad (5.4)$$

mit

$$U_{\text{ges},n} = \gamma_{\text{Kap}} \frac{\hat{C}_{\text{ges},n}}{\sqrt{2}}. \quad (5.5)$$

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

Gewünscht ist jedoch allein der Anteil  $C_{IC,n}$  (5.3), der von der zeitlichen Änderung der Kapazität  $C_{IC}(t)$  hervorgerufen wird und in  $U_{ges,n}$  enthalten ist. Dieser stellt das eigentliche Nutzsignal dar. Da die Streukapazitäten  $C_{Stray,n}$  jedoch dieselben Frequenzanteile wie  $C_{IC,n}$  aufweisen, wird stets die Summe aus beiden vom Lock-In-Verstärker detektiert und es kann zunächst keine Separation stattfinden. Der in Gleichung 1.17 gezeigte proportionale Zusammenhang zwischen Kapazitäts- und Spannungsänderung wurde in Abschnitt 1.5.2 beschrieben. Da der Faktor  $\gamma_{Kap}$  jedoch nicht als Konstante betrachtet werden kann, sondern wesentlich von der statischen Streukapazität  $C_{Stray}$  und der dadurch eingestellten Oszillatorfrequenz des Kapazitätssensors beeinflusst wird, ist in der Regel keine hinreichend genaue Berechnung der absoluten Kapazitätsänderung aus der Spannungsänderung möglich. Es gilt jedoch stets, dass eine größere Spannungsänderung am Ausgang des Kapazitätssensors auch eine größere Änderung der Kapazität bedeutet und umgekehrt. Die Spannung  $U_{Stray,noise}$  entsteht aus der von elektromagnetischer Einstrahlungen verursachten Kapazitätsänderung  $C_{Stray,noise}$ . Das Eigenrauschen des Kapazitätssensors wird mit  $U_{Sensor,noise}$  bezeichnet. Weiterhin stellt  $U_{Off}$  den DC-Offset der Spannung  $U_{Kap}$  dar, der als einziger Faktor keinen Einfluss auf das Signal-Rausch-Verhältnis ausübt.

Um den Anteil des Nutzsignals im Gesamtausgangssignal des Kapazitätssensors zu bewerten, muss das Signal-Rausch-Verhältnis gemessen werden. Dies kann mithilfe eines Lock-In-Verstärkers in Kombination mit einem Oszilloskop durchgeführt werden. Mit dem Lock-In-Verstärker wird der RMS des Nutzsignals  $U_{ges,1}$  bestimmt, während mit dem Oszilloskop der RMS der Ausgangsspannung des Kapazitätssensors  $U_{Kap}$  ohne den DC-Anteil  $U_{Off}$  gemessen wird. Das Signal-Rausch-Verhältnis wird schließlich zu

$$\text{SNR} = 20 \text{ dB} \log \left( \frac{U_{ges,1}}{U_{Kap}} \right) = 20 \text{ dB} \log \left( \frac{4,35 \text{ mV}}{2,54 \text{ V}} \right) = -55,32 \text{ dB}. \quad (5.6)$$

Bei einem Signal-Rausch-Verhältnis von  $-55$  dB dominiert das Rauschen im Vergleich zum Nutzsignal deutlich und der Einsatz eines Lock-In-Verstärkers zur Signalrekonstruktion ist unumgänglich. Da für alle Spektralanteile gilt, dass die zugehörige Kapazität  $C_{ges,n}$  sehr klein ist, gewinnen zusätzliche elektromagnetische Einstrahlungen an Einfluss. Weiterhin zeigt der Kapazitätssensor ein gewisses Eigenrauschen, das zusätzlich berücksichtigt werden muss.

Die durch das Rauschen verursachte Spannung  $U_{Stray,noise}$  und das Eigenrauschen des Sensors  $U_{Sensor,noise}$  folgen zwar nicht der Referenzfrequenz, dennoch verschlechtern sie die Signalqualität am Ausgang des Lock-In-Verstärkers. Der Grund dafür ist, dass das Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang stets vom Signal-Rausch-Verhältnis am Eingang abhängig ist. Unterschreitet dieses Verhältnis einen bestimmten Wert – den der dynamischen Reserve – ist die Lock-In-Verstärkung nicht mehr möglich und somit lässt sich die MOS-Kapazität  $C_{MOS}$  nicht mehr detektieren. Die Funktion des hier beschriebenen Verfahrens ist – analog zum Kontakt-SCM – in erster Linie von der Größe der hervorgerufenen Kapazitätsänderung abhängig. Eine zu geringe Kapazitätsänderung stellt sich beispielsweise bei folgenden Szenarien ein:

- Die effektive Kontaktfläche der Rastersonde geht direkt proportional in die Änderung der Kapazität ein. Ist diese zu gering, überwiegt das Rauschen und unterschiedliche Dotierstoffkonzentrationen liefern keinen Signalkontrast mehr.
- Die Oxidkapazität  $C_{ox}$  ist von der Oxiddicke  $d_{ox}$  abhängig. Bei zu dickem Oxid ab ca.  $d_{ox} > 10 \text{ nm}$  wird  $C_{ox}$  sehr klein. Da  $C_{ox}$  maßgeblich auch  $C_{MOS}$  beeinflusst, wirkt

sich eine Änderung der von der Dotierung abhängigen Substratkapazität  $C_{\text{sub}}$  nur noch sehr gering auf  $C_{\text{MOS}}$  aus. Dies erschwert eine Detektion von  $C_{\text{sub}}$  bzw. macht dies unmöglich. Wie bei Kontakt-SCM ist davon auszugehen, dass eine Oxiddicke im Bereich um ca. 3 nm den bestmöglichen Wert darstellt, da hier ein optimales Verhältnis zwischen Oxidkapazität und Substratkapazität vorliegt.

Wie bereits angesprochen, können externe Rauschanteile durch Abschirmung reduziert werden. Kein Problem stellt die statische Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  dar, die wesentlich größer ist als die zu messende Kapazität  $\hat{C}_{\text{ges},n}$  selbst. Der Resonanzkreissensor ist genau für diese Gegebenheit optimiert.

## 5.4. Funktionsnachweis

Um nachzuweisen, dass die Kapazitätsmessung mit dem Verfahren möglich ist, bietet es sich an, eine rein zweidimensionale Darstellung des Amplitudensignals des Lock-In-Verstärkers zu betrachten. Für einen prinzipiellen Funktionstest genügen bereits ein Lock-In-Verstärker und eine Software, die dieses Amplitudensignal darstellt.

Für die Messung stand als Probe ein Teil eines SRAM-Bausteins nach Lift-Off-Präparation (siehe Abschnitt 1.4) zur Verfügung. Die verschieden dotierten Gebiete, die die Transistoren bilden, sind ideale Teststrukturen, um die Funktion von IC-SCM zu überprüfen. Für Vergleichszwecke wurden auch Kontakt-SCM-Aufnahmen erstellt, Abb. 5.3 zeigt die Messung. Zusätzlich wurde eine Messung an einer quergeschliffenen Probe durchgeführt (Abb. 5.4).

Die verschieden dotierten Gebiete zeichnen sich für beide Messungen im IC-SCM-Amplitudenbild ab. Es fällt bereits jetzt auf, dass sich die IC-SCM-Aufnahme stark von der Kontakt-SCM-Aufnahme unterscheidet. Speziell bei der Aufnahme der Lift-Off-präparierten Probe zeichnen sich Gebiete, die bei IC-SCM mit hohem Signalpegel (helle

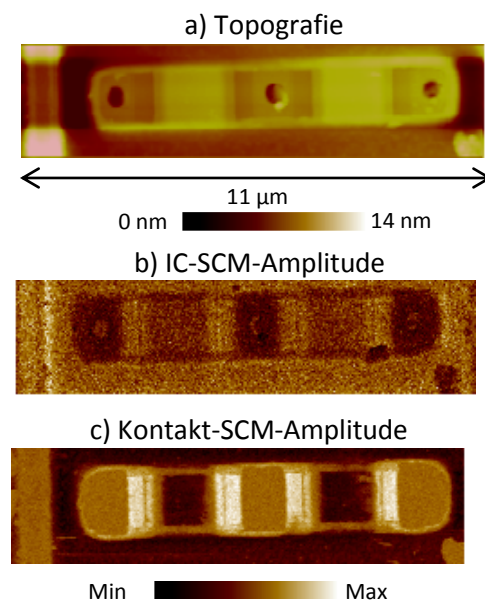


Abb. 5.3.: IC-SCM-Funktionsnachweis an einer Probe nach Lift-Off-Präparation. Dargestellt ist die Topografie der Probe a) und der Vergleich zwischen der IC-SCM-Amplitude b) und der Kontakt-SCM-Amplitude c)

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

Farbdarstellung) dargestellt werden, im Kontakt-SCM dunkel ab, weisen also geringe Signalstärke auf. Die prinzipielle Funktion ist damit bewiesen, genauere Untersuchungen bezüglich Signalauswertung und Signaloptimierung sind jedoch notwendig.

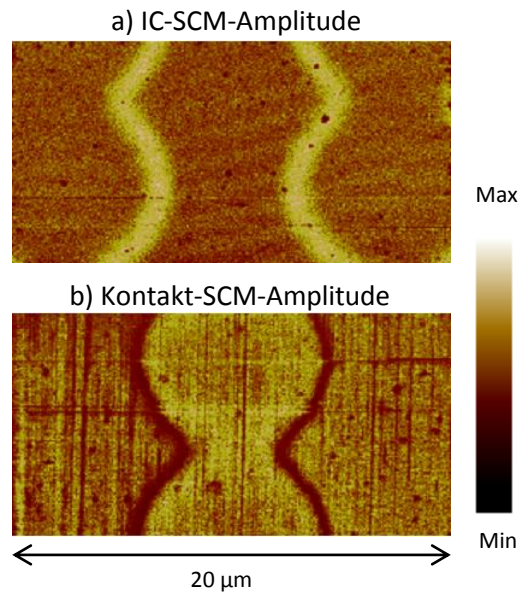


Abb. 5.4.: IC-SCM-Funktionsnachweis an einer Probe in Cross-Section. Dargestellt ist der Vergleich zwischen IC-SCM-Amplitude a) und Kontakt-SCM-Amplitude b)

## 5.5. Amplitudensignal und höhere Harmonische

Das Amplitudensignal ist bei IC-SCM die Spannung  $U_{ges,n}$  bei der Frequenz  $nf_{Tip}$ . Um stets das Amplitudensignal unverfälscht messen zu können, muss ein zweiphasiger Lock-In-Verstärker verwendet werden. Bei einem einphasigen Lock-In-Verstärker wäre das Amplitudensignal stets vom Phasenunterschied zwischen Anregungssignal  $U_{Piezo}$  und der Eingangsspannung  $U_{ges,n}$  abhängig. Das Amplitudensignal wird mit der ersten Lock-In-Komponente (Realteil) und der um  $90^\circ$  phasenverschobenen zweiten Lock-In-Komponente (Imaginärteil) durch Gleichung 1.19 berechnet.

Wie bereits in Kapitel 4 festgestellt, ist der Verlauf von  $C_{IC}(t)$  nicht sinusförmig und ruft daher Oberwellen hervor. Durch die Umsetzung in eine Spannung mithilfe des Kapazitätssensors sind diese Oberwellen auch in dessen Ausgangsspannung enthalten. Der Lock-In-Verstärker stellt also das Amplitudensignal eines bestimmten Spektralanteils dar. Um festzustellen, ob diese Oberwellen auch messtechnisch erfasst werden können, wurde eine Messung an zwei p-dotierten Gebieten einer Probe mit unterschiedlicher Dotierstoffkonzentration durchgeführt. Ein Gebiet ist dabei mit der Dotierstoffkonzentration  $N_A = 1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  dotiert, das andere mit  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Der Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals  $IC_n$  in Abhängigkeit vom jeweiligen Spektralanteil  $n$  ist in Abb. 5.5 a) ersichtlich. Zusätzlich ist hier auch das Amplitudensignal dargestellt, das sich bei frei schwingender Rastersonde (mit „freischwingend“ bezeichnet) einstellt. Abbildung 5.5 b) zeigt den Signalunterschied des Amplitudensignals zwischen den beiden unterschiedlich dotierten Gebieten. Wie schon die Simulation in Kapitel 4 zeigt, weisen höherfrequente Signalanteile einen größeren Signalunterschied auf, was die hier aufgezeigte Messung bestätigt. Letztendlich bedeutet dies einen erhöhten Kontrast zwischen verschie-

den dotierten Gebieten. Der Signalpegel nimmt jedoch mit zunehmender Frequenz für alle Dotierstoffkonzentrationen stark ab.

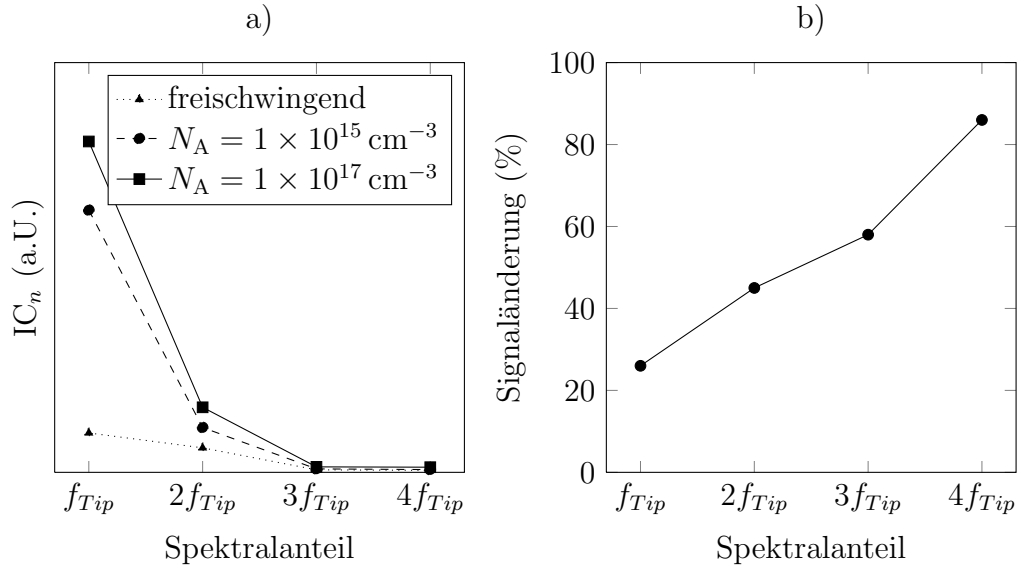


Abb. 5.5.: IC-SCM-Amplitudensignal  $IC_n$  für den freischwingenden Fall und für zwei Dotierstoffkonzentrationen  $N_A$  jeweils in Abhängigkeit vom Spektralanteil a) und Signaländerung zwischen den Dotierstoffkonzentrationen in Abhängigkeit vom Spektralanteil b)

Die Abhängigkeit des Signal-Rausch-Verhältnisses vom Spektralanteil zeigt Abb. 5.6. Beim Amplitudensignal handelt es sich wegen der Digitalisierung um ein quantisiertes und zeitlich diskretes Signal. Sind die einzelnen Spannungswerte mit  $U_i$  bezeichnet ( $i \in 1, 2, \dots, m$ ), lässt sich der Mittelwert daraus mit

$$U_{\text{mean}} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U_i. \quad (5.7)$$

berechnen. Das Signal-Rausch-Verhältnis ergibt sich schließlich zu

$$\text{SNR} = 20 \text{ dB} \log \left( \frac{U_{\text{mean}}}{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |U_i - U_{\text{mean}}|} \right). \quad (5.8)$$

Das Signal-Rausch-Verhältnis nimmt wie der Signalpegel selbst mit zunehmender Frequenz ab. Betrachtet man die Signale, die von den Messungen auf den dotierten Gebieten ausgehen, ist das Signal-Rausch-Verhältnis nahezu unabhängig von dem Signalpegel. Bei der Grundschwingung und der ersten Oberwelle weist das Signal der freischwingenden Rastersonde einen deutlich vermindertes Signal-Rausch-Verhältnis auf. Erst ab der zweiten Oberwelle ist das Signal-Rausch-Verhältnis der freischwingenden Rastersonde ähnlich dem, der sich bei der Messungen der Dotierstoffkonzentrationen einstellt.

Eine in Abb. 5.7 dargestellte Messung verdeutlicht das Problem des abnehmenden Signal-Rausch-Verhältnisses an einer zweidimensionalen Aufnahme. Letztendlich bedeutet ein schlechteres Signal-Rausch-Verhältnis auch eine Verschlechterung der lateralen

5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

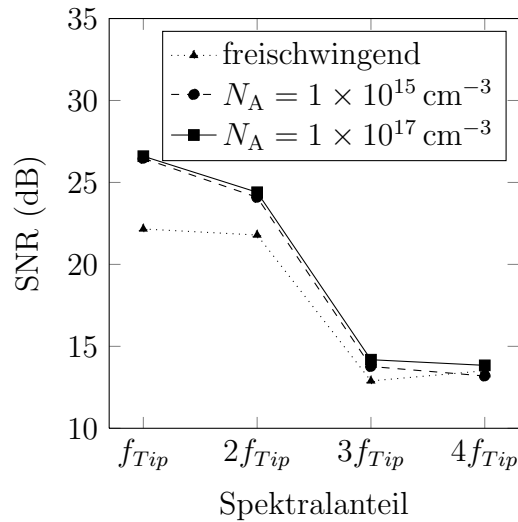


Abb. 5.6.: Signal-Rausch-Verhältnis für den freischwingenden Fall und für zwei Dotierstoffkonzentrationen  $N_A$  jeweils in Abhängigkeit vom Spektralanteil

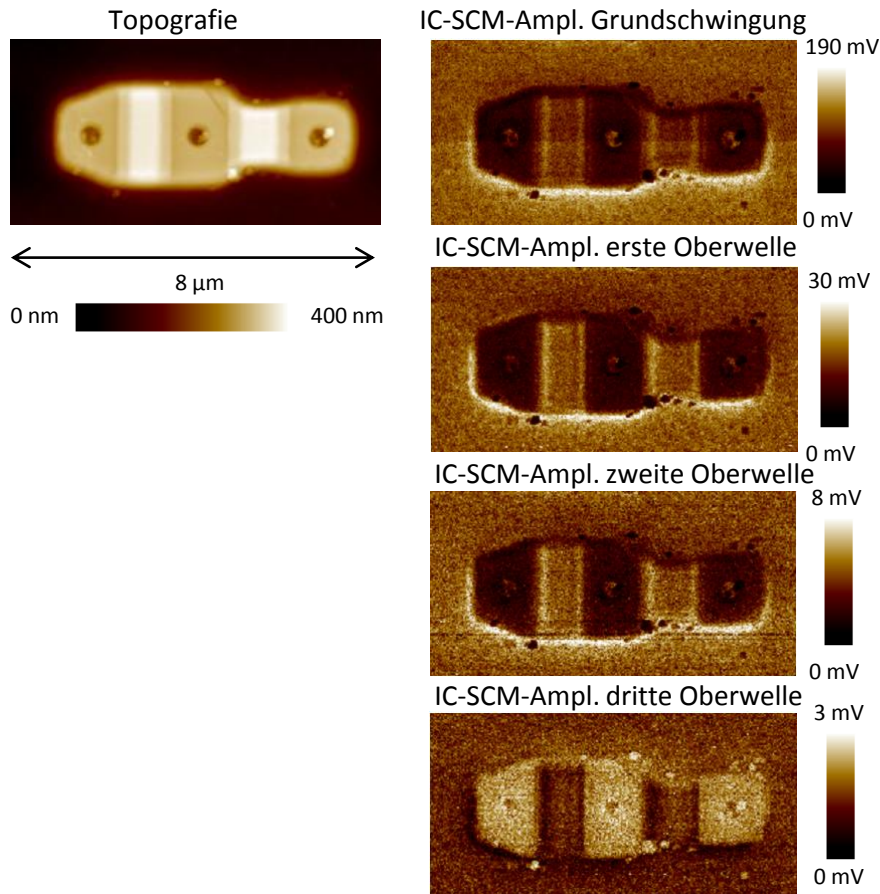


Abb. 5.7.: Zweidimensionale Darstellung des IC-SCM-Amplitudensignals der Grundschwingung und drei weiterer Harmonischer mit Topografie der Probe

Auflösung, da sich einzelne Gebiete durch den erhöhten Rauschpegel nicht mehr unterscheiden lassen.

Das verminderte Signal-Rausch-Verhältnis der höheren Harmonischen ist durch das

Lock-In-Prinzip begründet. Die Amplitude des jeweiligen Spektralanteils sinkt mit zunehmender Frequenz, das Rauschen im Gesamtsignal bleibt jedoch stets konstant. Aus diesem Grund weist das Ausgangssignal des Lock-In-Verstärkers einen erhöhten Rauschpegel auf. Das Rauschen könnte mit größer werdender Zeitkonstante des Ausgangsfilters des Lock-In-Verstärkers zwar kompensiert werden, dadurch müsste jedoch auch aufgrund von Gleichung 5.1 die Scanzeit erhöht werden. Für die hier durchgeführte Messung wurde nur die Dotierstoffkonzentration verändert, alle anderen Parameter jedoch konstant gehalten.

Zusammenfassend kann festgehalten werden: Wenn es gilt, eine möglichst hohe Dotierauflösung zu erreichen, muss eine höherfrequente Harmonische betrachtet werden. Diese liefert einen deutlich gesteigerten Signalunterschied und damit einen höheren Kontrast zwischen unterschiedlich dotierten Gebieten. Im Gegensatz dazu weisen diese Harmonischen einen deutlich erhöhten Rauschpegel im Vergleich mit der Grundschiwingung auf.

Es herrscht jedoch in jedem Fall kein linearer Zusammenhang zwischen der MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}$  und der IC-SCM-Amplitude. Selbst bei linearer Umsetzung von Kapazitätsänderung zu Spannungsänderung durch den Kapazitätssensor wird immer nur ein Spektralanteil von  $C_{\text{IC}}(t)$  dargestellt. Dieser Spektralanteil ist – unabhängig von dessen Frequenz – nie linear zu Kapazität  $C_{\text{MOS}}$ .

## 5.6. Phasensignal

Zusätzlich zum Amplitudensignal stellt der Lock-In-Verstärker auch das Phasensignal von Grundschiwingung und höheren Harmonischen der Ausgangsspannung  $U_{\text{ges},n}$  des Kapazitätssensors bereit. In diesem Abschnitt wird untersucht, welche Information aus dem Phasensignal im Hinblick auf die Dotierstoffkonzentration und die Dotierart gewonnen werden kann. Das Phasensignal wird vom zweiphasigen Lock-In-Verstärker aus den beiden Komponenten (Real- und Imaginärteil) mithilfe von Gleichung 1.20 berechnet.

Nach den Simulationsergebnissen in Abschnitt 4.2.2 ist das Phasensignal stets unabhängig von der Dotierstoffkonzentration bzw. vom Dotiertyp. Verallgemeinert ist die Phase im Gegensatz zur Amplitude unabhängig von  $C_{\text{MOS}}$ , sie stellt also keine entsprechende signifikante Information zur Verfügung.

Es muss jedoch beachtet werden, dass es zwei verschiedene Phasensignale gibt. Das bereits in Abschnitt 1.2.1.2 diskutierte IC-Phasensignal  $\varphi_{\text{IC}}$  stellt den Phasenunterschied zwischen der Spannung  $U_{\text{Piezo}}(t)$  und der tatsächlichen Bewegung der Rastersonde dar. In diesem Abschnitt wird im Gegensatz dazu das Verhalten des IC-SCM-Phasensignals  $\varphi_{\text{ICSCM},n}$  untersucht, das den Phasenunterschied zwischen  $U_{\text{Piezo}}$  und dem jeweiligen Spektralanteil  $U_{\text{ges},n}$  (siehe Gleichung 5.5) beschreibt. Daraus ergibt sich, dass das IC-SCM-Phasensignal wie das Amplitudensignal für jeden Spektralanteil einzeln vorhanden ist.

Zwischen dem IC-SCM-Phasensignal und dem IC-Phasensignal herrscht in jedem Fall eine Abhängigkeit. Begründet ist dies durch die Beschaltung des RSM nach Abb. 5.1, bei der als Referenzsignal die Anregungsspannung des den Cantilever zum Schwingen anregenden Piezos verwendet wird. Die Kapazitätsänderung – entsprechend die IC-SCM-Phase – wird von der Bewegung des Cantilevers bestimmt (also von der IC-Phase), eine Änderung der IC-Phase zieht entsprechend zwangsläufig eine Änderung der IC-SCM-Phase nach sich.

Im Vorfeld wird zunächst das Verhalten des IC-SCM-Phasensignals im Vergleich zum IC-Phasensignal untersucht. Dazu wird ein künstlicher Phasenunterschied im Bereich von

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

$-180^\circ$  bis  $+180^\circ$  am Referenzsignal des Lock-In-Verstärkers erzeugt. Die entstehenden Graphen von Grundschwingung und Oberwellen sind in Abb. 5.8 aufgetragen. Während der Messung oszillierte die Rastersonde an einem konstanten Ort eine Probe, die eine p-Dotierung mit einer Dotierstoffkonzentration von  $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  aufweist.

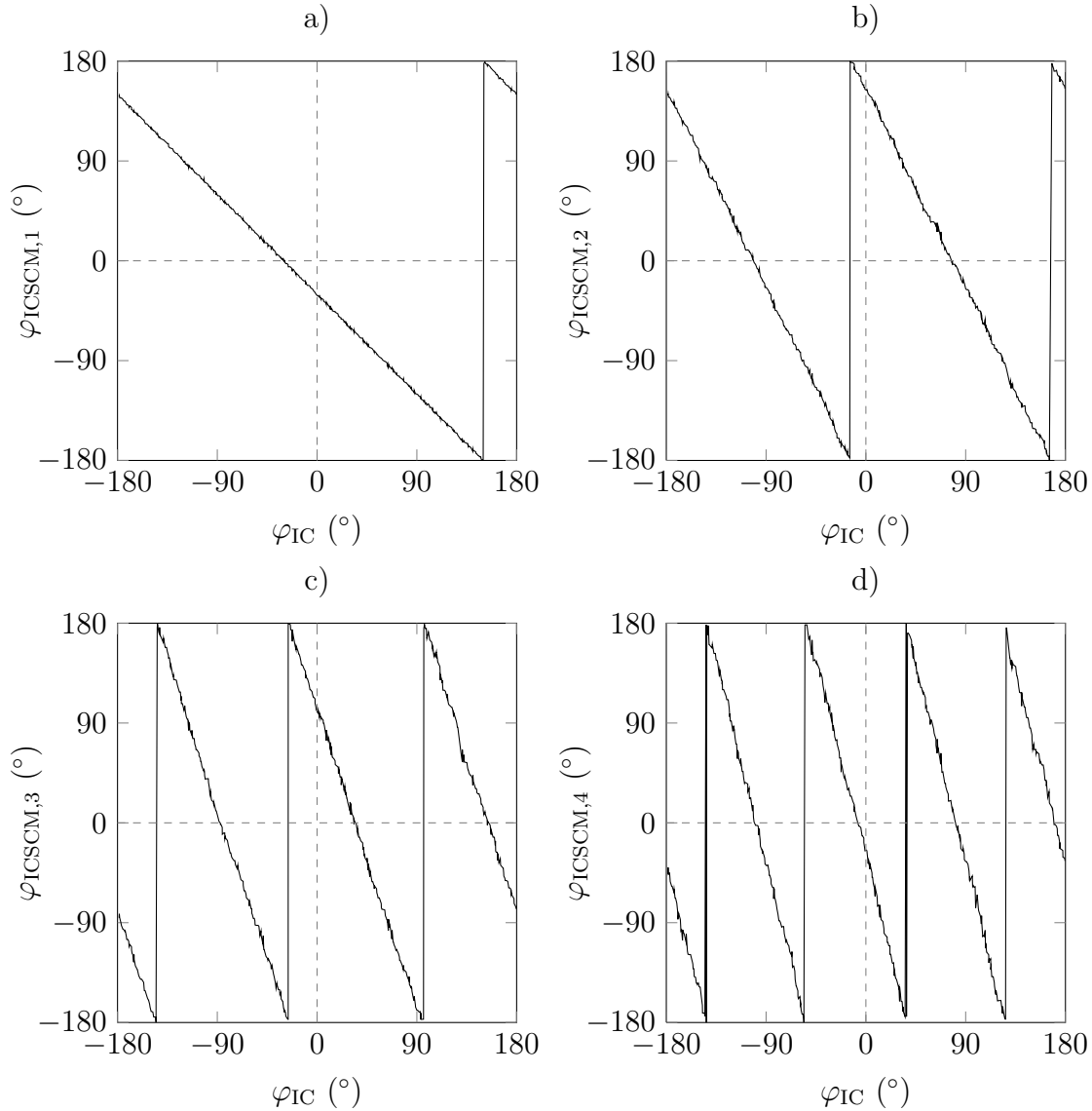


Abb. 5.8.: IC-SCM-Phasensignal in Abhängigkeit vom IC-Phasensignal  $\varphi_{\text{IC}}$  für vier Spektralanteile. Grundschwingung  $\varphi_{\text{ICSCM},1}$  a), erste Oberwelle  $\varphi_{\text{ICSCM},2}$  b), zweite Oberwelle  $\varphi_{\text{ICSCM},3}$  c) und dritte Oberwelle  $\varphi_{\text{ICSCM},4}$  d)

Die jeweiligen Phasensignale in Abb. 5.8 a) bis d) sind dabei stets offsetbehaftet, was daran zu erkennen ist, dass die einzelnen Graphen nicht durch den Nullpunkt verlaufen. Der sich einstellende Offset  $\varphi_{\text{Off}}$  wird im Wesentlichen durch den Kapazitätssensor hervorgerufen, da dessen Spannungssignal am Ausgang stets einen Phasenunterschied zum Kapazitätsverlauf am Eingang darstellt. Die IC-SCM-Phase verhält sich in allen vier Diagrammen linear zur IC-Phase. Für die Grundschwingung gilt die Beziehung  $\varphi_{\text{ICSCM},1} = -\varphi_{\text{IC}} + \varphi_{\text{Off}}$ . Die höheren Harmonischen durchlaufen jedoch den Bereich  $-180^\circ$  bis  $+180^\circ$  je nach Spektralkomponente mehrmals. Die erste Oberwelle hat dabei die dop-



pelte Steigung wie die Phase der Grundschiwingung, die zweite Oberwelle die dreifache Steigung und so weiter. Die Begründung für dieses Verhalten liefert der Verschiebungssatz der Fouriertransformation

$$s(t - t_0) \circ \longrightarrow \bullet S(\omega) e^{-j\omega t_0}. \quad (5.9)$$

Wird ein zeitkontinuierliches Signal  $s(t)$  um eine Zeit  $t_0$  verschoben, so tritt die Phasenverschiebung im fouriertransformierten Signal  $S(\omega)$  mit  $\omega t_0$  auf. Da für höhere Harmonische  $2\omega$ ,  $3\omega$ , usw. gilt, erhält man die entstehende Phasenverschiebung durch Multiplikation der Phasenverschiebung bei der Grundschiwingung  $\omega$  mit dem Grad der Harmonischen. Speziell bei IC-SCM weisen alle Spektralanteile von  $U_{\text{ges},n}$  denselben zeitlichen Wert der Verschiebung auf, die Phasenverschiebung der jeweiligen Spektralanteile steigt mit dem Grad der Harmonischen an. Da die Phase nur im Bereich von  $-180^\circ$  bis  $+180^\circ$  dargestellt wird und dadurch wie bereits in Abb. 5.8 zu erkennen ist, Sprünge im Phasenverlauf entstehen, erschwert dies die Auswertung der Phasensignale ab der ersten Oberwelle. Bedingt durch die Sprünge zeigen IC-SCM-Phasenbilder der Oberwellen starke Kontraste, die rein aus einer Änderung der IC-Phase entstehen. Das Phasenbild der IC-SCM-Grundschiwingung verhält sich im Gegensatz dazu jedoch linear zu einer Änderung der IC-Phase.

Im Folgenden wird untersucht, ob das Phasensignal einen Kontrast zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen und -arten liefert. Da das IC-SCM-Phasensignal in Bezug zum Anregungssignal gemessen wird, muss davon ausgegangen werden, dass eine Änderung des IC-Phasensignals auch zu einer Änderung des IC-SCM-Phasensignals führt. Dieser Fall tritt besonders bei Messungen von Proben auf, die mit der Lift-Off-Technik präpariert wurden. Gebiete der Probe, die eine Topografieänderung aufweisen, führen somit im IC-SCM-Phasenbild zu einem parasitären Kontrast, der nicht aus einer Änderung der Dotierung resultiert.

Zur Untersuchung des Einflusses der Dotierung auf das Phasensignal wurden verschiedene Messungen durchgeführt. Dargestellt ist die Teststruktur, an der bereits das Verhalten des Amplitudensignals gezeigt wurde (Abb. 5.7). Die verschiedenen Phasensignale sind in Abb. 5.9 dargestellt. Wie bereits festgestellt, zeigen verschiedene Stellen einen Kontrast in den IC-SCM-Phasenbildern aller Harmonischen (in Abb. 5.9 mit Pfeil markiert). Dieser Kontrast ist ebenso im IC-Phasenbild erkennbar. An diesen Stellen findet eine Topografieänderung statt, die eine Änderung der IC-Phase verursacht und damit auch die IC-SCM-Phase ändert. Eine Erhöhung der IC-Phase führt, wie auch schon in Abb. 5.8 festgestellt, zu einer Verminderung der IC-SCM-Phase der Grundschiwingung und umgekehrt. Dies lässt sich daran erkennen, dass das mit schwarzem Pfeil markierte Gebiet im IC-Phasenbild hell erscheint, im IC-SCM-Phasenbild der Grundschiwingung ist es jedoch dunkel, es weist demnach niedrigere Signalstärke auf. Die Phasenbilder der höheren Harmonischen des IC-SCM-Phasensignals lassen sich aufgrund der bereits erklärten Phasensprünge nicht in Bezug zur Farbgebung auswerten.

Im Folgenden findet jedoch eine betragsmäßige Auswertung zur Kontrolle statt. Hierzu sind zwei verschieden dotierte Gebiete in den entsprechenden Darstellungen von Abb. 5.9 an der gleichen Stelle markiert (mit A und B bezeichnet). Diese Gebiete weisen sowohl im IC-Phasenbild als auch in den IC-SCM-Phasenbildern einen leichten Kontrast auf. Zur exakten Auswertung zeigt Tab. 5.1 die Phasenwerte der beiden Gebiete sowie die Differenz aus beiden, jeweils für die verschiedenen Phasensignale. Die Absolutwerte der Phasen sind dabei nicht von Interesse und werden nicht weiter betrachtet. Der Grund hierfür liegt

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

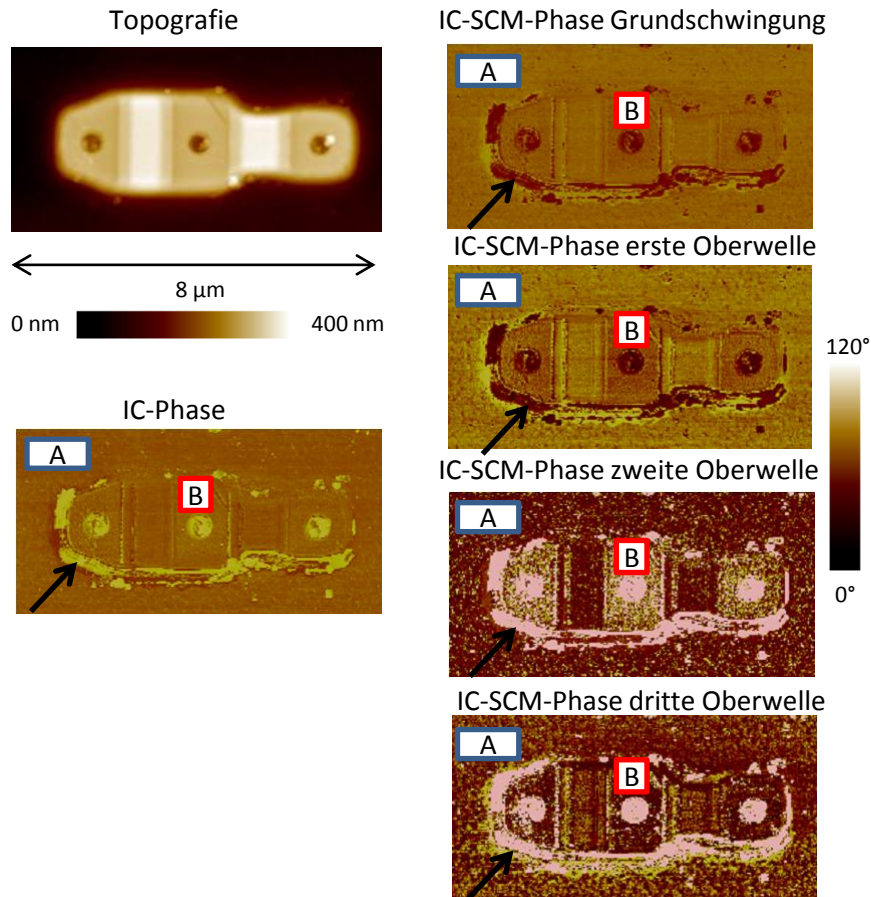


Abb. 5.9.: Verschiedene Phasensignale an einer Probe nach Lift-Off-Präparation. Dargestellt sind die IC-Phase sowie die IC-SCM-Phasen der Grundschiwingung und der ersten bis dritten Oberwelle. Zusätzlich ist auch die Topografie der Testprobe zu sehen

vor allem an der unbekanntem und nicht konstanten Phasenverschiebung, die der Kapazitätssensor sowie der gesamte Messaufbau verursacht. Die Werte in Tab. 5.1 bestätigen wiederum das bereits bekannte Verhalten der einzelnen Phasensignale. Die Differenz aus dem ICSCM-Phasenwert der Grundschiwingung weist im Rahmen der Messgenauigkeit denselben Betrag wie die Differenz des IC-Phasenwertes auf. Diese unterscheiden sich lediglich anhand ihrer Vorzeichen. Wenn man die Differenz des IC-SCM-Phasensignals der beiden Gebiete mit dem Grad der Harmonischen multipliziert, erhält man den Differenzwert, der sich auch bei der Messung ergibt. Messungen an anderen Teststrukturen brachten stets dasselbe Ergebnis hervor. Die Differenzen aus den IC-SCM-Phasenwerten

Signal	Gebiet A (°)	Gebiet B (°)	Differenz (°)
$\varphi_{IC}$	-2,08	-1,23	-0,85
$\varphi_{ICSCM,1}$	2,81	1,99	0,82
$\varphi_{ICSCM,2}$	109,4	107,7	1,7
$\varphi_{ICSCM,3}$	-120,2	-122,6	2,4
$\varphi_{ICSCM,4}$	-91,6	-94,9	3,3

Tab. 5.1.: Auswertung der Phasenwerte an einer Teststruktur

konnten stets mithilfe der Differenz des IC-Phasenwertes berechnet werden.

Ein IC-SCM-Phasenbild stellt zusammengefasst keine Informationen bezüglich der Dotierart oder der Dotierstoffkonzentration dar. Dies ist ein wesentlicher Unterschied zum Kontakt-SCM, dessen Phasenbild Informationen über die Dotierart liefert. Für IC-SCM muss also eine andere Methode gefunden werden, um zwischen verschiedenen Dotierarten unterscheiden zu können. Das IC-SCM-Amplitudensignal liefert hierfür nur ungenügend Informationen, da bei gänzlich unbekanntem Dotierungsprofil nicht durch den Signalkontrast auf eine Dotierart geschlossen werden kann.

## 5.7. Abstimmung des Kapazitätssensors

Wie beim Kontakt-SCM treten auch bei IC-SCM Streukapazitäten auf, die bereits in Abschnitt 5.2 beschrieben wurden. Die statische Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  hat dabei den größten Einfluss auf die Arbeitsweise, also auf den Kapazitäts-Spannungsumsetzungsfaktor  $\gamma_{\text{Kap}}$  des Kapazitätssensors. Deren Größe befindet sich im Pikofaradbereich, während die zu messenden Kapazitätsunterschiede im Attofaradbereich angesiedelt sind. Die statische Streukapazität ist keine Konstante und hängt von mehreren Einflussgrößen ab. Sie kann je nach Probe oder anderen Umgebungsfaktoren variieren. So ist beispielsweise die Probengeometrie nicht immer gleich oder der Abstand des Befestigungsplättchens des Cantilevers zu anderen Komponenten kann unterschiedlich ausfallen. Schließlich kann auch die Kapazität zwischen Masse und Leitung, die vom Befestigungsplättchen zum Kapazitätssensor führt, variieren. Eine Messung bei abgesetzter Rastersonde mit einem einfachen Kapazitätsmessgerät hat gezeigt, dass sich die Streukapazität für verschiedene Szenarien im Bereich von  $(0,4 - 1,2)$  pF bewegen kann. Um das Ausgangssignal zu optimieren, ist eine Abstimmung des Kapazitätssensors auf die momentan herrschende Streukapazität dringend erforderlich. Das höchste Amplitudensignal wird erreicht, wenn sich der Arbeitspunkt an der größten Steigung der Resonanzkreisurve des Kapazitätssensors befindet. Der Arbeitspunkt kann stets durch eine Änderung der Frequenz des Oszillators im Kapazitätssensor verschoben werden. Diese Oszillatorfrequenz darf jedoch nicht mit der Oszillationsfrequenz  $f_{\text{Tip}}$  der Rastersonde verwechselt werden. Die Oszillationsfrequenz der Rastersonde kann nicht einfach abgestimmt bzw. eingestellt werden, sie wird von der verwendeten Rastersonde vorgegeben.

Als einfachste und effizienteste Möglichkeit, den optimalen Arbeitspunkt zu finden, hat sich herausgestellt, einen Sweep dieser Oszillationsfrequenz wie beim Kontakt-SCM durchzuführen und das IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschwingung (IC) in Abhängigkeit von der Oszillatorfrequenz darzustellen (vgl. Abschnitt 1.5.1). Die Rastersonde muss währenddessen konstant auf einer Stelle oszillieren, damit während des Sweepvorgangs Signaländerungen durch weitere Parameter (wie z.B. die Änderung der Dotierstoffkonzentration) vermieden werden. Abbildung 5.10 zeigt die aufgenommenen Verläufe von IC-SCM-Amplituden- und Phasensignal der Grundschwingung, wobei die Oszillatorfrequenz im Bereich von  $(850 - 1050)$  MHz variiert wurde. Die eigentliche Resonanzkreisurve (RK) kann mit dem IC-SCM-Amplitudensignal ( $IC_1$ ) und der IC-SCM-Phase ( $\varphi_{\text{ICSCM},1}$ ) durch

$$\text{RK} = \int IC_1 \operatorname{sgn}(\varphi_{\text{ICSCM},1}) df_{\text{Kap}} \quad (5.10)$$

berechnet werden. Die Frequenz muss analog zum Kontakt-SCM (vgl. Abschnitt 1.5.2) auf den höchsten Wert des Amplitudensignals bzw. auf maximale Steigung der Resonanz-

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

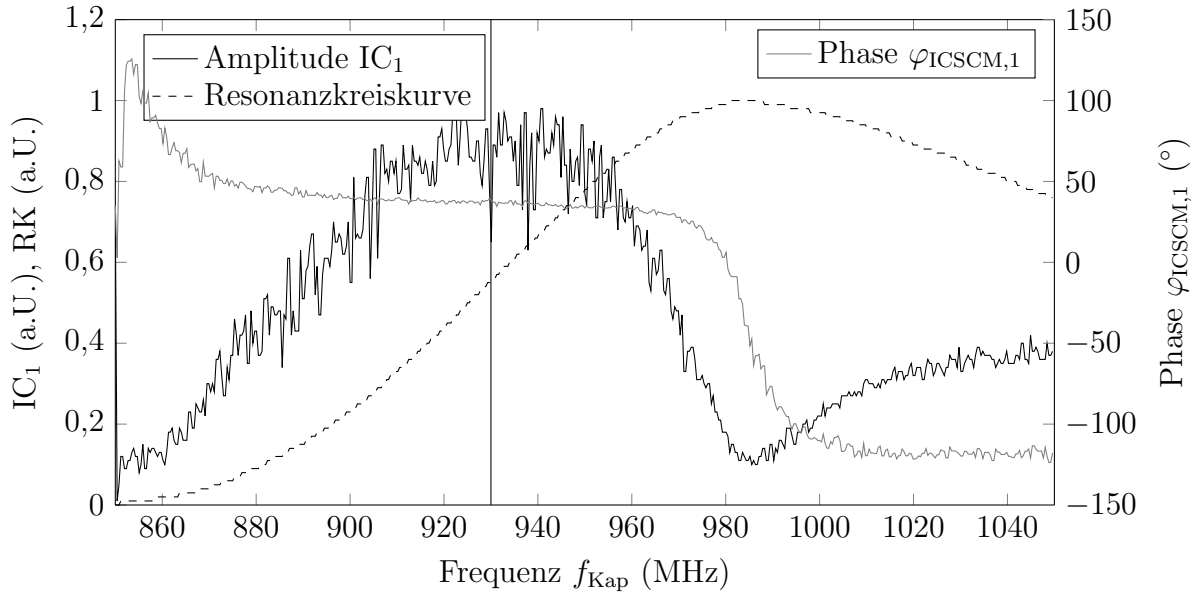


Abb. 5.10.: IC-SCM-Amplitudensignal  $IC_1$ , IC-SCM-Phasensignal  $\varphi_{ICSCM,1}$  und Integral von  $IC_1$  in Abhängigkeit von der Oszillatorfrequenz des Kapazitätssensors

kreiskurve eingestellt werden. Dieser optimale Arbeitspunkt wurde im Diagramm durch die Linie bei  $f_{Kap} = 930$  MHz kenntlich gemacht.

Die IC-Phase dreht sich im Winkel von  $180^\circ$  beim Wechsel vom steigenden auf den fallenden Ast der Resonanzkreiskurve. Die Begründung hierfür ist: Liegt der Arbeitspunkt auf dem steigenden Ast, bewirkt eine Kapazitätserhöhung von  $C_{IC}(t)$  auch eine Erhöhung der Ausgangsspannung des Kapazitätssensors  $U_{Kap}(t)$ . Liegt der Arbeitspunkt hingegen auf dem fallenden Ast, bewirkt eine Erhöhung von  $C_{IC}(t)$  eine Verminderung von  $U_{Kap}(t)$ . Durch die Beziehung  $\sin(\varphi) = -\sin(\varphi \pm 180^\circ)$  stellt sich somit eine Phasendrehung von  $180^\circ$  ein.

Wird keine Abstimmung des Sensors durchgeführt bzw. ist der Sensor falsch abgestimmt, wird das maximal mögliche Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang des Lock-In-Verstärkers nicht erreicht. Befindet sich der Arbeitspunkt am höchsten Punkt der Resonanzkreiskurve führt eine Kapazitätsänderung nur noch zu einer minimalen Änderung der Ausgangsspannung, die im ungünstigsten Fall vom Lock-In-Verstärker aus dem Rauschen nicht mehr extrahiert werden kann. Bei allen während dieser Arbeit durchgeführten Messungen wurde stets das IC-SCM-Signal durch das oben beschriebene Verfahren optimiert.

## 5.8. Vergleichsmessungen mit Kontakt-SCM

In diesem Abschnitt werden die wesentlichen Unterschiede zum Kontakt-SCM dargestellt. Wie schon aus Abschnitt 4 hervorging, wird bei IC-SCM nicht das  $\frac{dC}{dU}$  des Kontakt-SCM, also die Steigung des  $C(U)$ -Verlaufs der MOS-Struktur dargestellt, sondern die MOS-Kapazität bei  $U_{Bias} = 0$  V. Der Unterschied bezüglich der Dotierstoffkonzentrationen besteht darin, dass die Steigung des  $C(U)$ -Verlaufs mit steigender Dotierstoffkonzentration abnimmt, die MOS-Kapazität bei  $U_{Bias} = 0$  V im Gegensatz dazu ansteigt. Wie bereits in den vorhergehenden Abschnitten festgestellt wurde, liefert das IC-SCM kein Signal, das Aufschluss über die Dotierart gibt. Hier ist das Kontakt-SCM mit seinem Phasensi-

gnal klar von Vorteil, weil sich dort ein deutlicher Kontrast zwischen n- und p-Dotierung einstellt.

### 5.8.1. Darstellung der Dotierstoffkonzentration

Zur Überprüfung der Darstellung verschiedener Dotierstoffkonzentrationen, bietet sich eine Probe an, die ein treppenförmiges Dotierprofil aufweist. Zur Verfügung stand dazu eine Siliziumprobe in Cross-Section, die schichtenweise verschiedene Dotierstoffkonzentrationen beinhaltet. Das Grundsubstrat ist mit  $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  p-dotiert und darauf befinden sich sieben verschiedene n-dotierte Gebiete mit Dotierstoffkonzentrationen von  $N_D = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  bis  $N_D = 2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ . Die Gesamtlänge aller Stufen beträgt  $7 \mu\text{m}$ , eine Stufe ist demnach ca.  $1 \mu\text{m}$  breit. Der schematische Aufbau wird in Abb. 5.11 ersichtlich.

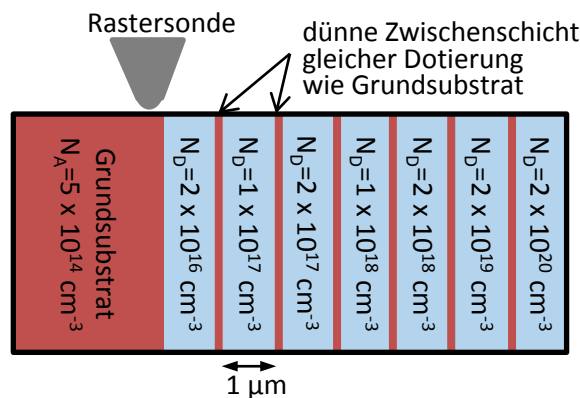


Abb. 5.11.: Aufbau der treppenförmig dotierten Testprobe. Auf einem Grundsubstrat sind sieben verschieden dotierte Gebiete aufgebracht, deren Dotierstoffkonzentration ansteigt

Zwischen den Stufen befindet sich jeweils eine dünne Schicht. Diese sind wie das Grundsubstrat dotiert. Auf dieser Probe wurde sowohl eine IC-SCM als auch eine Kontakt-SCM-Messung durchgeführt. Von beiden Messungen ist das Amplitudensignal dargestellt, da es Aussagen über die Dotierstoffkonzentration liefert. Die angelegte Wechselspannung des Kontakt-SCM ist zu  $\hat{U}_{AC} = 1 \text{ V}$  ohne DC-Anteil gewählt. Die Schwingungsamplitude des IC-SCM beträgt  $\hat{d} = 20 \text{ nm}$ . Beide Messungen im Vergleich zeigt Abb. 5.12. Wie schon in Abschnitt 1.5 beschrieben, fällt das Kontakt-SCM-Signal mit zunehmender Dotierung, das IC-SCM-Signal steigt jedoch. Außerdem ist erkennbar, dass sich beim Übergang von der Dotierstoffkonzentration  $N_D = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  auf  $N_D = 2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$  keine merkliche Signaländerung im Kontakt-SCM mehr ergibt. Dies wird durch die nur noch sehr geringe Änderung im  $C(U)$ -Verhalten zwischen den beiden Dotierstoffkonzentrationen am Arbeitspunkt verursacht[88]. Im IC-SCM ist dieser Dotierschritt jedoch klar sichtbar. Wird das Signal bei  $N_D = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  als Bezugsniveau festgelegt, so ist der Signalunterschied zur Dotierstufe mit  $N_D = 2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$  bei IC-SCM um 20% größer im Vergleich zum Kontakt-SCM. Letztendlich bedeutet dies eine erhöhte Auflösung der Dotierstoffkonzentration, verglichen mit Kontakt-SCM. Selbst eine Erhöhung der angelegten Wechselspannung beim Kontakt-SCM könnte dies nicht kompensieren, da sich in diesem Fall der Signalpegel aller Dotierstoffkonzentrationen erhöht und somit der prozentuale Unterschied gleich bleibt[49].

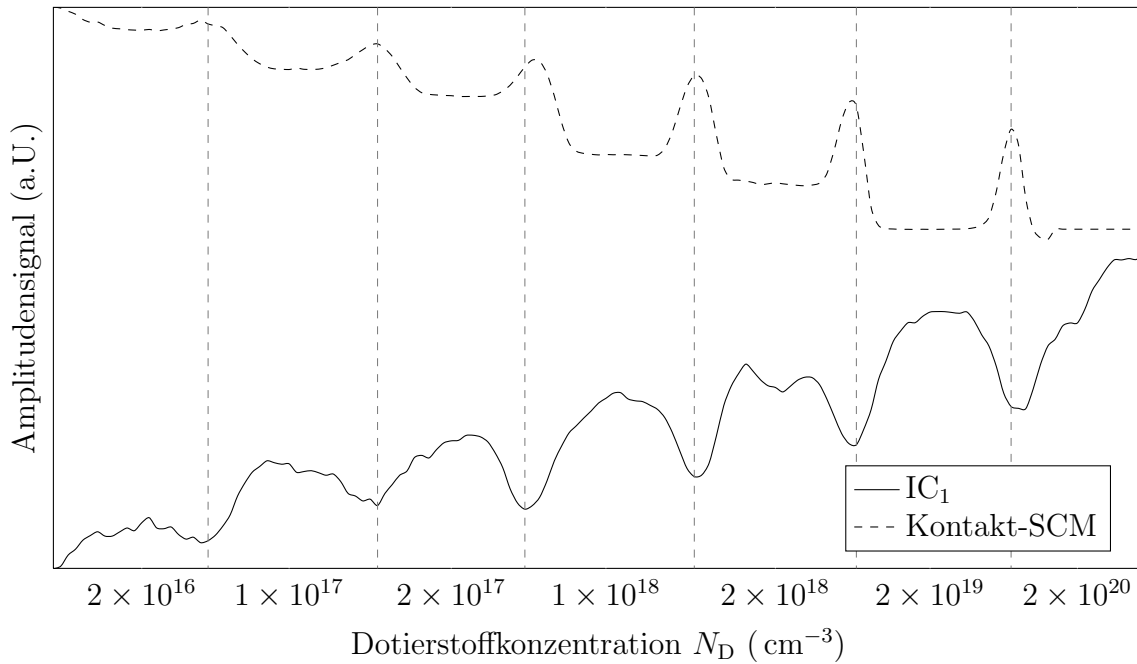


Abb. 5.12.: IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschiwingung  $IC_1$  im Vergleich zum Kontakt-SCM-Amplitudensignal bei sieben verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen

### 5.8.2. Anwendung auf Proben nach Lift-Off-Präparation

Im Gegensatz zu Cross-Section-Proben, die in der Regel eine sehr glatte Oberfläche aufweisen, sind bei Proben nach Lift-Off-Präparation stets Gebiete vorhanden, die unterschiedliche Höhenprofile aufweisen. Wie bereits in Abschnitt 4.2.3 gezeigt wurde, kann eine Höhenvariation der Probe eine parasitäre Änderung des IC-SCM-Amplitudensignals hervorrufen, selbst wenn keine Änderung der Dotierung vorliegt.

Erste Messungen wurden an einem Teil eines SRAM-Bausteins durchgeführt. Diese Probe wurde mit der Lift-Off-Technik präpariert und das Ergebnis der Messung in Abb. 5.13 dargestellt. Bei IC-SCM ist dabei das Amplitudensignal der Grundschiwingung und der ersten Oberwelle, beim Kontakt-SCM das Amplituden- und Phasensignal zu sehen. Zusätzlich zu den SCM-Signalen und zum IC-SCM-Amplitudensignal werden in Abb. 5.13 das Dotierprofil und die Topografie dargestellt. An der gemessenen Stelle der Probe befindet sich links ein n-dotiertes und rechts ein p-dotiertes Gebiet. In diesen beiden Gebieten befindet sich jeweils eine Erhöhung, die aus stark n-dotiertem Polysilizium besteht. In diesem Beispiel liefert nur das Kontakt-SCM-Phasensignal einen deutlichen Kontrast zwischen dem n- und p-dotierten Grundsubstrat. Das IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschiwingung zeigt nur einen schwachen Kontrast. Im Signal der ersten Oberwelle ist dieser Unterschied zwar ausgeprägter, aber dennoch gering. Wie schon in Abschnitt 5.5 festgestellt wurde, ist das Signal-Rausch-Verhältnis der ersten Oberwelle deutlich kleiner als das der Grundschiwingung. Die beiden aus n-dotiertem Polysilizium bestehenden Gebiete (A) und (B) zeigen sowohl beim IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschiwingung als auch der ersten Oberwelle deutlichen Kontrast zum jeweiligen Grundsubstrat. Das Gebiet (A) wird jedoch mit schwacher Kapazität detektiert, während das Gebiet (B) ein starkes Signal liefert. Sowohl das Kontakt-SCM-Amplitudensignal als auch das Kontakt-SCM-Phasensignal zeigen die Gebiete (A) und (B) mit gleichem Kontrast an. Unter Gebiet

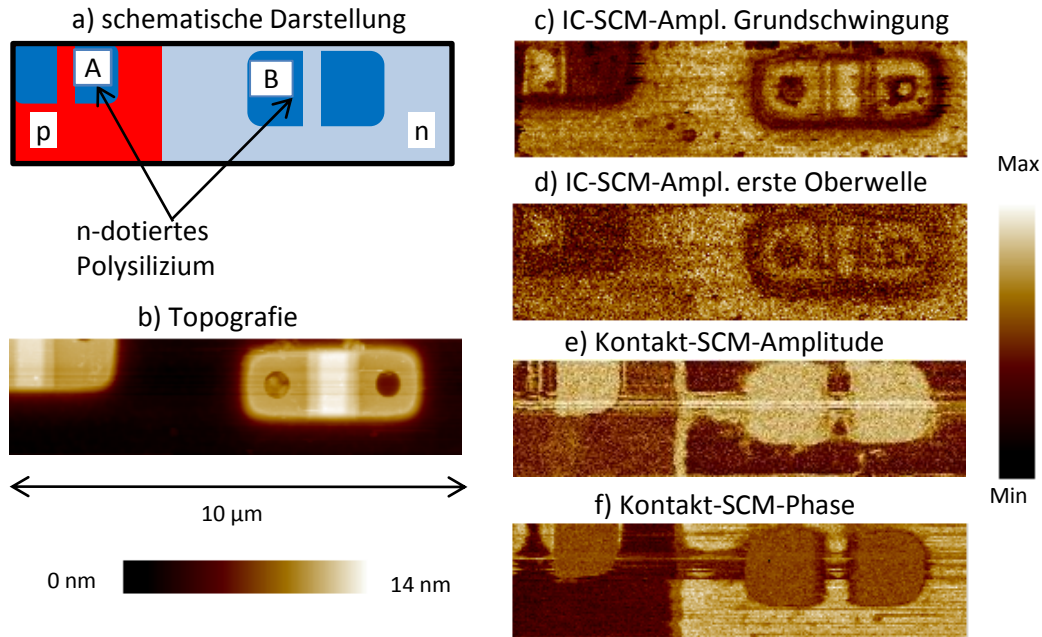


Abb. 5.13.: Vergleichsmessung an einer SRAM-Probe nach Präparation in Lift-Off-Technik. Schematische Darstellung der Dotierungen a), Topografie b), IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschiwingung c) und der ersten Oberwelle d) sowie Kontakt-SCM-Amplitudensignal e) und Kontakt-SCM-Phasensignal f). Zwei identisch dotierte Gebiete aus Polysilizium sind jeweils mit (A) und (B) bezeichnet

(A) muss sich ein weiteres Gebiet befinden, das eine weitere Serienkapazität darstellt und somit den Kontrast im IC-SCM hervorruft. Dieser Sachverhalt wird im folgenden Kapitel in Abschnitt 6.5 detailliert untersucht. Es zeigt sich jedoch der Vorteil des Kontakt-SCM-Phasenbildes, da dies den höchsten Kontrast speziell bezüglich des Dotiertyps liefert.

Gleiches bestätigt das folgende Beispiel in Abb. 5.14, das eine andere Stelle des SRAM-Bausteins zeigt. Der höchste Kontrast zwischen n- und p-Dotierung stellt sich wiederum beim Kontakt-SCM-Phasenbild ein. Sowohl das Kontakt-SCM-Amplitudenbild als auch das Kontakt-SCM-Phasenbild zeigen zwar einen deutlichen Kontrast zwischen dem schwach dotierten n-Gebiet und den p-dotierten Gebieten, das schwach dotierte p-Gebiet lässt sich jedoch nicht vom stark dotierten  $p^+$ -Gebiet unterscheiden. Im IC-SCM-Amplitudenbild zeichnet sich hingegen zwischen dem stark und schwach dotierten p-Gebiet ein starker Kontrastunterschied ab, weiterhin lässt sich das stark dotierte p-Gebiet vom n-Gebiet unterscheiden.

Ein weiteres Beispiel ist in Abb. 5.15 zu finden. Die dazu verwendete Probe weist eine ausgeprägte Topografie auf, die in Abb. 5.15 a) dargestellt ist. Auf einem Grundsubstrat (dunkler Bereich) befindet sich eine Erhöhung (heller Bereich), in der sich wiederum streifenförmige Dotiergebiete (in Abb. 5.15 mit A bezeichnet) befinden. Die Dotierstoffkonzentration der Erhöhung selbst beträgt  $N_A = 1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ , die streifenförmigen Gebiete sind mit  $N_A = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  dotiert. Das Grundsubstrat im Graben (mit B bezeichnet) weist eine Dotierstoffkonzentration von  $N_D = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  auf. Auch bei dieser Probe zeigt sich wiederum, dass es von Vorteil ist, die erste Oberwelle des IC-SCM-Amplitudensignals auszuwerten, welches zusätzliche Information im Gegensatz zur Grundschiwingung liefert. Die stärker dotierten Bahnen zeichnen sich dabei im IC-SCM-Amplitudensignal der Grund-



5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

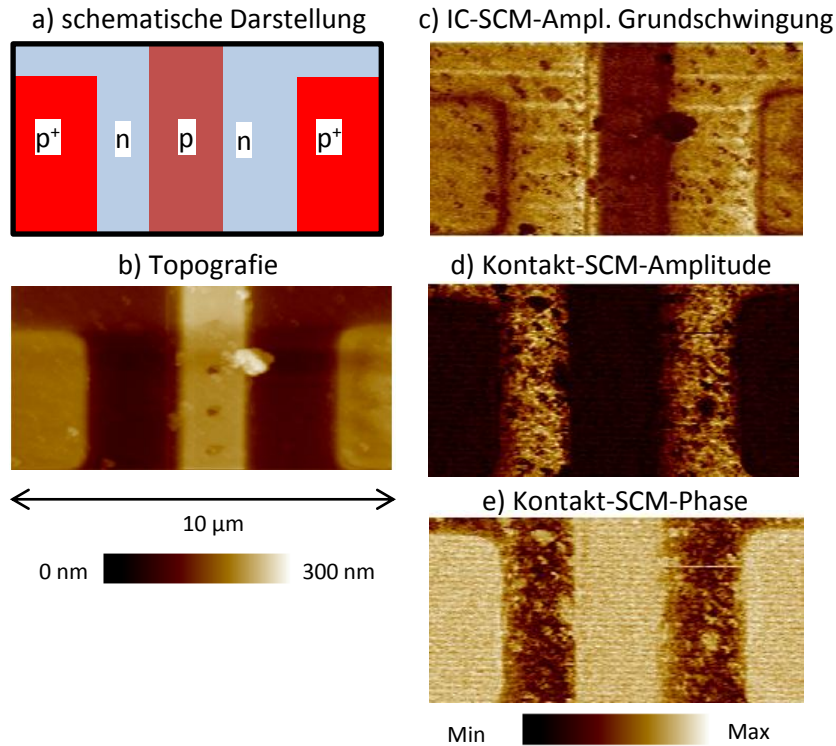


Abb. 5.14.: Weitere Vergleichsmessung an einer SRAM-Probe nach Präparation in Lift-Off-Technik. Schematische Darstellung der Dotierungen a), Topografie b), IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschwingung c) sowie Kontakt-SCM-Amplitudensignal d) und Kontakt-SCM-Phasensignal e)

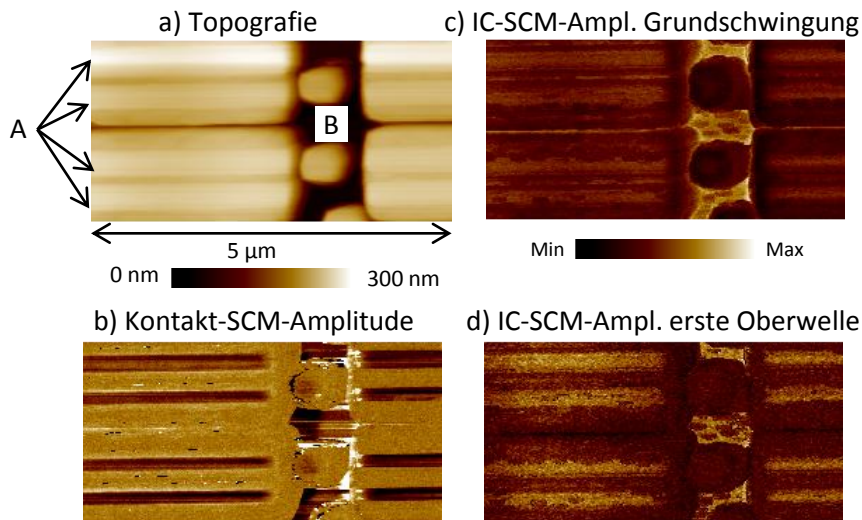


Abb. 5.15.: Vergleichsmessung auf Probe nach Lift-Off-Präparation. Vergleich von Topografie a), Kontakt-SCM-Amplitudensignal b), IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschwingung c) und der ersten Oberwelle d)

schwingung nur schwach ab, während sich diese in der ersten Oberwelle deutlich hervorheben. Obwohl der Graben (B) im Vergleich zur Erhöhung einen deutlichen Unterschied in der Dotierung aufweist, zeichnet er sich im Kontakt-SCM-Amplitudenbild nicht eindeutig



ab. Die IC-SCM-Amplitudenbilder der Grundschiwingung und der ersten Oberwelle zeigen jedoch einen deutlichen Kontrast zwischen dem Graben und der Erhöhung.

Zum Abschluss dieses Abschnitts wird das unterschiedliche Verhalten von Kontakt-SCM und IC-SCM auf einer Probe untersucht, deren Oxidschicht sehr dick ist. Dazu wurde eine Probe über mehrere Stunden einer thermische UV-Oxidation unterzogen. Nach dieser Oxidation hat sich eine Dicke  $d_{\text{ox}}$  des  $\text{SiO}_2$  von ca. (10-15) nm eingestellt[33]. In Abb. 5.16 ist das Ergebnis der Messung zu finden. Kontakt-SCM zeigt bei dieser hohen Oxiddicke auch mit sehr hoher AC-Spannung von  $\hat{U}_{\text{AC}} = 10 \text{ V}$  nahezu keinen Kontrast mehr, es zeichnen sich nur noch Randbereiche ab. Die IC-SCM-Messung liefert jedoch deutlichen Kontrast und ist mit geringem Rauschen behaftet.

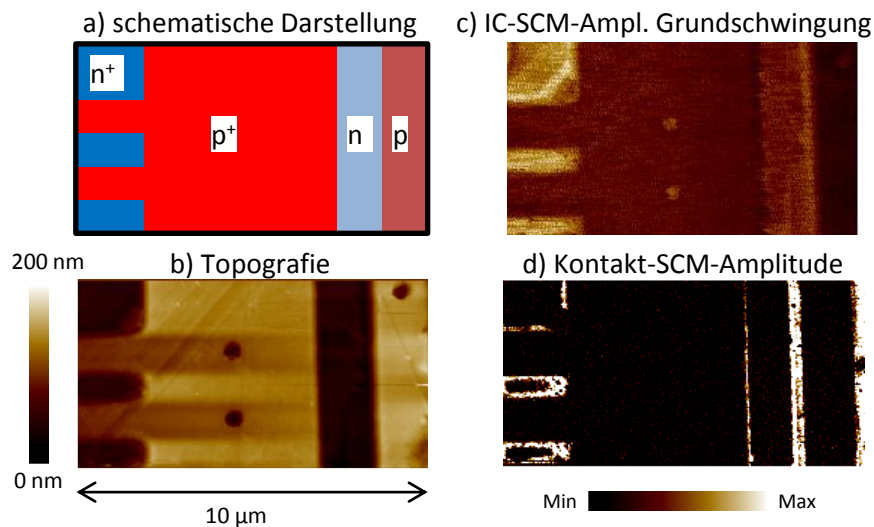


Abb. 5.16.: Vergleichsmessung auf Probe mit hoher Oxiddicke. Schematische Darstellung der Dotierungen a) und Topografie b). Verglichen werden IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschiwingung c) sowie Kontakt-SCM-Amplitudensignal d)

Zusammenfassend kann ausgesagt werden, dass bei einfachen zweidimensionalen Aufnahmen unterschiedliche Stärken und Schwächen beider Verfahren vorliegen. Das Kontakt-SCM-Phasenbild liefert ohne zusätzlichen Messaufwand eine eindeutige Aussage zum Typ der Dotierung. Das IC-SCM-Amplitudenbild hat hingegen Vorteile, da es eine hohe Empfindlichkeit bezüglich der Dotierstoffkonzentration aufweist, was beim Kontakt-SCM nicht gegeben ist. Es gilt jedoch zu beachten, dass das IC-SCM-Amplitudensignal bei Proben, die Topografieunterschiede aufweisen, verfälscht werden kann. Dieser Fall tritt besonders bei Proben auf, die in Lift-Off-Technik präpariert sind. Aus diesem Grund erschwert dieser Probenotyp die Anwendung von IC-SCM. Zusätzlich kann durch Betrachtung höherer Harmonischer ein weiterer Kontrastvorteil gewonnen werden. Bei hohen Oxiddicken zeigte sich jedoch das IC-SCM klar überlegen, da in diesem Fall das Kontakt-SCM keinen Kontrast mehr liefern konnte.

Die durchgeführten Messungen haben weiterhin die Aussage der Simulation in Kapitel 4.2.1 widerlegt, dass eine n-Dotierung stets ein höheres IC-SCM-Amplitudensignal liefert als die p-Dotierung. Das IC-SCM-Amplitudensignal steigt zuverlässig mit zunehmender Dotierstoffkonzentration an. Es können jedoch p- und n-dotierte Gebiete, die gleiche Dotierstoffkonzentration aufweisen, durchaus identische Signalstärke liefern. Dies

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

ist durch die zwischen dem Bulk der Probe und der Rastersonde herrschende Flachbandspannung begründet. Ist deren Wert zu klein, um eine signifikante Verschiebung des  $C(U)$ -Verlaufs auf der Spannungsachse zu bewirken, weisen n- und p-Dotierung gleicher Dotierstoffkonzentration dieselbe Kapazität und somit ein IC-SCM-Amplitudensignal gleicher Höhe auf. Dies lässt letztendlich nur eine verlässliche Aussage bezüglich der (relativen) Dotierstoffkonzentration bei gleichem Dotiertyp zu.

Zudem kann ausgesagt werden, dass das IC-SCM empfindlicher auf Verschmutzungen der Probe reagiert. Dies ist vor allem durch die sehr geringen lateralen Kräfte des IC-Modus begründet. Im Kontaktmodus werden Schmutzpartikel von der Rastersonde im Gegensatz zum IC-Modus verschoben bzw. durchdrungen. Der IC-Modus detektiert Schmutzpartikel als Topografieänderungen, die schließlich auch zu Veränderungen der IC-SCM Signale führen.

### 5.9. Darstellung von Materialkontrasten

Aufgrund der direkten Messung der Kapazität an der Oberfläche lassen sich mithilfe von IC-SCM auch verschiedene Materialien, die sich im Substrat befinden, darstellen. Bei Kontakt-SCM ist das aufgrund der fehlenden  $C(U)$ -Charakteristik von Nicht-Halbleitermaterialien nicht möglich, da bei diesem Verfahren ausschließlich die differentielle Kapazität bestimmt wird. Die Materialien, die es dabei zu detektieren gilt, müssen jedoch eine bestimmte Konzentration im Substrat aufweisen, da einzelne Fremdatome eine nicht messbare Kapazitätsänderung hervorrufen. Zur Veranschaulichung diente als Probe der Querschliff eines MOS-Transistors, dessen Aufbau Abb. 5.17 a) im Querschnitt zeigt. Wie zu erkennen ist, befindet sich oberhalb des Siliziums eine Schicht Siliziumnitrid  $\text{Si}_3\text{N}_4$ . Diese Siliziumnitridschicht beinhaltet die Metallkontakte für Gate, Source und Drain des Transistors.

Die Gegenüberstellung der IC-SCM zur Kontakt-SCM-Messung folgt in Abb. 5.17 b). Es zeigt sich ein deutlicher Kontrast zwischen dem hochdotierten ( $p^+$ ) Silizium und dem Siliziumnitrid im IC-SCM. Dieser Kontrast fällt beim Kontakt-SCM kaum erkennbar

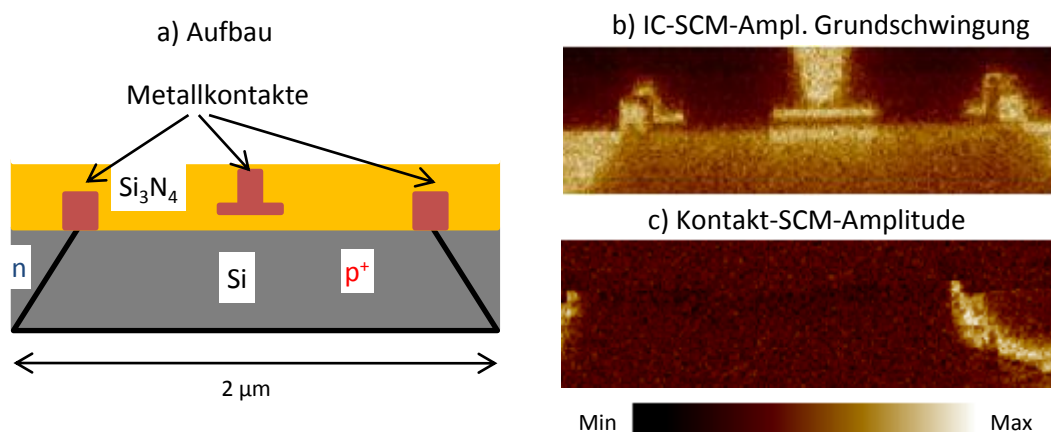


Abb. 5.17.: Cross-Section einer Halbleiterstruktur. Aufbau a) und Vergleich zwischen IC-SCM-Amplitude b) und Kontakt-SCM-Amplitude c). Die Metallisierungen sind bei der IC-SCM-Aufnahme deutlich erkennbar, Kontakt-SCM kann diese hingegen nicht detektieren

aus. Im Gebiet des Siliziumnitrids ist die Signalstärke des Kontakt-SCM nahezu null, da sich die Kapazität mit der Spannung nicht mehr ändert. Dies gilt auch im Gebiet des hoch dotierten ( $p^+$ ) Siliziums, da dort die  $C(U)$ -Kurve sehr flach verläuft und eine Spannungsänderung nahezu keine Änderung der Kapazität mehr bewirkt. Weiterhin sind die im Siliziumnitrid eingebetteten Metallkontakte nur im IC-SCM zu erkennen. Dies lässt sich mit der Änderung der Oberflächenkapazität, die eine Metallisierung in einer Isolationsschicht bewirkt, erklären. Im Kontakt-SCM sind diese Kontakte nicht zu erkennen, da sie keine Änderung des  $C(U)$ -Verhaltens hervorrufen. Durch die große Änderung der Oberflächenkapazität, die von Metallisierungen ausgeht, sollten diese sich selbst dann noch detektieren lassen, wenn sie sich über  $1\ \mu\text{m}$  tief im Substrat befinden[89, 90].

Generell liefert jede Materialänderung einen Kontrast bei IC-SCM. Voraussetzung dafür ist jedoch, dass das Material, welches zur Signaländerung führt, in ausreichend großer Konzentration vorhanden ist und sich nicht zu tief unter der Materialoberfläche befindet. So hat auch eine Messung an einer Probe nach Lift-Off-Präparation gezeigt, dass sich in die Probe eingebrachte STI-Gräben (STI=Shallow Trench Isolation) darstellen lassen. Das Standardverfahren zur Herstellung dieser Gräben ist eine Ätzung und anschließende Auffüllung mit Siliziumdioxid. Die Messung über einen STI-Graben ist in Abb. 5.18 dargestellt, wiederum mit einer Gegenüberstellung von IC-SCM und Kontakt-SCM-Amplitudenbild. Im IC-SCM-Amplitudenbild ist der STI-Graben deutlich zu erkennen, das Kontakt-SCM-Amplitudenbild weist an der Stelle des STI-Grabens keinen Kontrast auf.

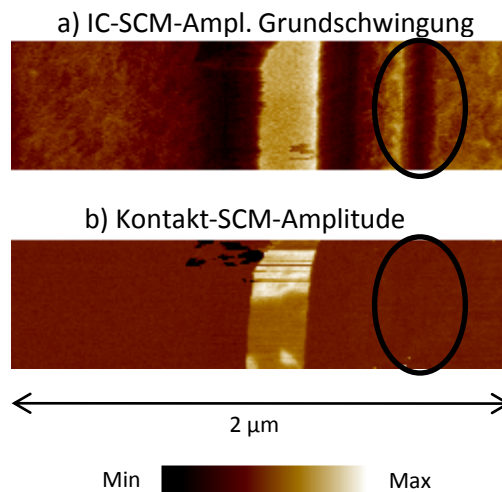


Abb. 5.18.: IC-SCM-Amplitude a) und Kontakt-SCM-Amplitude b) eines STI-Grabens (mit Kreis markiert) auf einer Probe nach Lift-Off-Präparation. Der Graben ist wiederum nur bei IC-SCM erkennbar

## 5.10. Einfluss der mechanischen Oszillation der Rastersonde

Im Folgenden werden die Einflüsse der mechanischen Parameter des IC-Modus untersucht. Diese Parameter nehmen zum einen Einfluss auf die Dotierungsauflösung, zum anderen wirken sie sich auf das Signal-Rausch-Verhältnis aus. Letzteres hat maßgeblichen Einfluss

auf die laterale Auflösung, da bei einem guten Signal-Rausch-Verhältnis Änderungen in Strukturen klarer hervortreten. Für die Dotierungsauflösung ist jedoch die zwischen zwei verschiedenen dotierten Gebieten auftretende Signaländerung entscheidend. Je größer diese Signaländerung ist, umso genauer lässt sich die Dotierstoffkonzentration auflösen.

Die beiden Einfluss nehmenden und veränderbaren Parameter sind die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  und die antreibende Kraft der Rastersonde. Die Schwingungsamplitude kann dabei direkt eingestellt werden. Die antreibende Kraft lässt sich nur indirekt über die Auslenkung des antreibenden Piezos ändern. Die hierfür verantwortliche Spannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  wurde bereits in Kapitel 3 erklärt. Für alle Messungen in diesem Kapitel wurden Raster-sonden vom Typ PPP-EFM verwendet, da sich diese – wie Abschnitt 5.11 zeigen wird – als gute Kompromisslösung herausgestellt haben.

### 5.10.1. Signal-Rausch-Verhältnis

Zuerst wird die Auswirkung der beiden Parameter auf das Signal-Rausch-Verhältnis untersucht. Hierfür wurde die Rastersonde an einem festen Ort abgesetzt und das Signal-Rausch-Verhältnis in Beziehung zur Schwingungsamplitude gemessen. Am Ort der Messung weist die Probe eine Dotierstoffkonzentration von  $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  auf. Einen zusätzlichen Parameter stellt  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  dar, dessen Wert im Folgenden prozentual angegeben wird. Die Definition erfolgte dergestalt, dass bei einer Schwingungsamplitude von  $\hat{d} = 50 \text{ nm}$  der Wert 100%  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  eingestellt wurde (vgl. Abschnitt 3.1). Diese Spannung kann natürlich nur bedingt reduziert werden, da die antreibende Kraft ab einem gewissen Punkt nicht mehr hoch genug ist, um die nötige Schwingungsamplitude zu erreichen. Abbildung 5.19 a) zeigt den Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals und b) das Signal-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit der von Schwingungsamplitude  $\hat{d}$ .

Grundsätzlich fällt auf, dass das Signal-Rausch-Verhältnis mit  $\hat{d}$  zunimmt. Nahezu keinen Einfluss hat jedoch die Spannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$ , das Signal-Rausch-Verhältnis ist also im Rahmen der Messgenauigkeit unabhängig von der die Rastersonde antreibenden Kraft. Es stellt sich für unterschiedliche Werte von  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  keine Änderung des IC-SCM-Amplitudensignals ein. Die Wahl von  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  hat also nahezu keinen Einfluss auf die IC-SCM-Messung, sie beeinflusst lediglich die zwischen Rastersonde und Probenoberfläche herrschende Kraft. Damit Topografie- und auch IC-SCM-Aufnahmen möglich sind, muss  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  allerdings so groß gewählt werden, dass die erforderliche Schwingungsamplitude auch beim Probenkontakt erreicht werden kann.

### 5.10.2. Dotierungsauflösung

Für die Messung des Einflusses der Parameter des IC-Modus auf die Dotierungsauflösung muss der sich einstellende Signalunterschied zwischen verschiedenen dotierten Gebieten betrachtet werden. Gemessen wurde auf der bereits in Abschnitt 5.8.1 beschriebenen treppenförmig dotierten Testprobe. Zum numerischen Vergleich erfolgt die Auswertung der jeweiligen Signale bei drei Dotierstoffkonzentrationen von  $N_D = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ,  $N_D = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_D = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ . Abbildung 5.20 a) zeigt den Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals der Grundschwingung  $\text{IC}_1$  und der ersten Oberwelle  $\text{IC}_2$  mit drei Dotierstoffkonzentrationen als Parameter und in Abb. 5.20 b) ist die relative Signaländerung in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  dargestellt.

Wie bereits in den Messungen in Abschnitt 5.5 festgestellt, hat die Grundschwingung

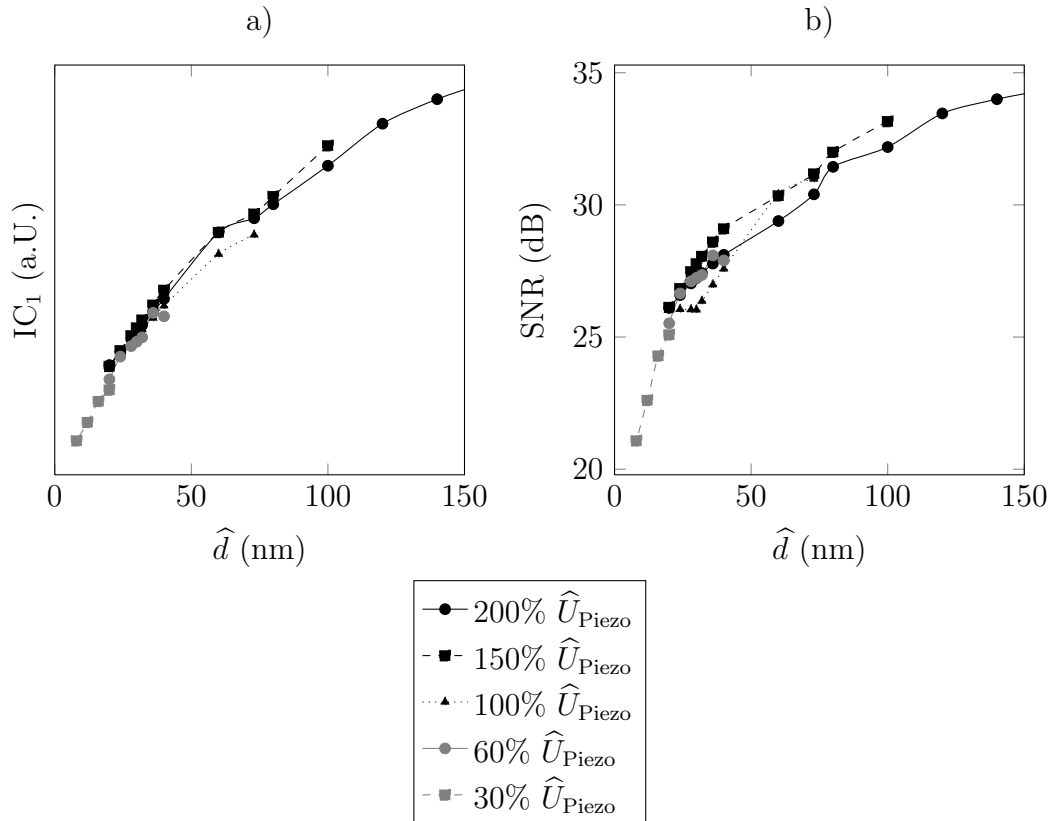


Abb. 5.19.: IC-SCM-Amplitudensignal IC<sub>1</sub> a) und Signal-Rausch-Verhältnis b) jeweils in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  mit der Anregungsspannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  als Parameter

stets einen höheren Signalpegel als die erste Oberwelle bei einer bestimmten Dotierstoffkonzentration. Die relative Signaländerung ist bei kleinen Schwingungsamplituden sehr hoch und nähert sich mit zunehmender Schwingungsamplitude – im hier durchgeführten Messbereich – einem konstanten Wert. Dies bestätigt auch die Simulation in Abschnitt 4.2.2. In der Simulation ist die Dotierungsauflösung für kleinere Schwingungsamplituden ebenfalls hoch und nimmt mit zunehmender Schwingungsamplitude ab.

Zu den Simulationsergebnissen in Abschnitt 4.3 besteht jedoch ein signifikanter Unterschied. Die Amplitudenverläufe in der Simulation steigen zunächst mit zunehmender Schwingungsamplitude an, die Änderung nimmt jedoch bei größeren Werten der Schwingungsamplitude stark ab. Die gemessenen Amplitudenverläufe verhalten sich ähnlich, steigen jedoch mit zunehmender Schwingungsamplitude weiter an. Der Unterschied ergibt sich daraus, dass die reale MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}$  kleiner ist als die simulierte. Dies wird zum einen durch ein nicht ideales Oxid bedingt, zum anderen kann die reale Oxiddicke größer ausfallen als die in der Simulation verwendete.

Somit ergeben sich zwei gegensätzliche Prozesse: Das Signal-Rausch-Verhältnis nimmt mit der Schwingungsamplitude zu, die Dotierungsauflösung nimmt jedoch gleichzeitig ab. Durch die Wahl der Schwingungsamplitude lassen sich also die Messergebnisse je nach Anwendung optimieren: Ist beispielsweise eine rauscharme Aufnahme gefordert, so sind Schwingungsamplituden höher als 20 nm von Vorteil, bei gewünschter hoher Auflösung von Dotierungen sind Schwingungsamplituden kleiner als 5 nm zu wählen. Dafür ist jedoch eine Mittelwertbildung von mehreren Scans bzw. über eine große Scanfläche erforderlich,

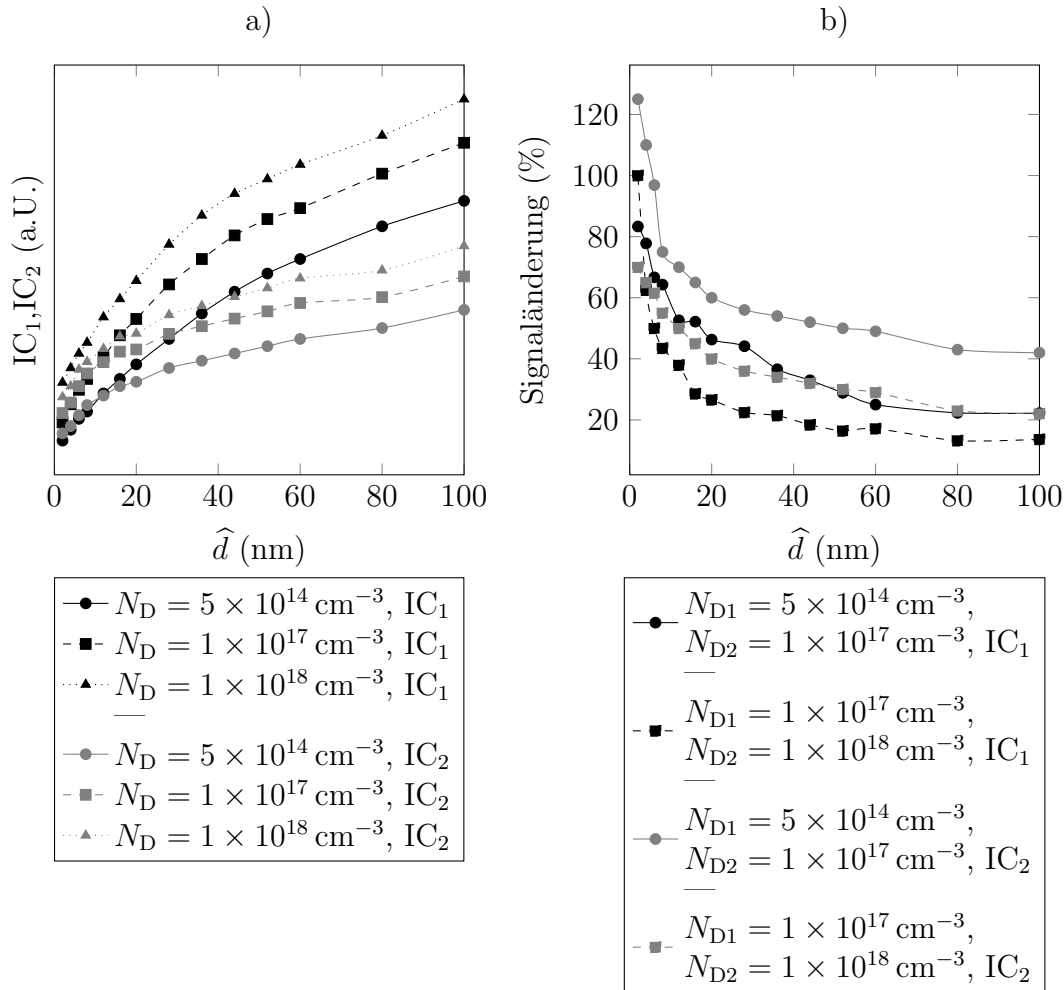


Abb. 5.20.: IC-SCM-Amplitudensignal (IC<sub>1</sub> und IC<sub>2</sub>) in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  für drei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen  $N_D$  a) und Signaländerung jeweils beim Übergang von  $N_{D1}$  nach  $N_{D2}$  in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  b)

da das Signal-Rausch-Verhältnis hier bereits sehr schlecht ausfällt.

Zusätzlich gilt, dass Schwingungsamplituden im Bereich von (25 – 100) nm zu keiner signifikanten Verschlechterung der Dotierungsaufösung mehr führen. Dieser Bereich ermöglicht allein ein höheres Signal-Rausch-Verhältnis.

### 5.10.3. Offsetabstand

Bei den bisher diskutierten Messungen berührt die Rastersonde am untersten Punkt ihrer Bewegung (unterer Totpunkt) die Probenoberfläche bzw. es herrscht ein sehr geringer, vernachlässigbarer Abstand von weniger als einem Nanometer (siehe Kapitel 3). Um das Verhalten von IC-SCM in allen Betriebsmodi zu erfassen, wird in diesem Abschnitt der Fall untersucht, bei dem die Rastersonde die Oberfläche nicht berührt. Zwischen dem unteren Totpunkt der Spitzenbewegung und der Probenoberfläche verbleibt also ein Abstand, der im Folgenden Offsetabstand  $d_{\text{Off}}$  genannt wird. In diesem Abschnitt wird speziell das Verhalten des IC-SCM-Amplitudensignals in Abhängigkeit von  $d_{\text{Off}}$  analysiert.

Da  $d_{\text{Off}}$  jeweils definiert eingestellt wird, ist es notwendig, vorher die genaue Topografie

der Probe zu kennen. Zu diesem Zweck wird zuerst eine Zeile im IC-Modus abgefahren, um die Topografie zu bestimmen, darauf folgt der Scan im NC-Modus zur Aufnahme des IC-SCM-Amplitudensignals. Dieser erfolgt beim zweiten Durchlauf derselben Zeile im definierten Abstand zur Probenoberfläche. Der zusätzliche Abstand wird dadurch erreicht, dass die Rastersonde durch den z-Piezo um diese Strecke angehoben wird. Da die Rastersonde während des zweiten Zeilenscans über der Oberfläche mit ihrer Resonanzfrequenz oszilliert, tritt jedoch ein Problem auf: Da sich durch den zusätzlichen Abstand die Wirkung der Van-der-Waals Kräfte reduziert bzw. bei zu hohem Abstand diese Kraft keine Wirkung mehr aufweist, erhöht sich bei gleichbleibender antreibender Kraft auch die Schwingungsamplitude. Um während des Non-Contacts eine konstante Schwingungsamplitude zu gewährleisten, muss die Spannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  mit zunehmendem Abstand reduziert werden. Je größer also  $d_{\text{Off}}$  ist, desto geringer ist die Van-der-Waals Kraft und desto stärker muss  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  reduziert werden. Die Schwingungsamplitude während des zweiten Abfahrens muss ständig über die Spannung  $U_{\text{vert}}$  des Detektors kontrolliert und ggf. nachgestellt werden.

Um die Auswirkung des Offsetabstands zwischen Probe und Rastersonde zu untersuchen, wurde erneut die bereits in Abschnitt 5.8.1 vorgestellte Probe verwendet. Die Schwingungsamplitude wurde dabei stets auf einen konstanten Wert von  $\hat{d} = 10 \text{ nm}$  festgesetzt und die Messung für verschiedene Abstände  $d_{\text{Off}}$  von (2 – 50) nm durchgeführt. Untersucht wurde der Signalunterschied zwischen zwei Messpunkten, die die Dotierstoffkonzentrationen  $N_{\text{A}} = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  bzw.  $N_{\text{D}} = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  aufweisen. Weiterhin wurde das Signal-Rausch-Verhältnis bei der niedrigen Dotierstoffkonzentration ausgewertet. Abbildung 5.21 a) zeigt den Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals in Abhängigkeit vom Abstand  $d_{\text{Off}}$ , in b) ist die Signaländerung dargestellt und in c) die Änderung des Signal-Rausch-Verhältnisses.

Die IC-SCM-Amplitudensignale bei  $d_{\text{Off}} = 0 \text{ nm}$ ,  $d_{\text{Off}} = 2 \text{ nm}$  und  $d_{\text{Off}} = 5 \text{ nm}$  unterscheiden sich nur marginal, es stellt sich bei 2 nm und 5 nm keine feststellbare Änderung in Bezug auf das Signal ein. Ab  $d_{\text{Off}} = 10 \text{ nm}$  fällt das Signal signifikant ab, über 40 nm Offsetabstand steigt das Rauschen erkennbar an. Schließlich nehmen die beiden Signale der unterschiedlich dotierten Gebiete bei  $d_{\text{Off}} = 50 \text{ nm}$  denselben Wert an, es existiert also kein Signalunterschied mehr. Das Signal-Rausch-Verhältnis hat sich hier bereits um über 8 dB reduziert.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass eine Messung mit erzwungenem Abstand Rastersonde-Oberfläche zu keinerlei Verbesserungen führt. Durch das erforderliche zusätzliche zweite Abfahren der gleichen Scanzeile erhöht sich nur der Zeitaufwand. Eine wichtige Erkenntnis besteht darin, dass sich bei dieser Messung ab einer Distanz von  $d_{\text{Off}} = 50 \text{ nm}$  kein Unterschied mehr im Amplitudensignal bezüglich verschiedener Dotierstoffkonzentrationen gezeigt hat.

#### 5.10.4. Schwingung des Cantilevers

Im IC-Betriebsmodus schwingt nicht nur die Messspitze der Rastersonde, sondern die komplette Rastersonde. Der Cantilever als wesentlicher Teil der Rastersonde nimmt einen erheblichen Teil der gesamten Sondenfläche ein. Ebenso wie bei der Messspitze selbst ändert sich der Abstand des Cantilevers zur Probe mit der Zeit. Aus diesem zeitveränderlichen Abstand geht eine zeitveränderliche Kapazität hervor, deren Frequenz der Oszillationsfrequenz der Rastersonde entspricht. Die Kapazität, die sich zwischen dem Cantilever und

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

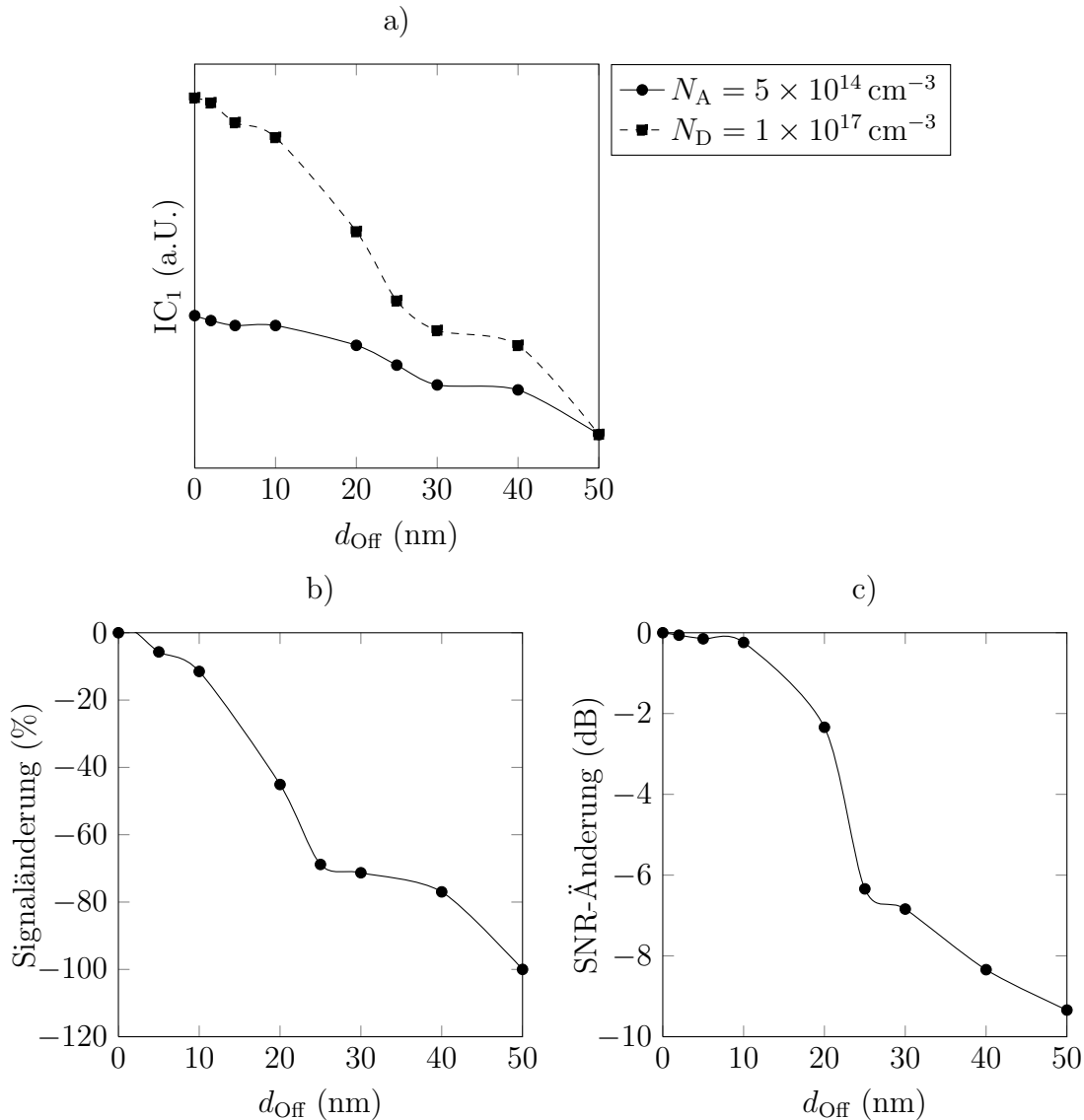


Abb. 5.21.: IC-SCM-Amplitudensignal  $IC_1$  in Abhängigkeit vom Abstand  $d_{\text{Off}}$  mit Dotierstoffkonzentration als Parameter a), daraus resultierende Signaländerung b) sowie Änderung des Signal-Rausch-Verhältnisses c)

der Probenoberfläche bildet, wird also vom Kapazitätssensor detektiert und kann damit möglicherweise das IC-SCM-Amplitudensignal beeinflussen. Aus diesem Grund wird in diesem Abschnitt der Einfluss des Cantilevers auf die IC-SCM-Messung untersucht.

Wie vorher gezeigt wurde, geht die Signaländerung zwischen zwei verschiedenen dotierten Gebieten bei einem Offsetabstand von 50 nm bereits gegen null. Der Abstand zwischen Cantilever und Ende der eigentlichen Messspitze beträgt in der Regel mindestens  $15 \mu\text{m}$  (vgl. Abb. 1.10, Parameter  $h_{\text{Spitze}}$ ). Da  $h_{\text{Spitze}}$  im Vergleich zu 50 nm um den Faktor 300 größer ist, kann bereits vermutet werden, dass die Schwingung des Cantilevers keinen Einfluss auf das IC-SCM-Amplitudensignal hat. Es muss jedoch berücksichtigt werden, dass der Cantilever eine wesentlich größere Fläche aufweist als die Unterseite der Rastersonde selbst. Um den Einfluss des Cantilevers genauer zu untersuchen, wird eine modifizierte Rastersonde benutzt, dessen unterer Teil entfernt ist. Um dies zu erreichen, wurde die Rastersonde auf einer harten Oberfläche im Kontaktmodus abgerieben. Die Restlänge



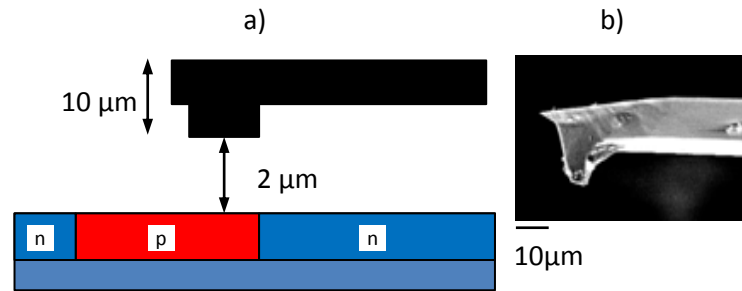


Abb. 5.22.: Verwendeter Messaufbau zur Untersuchung des Einflusses des Cantilevers. Cantilever auf Probe mit Abständen (nicht maßstabsgerecht) a), modifizierte Rastersonde b)

dieser Rastersonde beträgt schließlich noch ca.  $10\ \mu\text{m}$ . Bei der durchgeführten IC-SCM-Messung ist der Abstand zwischen dem Ende der noch vorhandenen Rastersonde und der Probenoberfläche auf  $2\ \mu\text{m}$  gehalten und die Schwingungsamplitude ist auf  $\hat{d} = 20\ \text{nm}$  eingestellt. Die Vorgehensweise dabei ist identisch mit der in Abschnitt 5.10.3, nur mit sehr viel größerem Abstand. Die bei der Messung verwendeten Abstände sind in Abb. 5.22 a) nochmals verdeutlicht und b) zeigt eine REM-Aufnahme der modifizierten Rastersonde.

Das Ergebnis der Messungen ist, dass sich keine Signaländerung über Gebieten mit unterschiedlichen Dotierstoffkonzentrationen einstellt. Letztendlich lässt sich daraus die Schlussfolgerung ziehen, dass die Cantileverschwingung keinen Einfluss auf eine Messung besitzt, bedingt durch den großen Abstand zwischen Cantilever und Probenoberfläche.

### 5.10.5. Variierende Schwingungsamplituden während des Zeilenscans

Speziell bei Proben nach Lift-Off-Präparation, in denen sich die Topografie meist unabhängig von der Dotierung ändert, ist es wichtig, keine parasitäre Signaländerung des IC-SCM-Amplitudensignals bei einer Änderung der Topografie zu erhalten, da dies zu einer Fehlinterpretation führen könnte. Problematisch dabei ist, dass eine Änderung der Schwingungsamplitude unmittelbar auch eine Änderung des IC-SCM-Amplitudensignals hervorruft. Da bei Proben mit Topografieunterschieden zwangsläufig während des Scans einer Zeile Änderungen in der Schwingungsamplitude auftreten, kann dies auch zu Artefakten im IC-SCM-Amplitudenbild führen. Ein Beispiel dieses Verhaltens zeigt Abb. 5.23. Die Stellen, an denen es der Regeleinrichtung des z-Piezos während des Scans einer Zeile nicht möglich war, den Sollwert der Schwingungsamplitude herzustellen, rufen einen Kontrast im Fehlerbild der IC-Amplitude (Abb. 5.23 b)) hervor. Da das IC-SCM-Amplitudensignal von der Schwingungsamplitude abhängig ist, weist auch dieses (Abb. 5.23 c)) an Stellen mit nicht konstanter Schwingungsamplitude einen Kontrast auf. In Abb. 5.23 sind drei verschiedene Stellen, die dieses Verhalten aufweisen, mit Pfeilen hervorgehoben. Die Abweichung, die die Schwingungsamplitude von ihrem Sollwert aufweist, ist im Wesentlichen von zwei Parametern abhängig:

- Scangeschwindigkeit
- Reglerparameter des IC-Modus

Grundsätzlich gilt, dass es bei langsameren Scangeschwindigkeiten der Regeleinheit des z-Piezo besser gelingt, die Schwingungsamplitude konstant zu halten als bei schnellerem

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

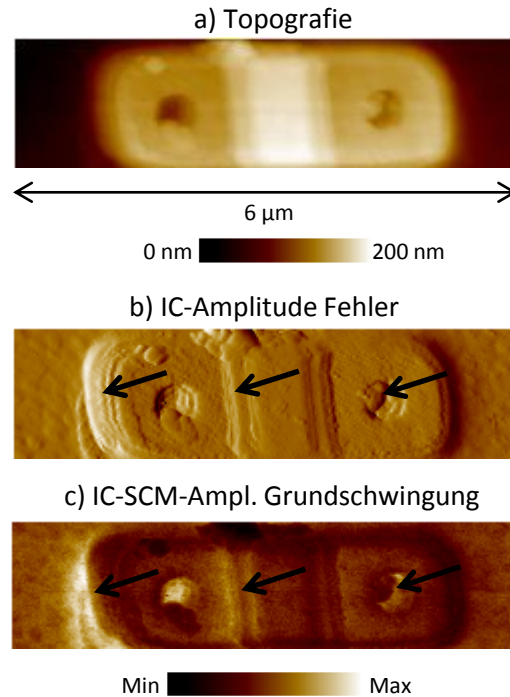


Abb. 5.23.: IC-SCM-Aufnahme verfälscht durch nicht konstante Schwingungsamplitude. Topografie a), Fehler in der IC-Amplitude b) und IC-SCM-Amplitudenbild der Grundschiwingung c). Markante Stellen mit Pfeilen hervorgehoben

Scan. Sie kann jedoch durch die Parameter des Reglers optimiert werden, die möglichst so zu wählen sind, dass Abweichungen der Schwingungsamplitude minimal ausfallen. Um den Einfluss der Scangeschwindigkeit auf das IC-SCM-Amplitudensignals zu verdeutlichen, wurde an einer Probe ein Scan mit zwei unterschiedlichen Scangeschwindigkeiten von  $40 \frac{\text{nm}}{\text{s}}$  und  $400 \frac{\text{nm}}{\text{s}}$  durchgeführt. Die verwendete Probe weist zwei verschiedene Höhenstufen auf, die mit verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen dotiert sind. Der Scan einer einzelnen Zeile ist in Abb. 5.24 dargestellt.

Das mittlere Diagramm in Abb. 5.24 zeigt die Änderung  $\Delta \hat{d}$  der Schwingungsamplitude, die eine markante Änderung des IC-SCM-Amplitudensignals (Abb. 5.24, unten) zur Folge hat. Diese Änderung  $\Delta \hat{d}$  ist bei der Scangeschwindigkeit  $400 \frac{\text{nm}}{\text{s}}$  deutlicher ausgeprägt als bei  $40 \frac{\text{nm}}{\text{s}}$ . Die Stellen, bei denen eine parasitäre Signaländerung durch die nicht konstante Schwingungsamplitude auftritt, sind in Abb. 5.24 (Mitte) mit Pfeilen markiert.

Generell kann jedoch leicht bestimmt werden, ob eine Signaländerung tatsächlich durch die ungewollte Änderung der Schwingungsamplitude entstanden ist. Die Schwingungsamplitude wird stets bei einer Topografieänderung nach oben kleiner, bei einer Topografieänderung nach unten jedoch größer. Die Regeleinheit des IC-Modus gleicht das stets aus, um wieder den gewünschten Wert zu erhalten. Die Rastersonde bewegt sich zweimal innerhalb derselben Zeile, einmal in Vorwärtsrichtung und einmal in Rückwärtsrichtung. Es entstehen also prinzipiell zwei Aufnahmen derselben Zeile. Eine Topografieänderung nach oben bei der Vorwärtsbewegung entspricht einer Topografieänderung nach unten bei der Rückwärtsbewegung und umgekehrt. Das IC-SCM-Amplitudensignal weist also bei der Vorwärtsbewegung einmal einen Sprung nach unten auf, bei der Rückwärtsbewegung stellt sich ein Sprung nach oben ein. Durch Vergleich der IC-SCM-Amplitudensignale von Vorwärts- und Rückwärtsbewegung kann dieser parasitäre Effekt ausgeschlossen wer-

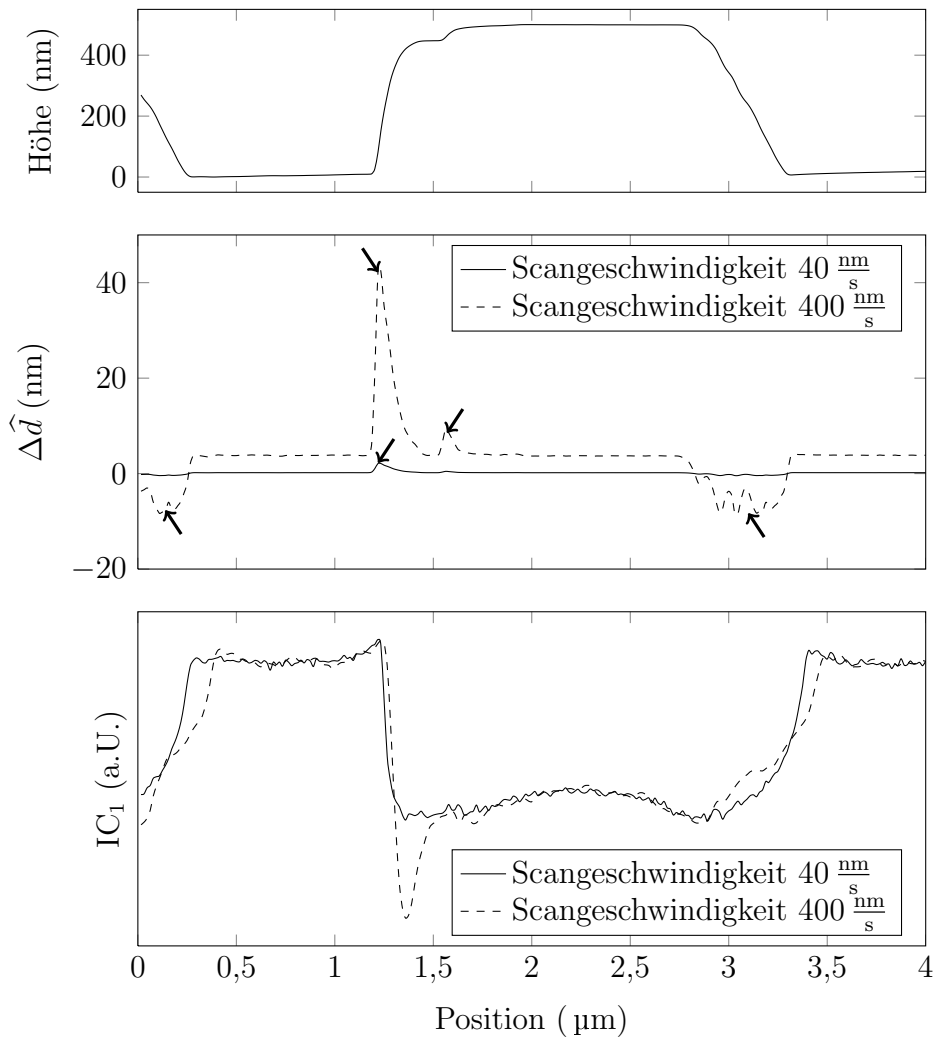


Abb. 5.24.: Verhalten der IC-SCM-Amplitude  $IC_1$  bei verschiedenen Scangeschwindigkeiten; Höhenprofil (oben), Fehler der IC-Amplitude  $\Delta\hat{d}$  (Mitte), IC-SCM-Amplitudensignal (unten), jeweils für zwei verschiedene Scangeschwindigkeiten. Stellen, die parasitäre Signaländerungen aufweisen, sind mit Pfeilen markiert

den. Weisen die Signale von Vorwärts- und Rückwärtsbewegung keinen Unterschied auf, handelt es sich nicht um den eben erläuterten Effekt.

## 5.11. Evaluierung verschiedener Rastersonden

Für die SCM-Messung am RSM können verschiedene Rastersonden eingesetzt werden. Deshalb muss untersucht werden, welche Rastersonde ein möglichst optimales Ergebnis bei der Anwendung von IC-SCM erzielt. Es bietet sich hierfür an, Messungen verschiedener Rastersonden miteinander zu vergleichen. Die verwendeten Rastersonden mit ihren Eigenschaften wurden bereits in Abschnitt 1.3 vorgestellt.

Grundsätzlich muss die Rastersonde elektrisch leitfähig, bzw. mit einer leitfähigen Schicht überzogen sein, da sich sonst der von der Rastersonde gebildete Teil der Elektrode nicht ausbildet. Zum Vergleich wurde zusätzlich eine Messung mit einer nicht leitfähigen

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

Rastersonde durchgeführt. In erster Linie müssen das Signal-Rausch-Verhältnis und der erreichbare Signalkontrast zwischen zwei verschiedenen dotierten Gebieten untersucht werden. Eine Bestimmung der lateralen Auflösung wurde jedoch aus folgenden Gründen nicht durchgeführt:

- Exakte Geometrie der Rastersonde nicht bekannt,
- kein ideal abrupter Übergang zwischen den beiden dotierten Gebieten.

Die durch Messung bestimmte laterale Auflösung wird dementsprechend von den beiden oben genannten unbekanntem Parametern beeinflusst. Es kann folglich keine Aussage über die reine laterale Auflösung des Messverfahrens selbst getroffen werden. Die Kenntnis über die ungefähre Geometrie der Rastersonde ist jedoch von Vorteil, da das bei der Interpretation der Messergebnisse hilfreich sein kann. Die Geometrie der Rastersonde kann dazu näherungsweise mit einer speziellen Testprobe bestimmt werden. Diese Testprobe weist eine Vielzahl von extrem scharfen Spitzen auf, die aus einem Grundsubstrat herausragen. Im Vergleich zur eigentlichen Rastersonde sind die im  $90^\circ$  Winkel herausragenden Spitzen wesentlich schärfer, d.h., der Durchmesser ist wesentlich kleiner. Eine Testspitze kann eindimensional als eine Art Dirac-Impuls betrachtet werden.

Bei der Messung wurden die verschiedenen Rastersonden über eine Spitze der Testprobe geführt und dabei mit dem RSM die entstehende Topografie bestimmt. Zusätzlich zur Aufnahme der Topografie wurde an jeder Stelle der Spitze das IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschwingung gemessen. Das Ergebnis der Messung ist in Abb. 5.25 zu sehen. In der linken Spalte ist das Topografiebild aufgezeigt. Dieses kann, wie schon beschrieben, als Abbildung der Rastersonde interpretiert werden. Die Spalte rechts daneben zeigt das zugehörige IC-SCM-Amplitudenbild. Um die Auswertung des Letztgenannten zu erleichtern, ist in der rechten Spalte von Abb. 5.25 der Signalverlauf des Querschnitts vom IC-SCM-Amplitudenbild dargestellt. Für alle Messungen mit den verschiedenen Rastersonden wurde eine konstante Schwingungsamplitude von  $\hat{d} = 20 \text{ nm}$  gewählt. Eine konstante Schwingungsamplitude ist Grundvoraussetzung für diese Messung, da die später bestimmte Signaländerung von der Schwingungsamplitude abhängig ist. Weiterhin wurde die Aufnahme bei einer sehr langsamen Scangeschwindigkeit durchgeführt, damit es der Regeleinrichtung stets möglich war, die Schwingungsamplitude konstant zu halten, um eine Signalverfälschung zu vermeiden.

Bei allen leitfähigen Rastersonden nimmt der Pegel des IC-SCM-Amplitudensignals bei Berührung der Rastersonde mit der Testspitze (in Abb. 5.25 rechts, Signalniveau  $IC_L$ ) im Vergleich zur Signalstärke auf dem Grundsubstrat ( $IC_0$ ) stark ab. Dies lässt sich mit der Reduktion der effektiven Kontaktfläche erklären, die entsteht, wenn sich die Rastersonde im Bereich der Testspitze befindet. Einzig die NCH-Rastersonde weist in dieser Situation inverses Verhalten auf.

Darüber hinaus zeigt sich bei der PPP-EFM und bei der MFMR eine weitere Reduktion des IC-SCM-Amplitudensignals, wenn sich die Rastersonde am obersten Punkt der Erhöhung befindet ( $IC_U$ ). An diesem Punkt hat die Rastersonde nur noch minimalen Kontakt mit der Testspitze. Dies führt zu einer sehr kleinen Kontaktfläche zwischen beiden und damit zu einer sehr kleinen Kapazität. Bei der CDT-FMR stellen sich zudem Randeffekte ein. Im Randbereich, dort, wo die Rastersonde die Erhöhung gerade noch nicht berührt, steigt bei dieser Rastersonde das IC-SCM-Amplitudensignal an (Signalniveau mit  $IC_H$  bezeichnet). In diesem Bereich erhöht sich also die parasitäre Kapazität

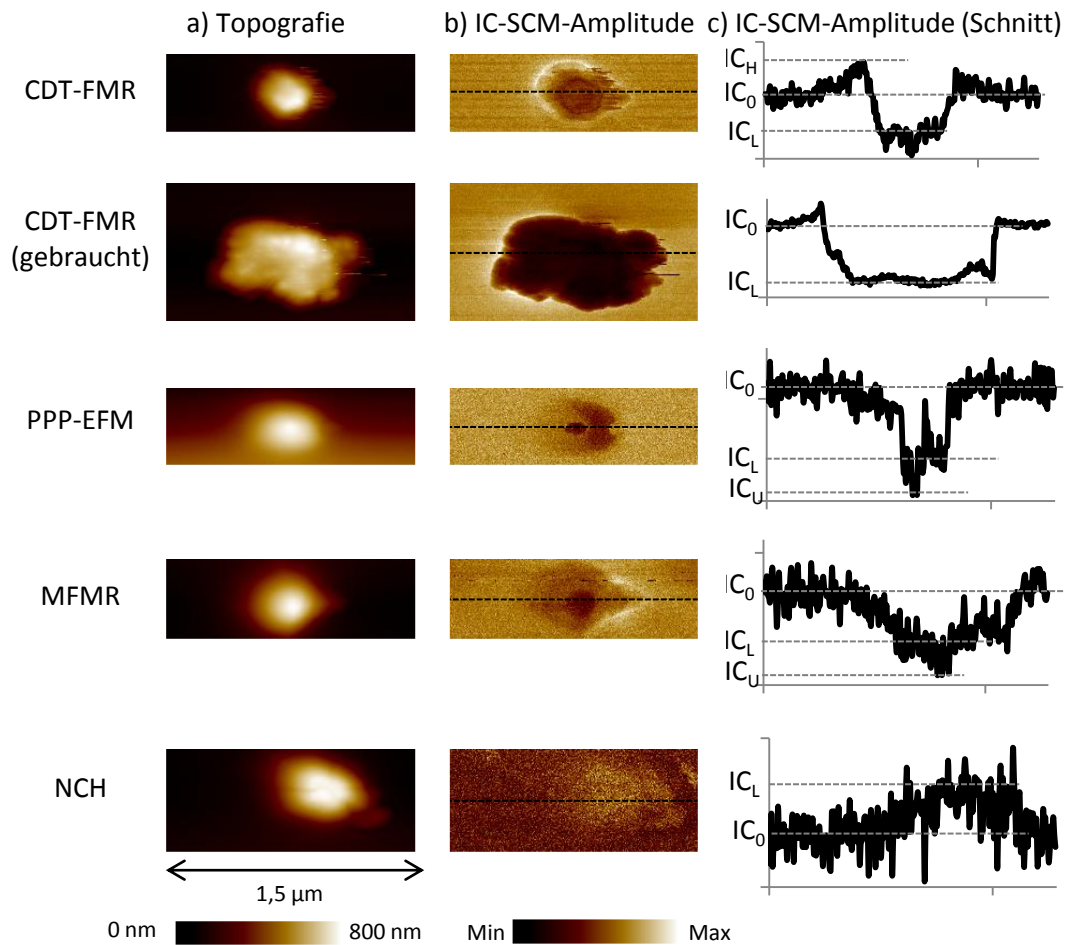


Abb. 5.25.: Vergleich verschiedener Rastersonden. Topografieaufnahme a), IC-SCM-Amplitudensignale der Grundschwingung b) und Querschnitt des Amplitudensignals c)

zwischen dem Rand der Rastersonde und der Testspitze, was zu einem Anstieg des IC-SCM-Amplitudensignals führt.

Die gebrauchte CDT-FMR weist einen deutlich vergrößerten Radius und damit eine wesentlich größere effektive Fläche auf, was zu einem hohen Pegel des IC-SCM-Amplitudensignals führt. Befindet sich die Rastersonde auf dem Grundsubstrat, stellt sich eine extrem große Kontaktfläche ein. Auf der Testspitze nimmt die Kontaktfläche stark ab, da die Testspitze selbst nur eine sehr kleine Fläche aufweist. Es zeigt sich schließlich ein vergleichsweise großer Kontrast zwischen diesen beiden Gebieten im IC-SCM-Amplitudenbild. Erstaunlicherweise lässt sich auch bei der undotierten NCH-Rastersonde an der Testspitze ein Signalunterschied feststellen. Hier steigt im Gegensatz zu allen anderen Rastersonden das Signal an der Testspitze an. Ein weiterer Effekt ist die Unsymmetrie des IC-SCM-Amplitudenbildes. Die vordere Seite der Sondenspitze besitzt eine steilere Flanke als die hintere. Dies lässt die Aussage zu, dass mit der vorderen Flanke der Rastersonde eine höhere laterale Auflösung erreicht werden kann als mit der hinteren Flanke.

Die Fläche, bei der das IC-SCM-Amplitudenbild einen Kontrast zum Grundsubstrat zeigt, ist als effektive Auflagefläche zu interpretieren. Daher kann bereits jetzt festge-

## 5. Kapazitätsmessverfahren im Intermittent-Contact-Modus

stellt werden, dass beispielsweise die MFMR im Gegensatz zur PPP-EFM eine höhere Kapazitätsänderung hervorruft. In diesem Zusammenhang muss beachtet werden, dass eine hohe Kapazitätsänderung nicht zwangsläufig zur einer hohen Signaländerung führt, da sich die Kapazitätsänderung bei verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen gleich auswirkt und dadurch der Unterschied relativiert wird.

Um die verschiedenen Rastersonden bezüglich des Signal-Rausch-Verhältnisses und der Dotierungsauflösung zu untersuchen, wurden Messungen an der bereits in Abschnitt 5.8.1 erläuterten Probe durchgeführt. Diese bietet sich hier wiederum an, da die Signalunterschiede von verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen leicht dargestellt und ausgewertet werden können. Zunächst zeigt Abb. 5.26 die zweidimensionale Aufnahme des IC-SCM-Amplitudenbildes für verschiedene Rastersonden auf der Testprobe. Bereits bei der ersten Betrachtung fällt auf, dass es deutliche Unterschiede zwischen den verschiedenen Rastersonden gibt. Die CDT-FMR liefert rein optisch betrachtet das beste Ergebnis, währenddessen die CSC17 ein nur sehr verrauschtes Bild liefert und nahezu keinen Kontrast der Dotiergebiete zeigt. Auch bei der PPP-EFM und MFMR zeichnen sich die Dotiergebiete deutlich ab. Das Amplitudensignal der Messung mit der NCH-Rastersonde zeigt lediglich einen leichten Kontrast zwischen dem Bereich des Grundsubstrats und den Dotierstufen. Der Kontrast ist jedoch zu gering, um die Dotierstufen örtlich oder von der Signalstärke her unterscheiden zu können.

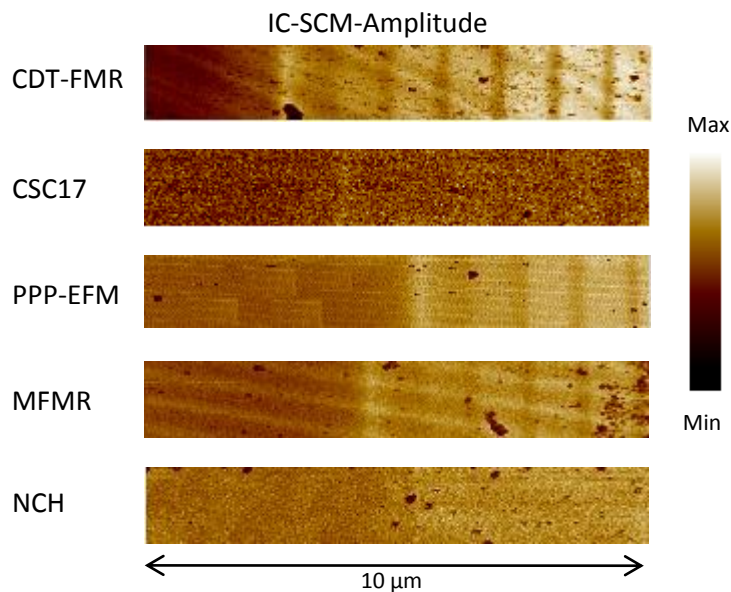


Abb. 5.26.: Zweidimensionale Messung mit verschiedenen Rastersonden auf Testprobe

Eine objektive Auswertung der Signaländerung und des Signal-Rausch-Verhältnisses findet in Abb. 5.27 statt. Herangezogen wurde dazu das IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschwingung, das mit den verschiedenen Rastersonden gemessen wurde. Die Signaländerung wird vom  $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  dotierten Grundsubstrat zum  $N_D = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  dotierten Gebiet gemessen und prozentual aufgetragen. Keine Berücksichtigung fand dabei die nicht leitfähige NCH, da sie sich bereits im Vorfeld als unbrauchbar erwiesen hat.

Es zeigt sich, dass das Signal-Rausch-Verhältnis unabhängig von der Signaländerung ist. Eine hohe Signaländerung bedeutet nicht zwangsweise ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis und umgekehrt. Die PPP-EFM liefert mit 20% Signaländerung die höchste Auflösung,

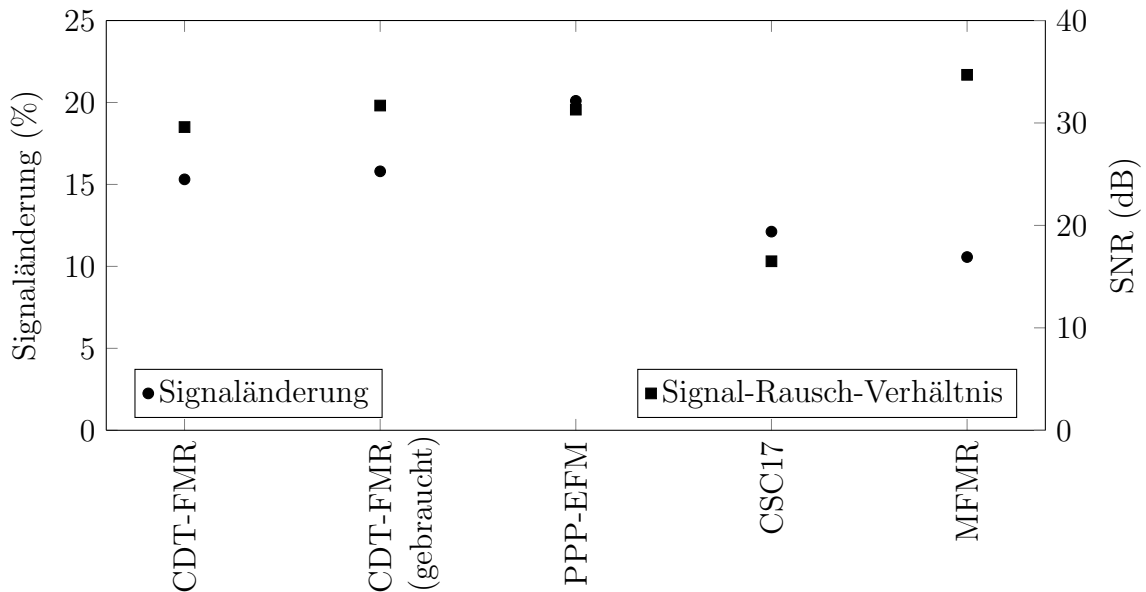


Abb. 5.27.: Auswertung der verschiedenen Rastersonden in Bezug auf Signaländerung und Signal-Rausch-Verhältnis

während sich bei der MFMR mit 35 dB SNR das geringste Rauschen einstellt. Die CSC17 weist mit einem Wert unter 20 dB bereits ein signifikant schlechtes Signal-Rausch-Verhältnis auf. Die Begründung für den hohen SNR der MFMR liegt in der großen Auflagefläche  $A_{\text{eff}}$  der Rastersonde, was bereits Abb. 5.26 zeigt. Das IC-SCM-Amplitudenbild der MFMR zeigt im Gegensatz zum IC-SCM-Amplitudenbild der PPP-EFM eine höhere Auflagefläche. Dies führt zu einer höheren Kapazitätsänderung und damit zu einer größeren Spannung  $U_{\text{ges},n}$  am Ausgang des Kapazitätssensors. Dadurch ergibt sich am Eingang des Lock-In-Verstärkers ein großes Nutzsignal und folglich auch ein höherer SNR an dessen Ausgang.

Interessant ist zudem der Vergleich der beiden Messungen mit einer neuen und einer bereits gebrauchten CDT-FMR-Rastersonde. Der Signalunterschied ist bei beiden identisch, eine erhöhte effektive Auflagefläche – wie sie bei der bereits gebrauchten Rastersonde vorliegt – führt also nicht zu einem erhöhten Signalkontrast zwischen verschiedenen dotierten Gebieten. Dies bestätigt auch die Simulation, hier hat der Parameter  $A_{\text{eff}}$  bei der Berechnung des Signalunterschieds keinen Einfluss. Die gebrauchte CDT-FMR liefert im Gegensatz zur neuen jedoch ein erhöhtes Signal-Rausch-Verhältnis, was sich durch die größere Auflagefläche der Rastersonde erklärt.

Die Auswertungen demonstrieren, dass für IC-SCM-Messungen die Rastersonden vom Typ PPP-EFM oder MFMR gut geeignet sind. Diese wurden ursprünglich für EFM- bzw. KPFM-Messungen entwickelt, liefern aber auch beim Einsatz im Kontakt-SCM gute Resultate. Die MFMR hat zwar beim Einsatz im IC-SCM eine geringere Auflösung der Dotierstoffkonzentration, liefert jedoch ein Bild mit einem sehr guten Signal-Rausch-Verhältnis. Die nur für den Kontaktmodus und die elektrischen Messungen bestimmte CSC17 und eine reine, unbeschichtete NCH sind hingegen vollkommen ungeeignet und liefern unbrauchbare Messergebnisse. Während der im Laufe dieser Arbeit durchgeführten Messungen konnte jedoch immer wieder festgestellt werden, dass eine CDT-FMR selbst dann noch zu brauchbaren Messergebnissen führte, wenn anderen Rastersonden keinerlei Kontrast mehr aufwies und einen hohen Rauschpegel zeigte. Dieser Fall tritt beispiels-



weise bei schlechter Oxidqualität ein. Die CDT-FMR liefert, bedingt durch ihre größere effektive Kontaktfläche, stets auch eine höhere Kapazitätsänderung im Vergleich mit anderen Rastersondentypen.

## 5.12. Wechselwirkung zwischen Rastersonde und Probentopografie

In diesem Abschnitt wird gezeigt, dass auch die Topografie einer Probe Einfluss auf das IC-SCM-Amplitudensignal ausübt. Im Idealfall wird das IC-SCM-Amplitudensignal nur von der Kapazität der Oberfläche, also von  $C_{\text{MOS}}$  beeinflusst. Die im Folgenden beschriebenen Effekte resultieren zum einen aus der nicht idealen Geometrie der Rastersonde und zum anderen oszilliert die Rastersonde nicht exakt im Winkel von  $90^\circ$  zur Oberfläche. Diese Gegebenheit verursacht zusätzliche Streukapazitäten, die zur Signaländerung beitragen. Dabei handelt es sich insbesondere um Streukapazitäten, die zwischen der Seitenfläche der Rastersonde und der Probenoberfläche entstehen.

Hinsichtlich der lateralen Auflösung ist eine Rastersonde ideal, die aus einem unendlich dünnen und unendlich hohen Zylinder besteht. Reale Rastersonden weisen jedoch eine dreieckförmige Spitzegeometrie auf. Besonders bei Stufen im Oberflächenverlauf der Probe bildet nicht nur der untere Kontaktbereich der Rastersonde, sondern auch der Randbereich eine Kapazität mit der Probenoberfläche. Diese Streukapazität ändert sich mit der Oszillationsfrequenz des Cantilevers  $f_{\text{Tip}}$ . Daher führen diese Streukapazitäten – wie schon in Abschnitt 5.2 beschrieben – zu einer Änderung des IC-SCM-Amplitudensignals. Um die Wechselwirkung zwischen Probentopografie und Rastersonde genauer zu untersuchen, bieten sich Proben an, die definierte Stufenprofile in verschiedenen Höhen aufweisen. Die zur Messung verwendeten Proben bestehen aus undotiertem Silizium, in das durch Ätzung rechteckförmige Gräben eingebracht sind. Den genauen Aufbau und die Topografie zeigt Abb. 5.28. Es stehen drei verschiedene Proben zur Verfügung, die sich allein in der Stufenhöhe  $h_s$  unterscheiden. Diese jeweiligen Höhen betragen  $h_s = 18 \text{ nm}$ ,  $h_s = 100 \text{ nm}$  und  $h_s = 500 \text{ nm}$ . Die Proben sind mit Siliziumoxid beschichtet, das im Graben eine niedrigere Dicke aufweist als auf der Erhöhung. Für alle Messungen in diesem Abschnitt wurde die PPP-EFM-Rastersonde verwendet. Diese hat sich im Vergleich mit Rastersonden anderen Typs in Abschnitt 5.11 bewährt, da sie eine relativ kleine effektive Kontaktfläche aufweist und ein gutes, rauscharmes IC-SCM-Amplitudensignal liefert.

Die Auswertung findet wiederum am IC-SCM-Amplitudensignal statt. Den Verlauf ei-

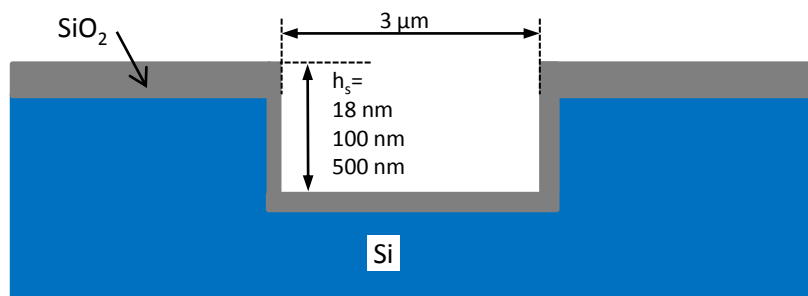


Abb. 5.28.: Aufbau der Testproben zur Untersuchung von Topografieeffekten. Zeichnung nicht maßstabgetreu. Die Oxidschicht am oberen Rand ist dicker als in der Vertiefung



ner einzelnen Zeile bei allen drei Testproben zeigt zunächst Abb. 5.29. Dort ist auch die während der IC-SCM-Aufnahme parallel gemessene Topografie aufgetragen. Die Schwingungsamplitude wurde zunächst auf  $\hat{d} = 25 \text{ nm}$  festgelegt, die Scanfrequenz in der Messung beträgt  $0,1 \text{ Hz}$ . Der Regeleinrichtung war es dementsprechend stets möglich, die Schwingungsamplitude auf einem konstanten Wert zu halten, sodass der in Abschnitt 5.10.5 beschriebene Effekt der nicht konstanten Schwingungsamplitude unterdrückt werden konnte. Betrachtet man zunächst den gemessenen Verlauf der Topografie bei dem  $500 \text{ nm}$ -Profil, so fällt auf, dass die fallende Flanke (F1) nicht so steil ausfällt wie die steigende Flanke (F2). Im  $100 \text{ nm}$ - und  $18 \text{ nm}$ -Profil weisen sowohl steigende (F6 bzw. F8) als auch fallende Flanke (F5 bzw. F7) die gleiche Steigung auf. Das IC-SCM-Amplitudensignal der  $500 \text{ nm}$ -Probe zeigt einen steilen Anstieg im Verlauf der Bewegung vom Graben zur Erhöhung

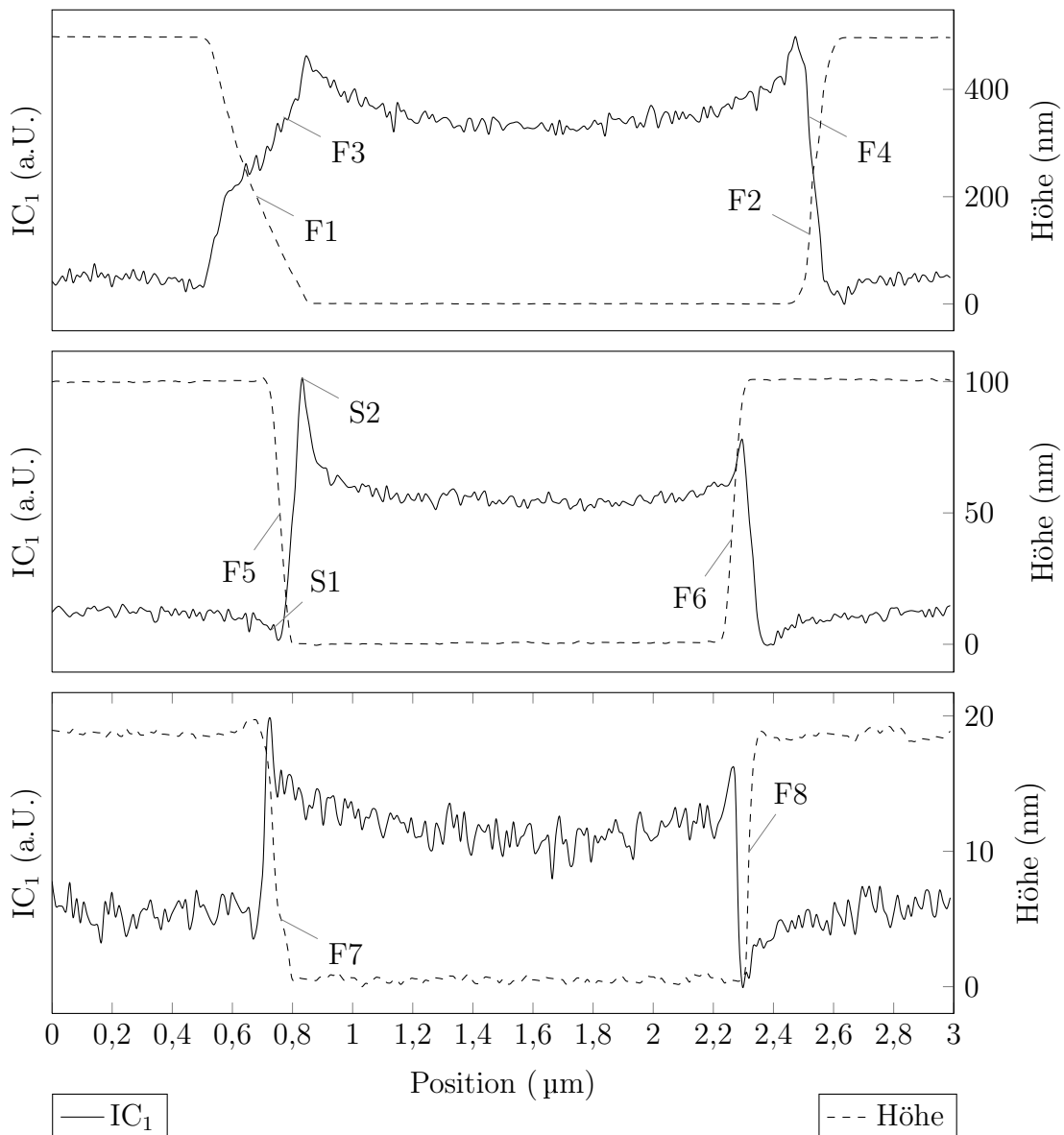


Abb. 5.29.: Topografieeffekte bei verschiedenen Stufenhöhen, Stufenhöhe  $h_s = 500 \text{ nm}$  (oben),  $h_s = 100 \text{ nm}$  (Mitte) und  $h_s = 18 \text{ nm}$  (unten). Dargestellt ist der laterale Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals  $IC_1$  und der jeweilige Höhenverlauf

(F4), beim Übergang von der Erhöhung zum Graben (F3) durchläuft das Signal jedoch einen Bereich von ca. 400 nm, bis es den Endwert erreicht hat. Die reale Flanke aller Proben ist jedoch nahezu unendlich steil und auf beiden Seiten der Vertiefung identisch.

Der Grund für die unterschiedliche Abbildung der gemessenen fallenden- und steigenden Flanke ist die Geometrie der Rastersonde, die wie auch schon in Abschnitt 5.11 festgestellt, nicht auf beiden Seiten identisch ist. Die Vorderseite der Rastersonde fällt bei nahezu allen Typen von Rastersonden, die in dieser Arbeit untersucht wurden, steiler als die Rückseite aus, was schließlich zu einer wesentlich höheren lateralen Auflösung bei Topografieanstiegen im Vergleich zu Topografieabfällen führt.

Bei der 18 nm- und der 100 nm-Probe stellt sich diese Gegebenheit nicht ein. Hier ist die Fläche, die die Rastersonde mit der Seitenwange bildet, zu gering, um eine Signaländerung zu verursachen. Es tritt jedoch ein anderer Effekt auf. Wie zu erkennen ist, macht das IC-SCM-Amplitudensignal zunächst beim Beginn des Grabens einen leichten Unterschwinger (S1) und beim Erreichen des Grabens einen eher stärker ausgeprägten Überschwinger (S2). Der Unterschwinger lässt sich durch die Reduzierung der effektiven Fläche der Rastersonde an der Kante erklären. Eine geringere Fläche hat in diesem Fall eine geringere gemessene Kapazität zu Folge, was wiederum das IC-SCM-Amplitudensignal abfallen lässt. Der entstehende Überschwinger bedeutet zunächst eine Erhöhung der gemessenen Kapazität. Diese Erhöhung lässt sich durch eine Erhöhung der Fläche erklären, die durch die geringe Distanz vom Rand der Rastersonde zur Kante entsteht. Wie schon beschrieben, treten diese Über- und Unterschwinger sowohl beim 100 nm-Profil als auch beim 18 nm-Profil auf. Beim 100 nm-Profil ist vor allem der Überschwinger stark ausgeprägt, da hier die Randfläche wesentlich größer als beim 10 nm-Profil ausfällt.

Es liegt nun nahe, den Einfluss des Randbereiches in Abhängigkeit der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  zu untersuchen. Hierfür wurden die Profile mit  $h_s = 100$  nm und  $h_s = 500$  nm mit verschiedenen Schwingungsamplituden von  $\hat{d} = 10$  nm,  $\hat{d} = 20$  nm,  $\hat{d} = 50$  nm und  $\hat{d} = 100$  nm untersucht. Die Messung einer Zeile ist in Abb. 5.30 dargestellt. Um einen Vergleich zu ermöglichen, sind alle IC-SCM-Amplitudensignale normiert, d.h., der Abstand vom Signalminimum bei der Erhöhung zum Signalmaximum im Graben ist stets identisch.

Wie zu erkennen ist, hat die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  maßgeblichen Einfluss auf diese Randeffekte. Bei kleinerer Schwingungsamplitude sind die Überschwinger weniger ausgeprägt. Dies lässt sich durch die geringfügigere Kapazitätsänderung, die zwischen den Rändern der Rastersonde und der Topografie herrscht, erklären. Große Schwingungsamplituden verursachen an den Rändern betragsmäßig große Kapazitätsänderungen, die zur Erhöhung des IC-SCM-Amplitudensignals beitragen. Auf die Unterschwinger hat die Schwingungsamplitude jedoch weniger Einfluss. Die Unterschwinger werden rein von der verminderten Kontaktfläche zwischen der Rastersonde und der Probe verursacht, die bei einer Höhenänderung entsteht. Auf diese hat die Schwingungsamplitude jedoch nahezu keinen Einfluss, die Unterschwinger sind deshalb unabhängig davon. Kleinere Schwingungsamplituden führen zudem zu einem deutlich steileren Anstieg des IC-SCM-Amplitudensignals bei der Bewegung der Rastersonde von der Erhöhung in den Graben, was vor allem beim 500 nm-Profil sehr stark ausgeprägt ist. Bei der umgekehrten Bewegung vom Graben in die Erhöhung kann dieser Effekt nicht beobachtet werden, die Steigung ist für alle Schwingungsamplituden gleich. Dies lässt sich mit der Erkenntnis vereinbaren, dass die Vorderseite der Rastersonde eine signifikant bessere laterale Auflösung durch verminderte Streukapazitäten liefert.

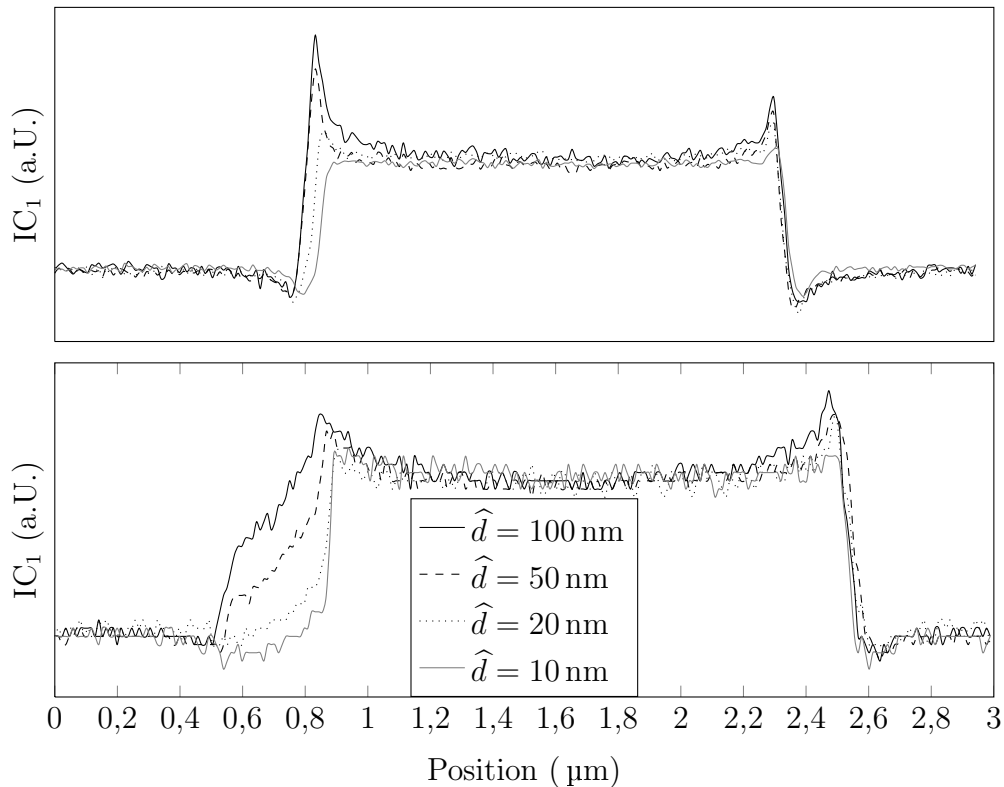


Abb. 5.30.: Topografieeinfluss in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$ , 100 nm-Profil (oben) und 500 nm-Profil (unten). Dargestellt ist der laterale Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals  $IC_1$

Der in diesem Abschnitt untersuchte Effekt der Wechselwirkung tritt bei nahezu allen Proben auf, die mit der Lift-Off-Technik präpariert wurden. Diese Proben weisen wie die hier verwendeten Testproben Topografiesprünge auf, die zu einer parasitären Änderung des IC-SCM-Amplitudensignals führen. Dadurch entstehen im IC-SCM-Amplitudenbild Kontraststellen, die rein aus Streukapazitäten zwischen Kanten und der Rastersonde resultieren.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die Wechselwirkung zwischen der Rastersonde und der Proben topografie durch die richtige Wahl der Schwingungsamplitude deutlich reduziert werden kann. Rand- und Streueffekte sind bei kleineren Schwingungsamplituden weitaus weniger ausgeprägt. Weiterhin kann durch eine geeignete Ausrichtung der Probe und der Rastersonde im RSM der Einfluss von Randeckten minimiert werden. Entscheidend für die Wahl dieser Ausrichtung ist die Topografie der Probe. Bei einer steigenden Flanke ist es von Vorteil, wenn die steilere Seite der Rastersonde die Höhenänderung zuerst passiert. Da die Ausrichtung der Rastersonde im RSM in der Regel vorgegeben ist, muss die Ausrichtung der Probe entsprechend angepasst werden. Da zudem nicht alle Rastersonden geometrisch identisch sind, kann mit der hier vorgestellten Methode die optimale Position bestimmt werden.

Die in diesem Abschnitt hervorgehobenen Effekte treten beim Kontakt-SCM nahezu nicht auf, da hier Randeckten der Rastersonde nur statische Kapazitätsänderungen verursachen und somit nicht detektiert werden [91]. Weiterhin tritt dieser Effekt bei allen Harmonischen des IC-SCM-Amplitudensignals in gleicher Weise auf. Die Betrachtung einer Oberwelle hat diesbezüglich keinen signifikanten Vorteil.



## 6. Biasspannung und Spektroskopie

Die Simulationen in Abschnitt 4.4 haben gezeigt, dass es auch bei oszillierender Rastersonde möglich ist, durch Anlegen einer DC-Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  den Arbeitspunkt auf der  $C(U)$ -Kurve zu verändern. Alle Messungen im vorherigen Kapitel wurden ohne angelegte Spannung (also bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$ ) durchgeführt. Die Vorteile, die sich aus dem Anlegen einer Biasspannung ergeben, wurden bereits in Abschnitt 4.4 ausgeführt. In diesem Kapitel wird dies bewiesen und genauer untersucht.

Die Biasspannung darf nur so hoch gewählt werden, dass kein Durchbruch der Oxidschicht stattfindet. Dieser Durchbruch würde die Oxidschicht lokal zerstören, was letztendlich dazu führt, dass sich der MOS-Kondensator nicht mehr ausbildet. Ebenso muss auch die Verweilzeit der Rastersonde an einem Ort der Probe möglichst kurz gehalten werden. Dies beugt einer zeitlichen Degradation des Oxides und damit einem thermischen Durchbruch vor. Die Durchbruchspannung des Oxides ist abhängig von dessen Dicke. Spannungen im Bereich von  $\pm 5 \text{ V}$  können jedoch selbst bei Schichtdicken von wenigen Nanometern angewendet werden[92].

In diesem Kapitel wird stets nur das IC-SCM-Amplitudensignal der Grundschwingung  $IC_1$  ausgewertet. Die Signale höherer Harmonischer weisen zwar eine erhöhte Signaländerung auf, deren Signal-Rausch-Verhältnis ist jedoch im Gegensatz zu dem der Grundschwingung deutlich reduziert. Weiterhin liefern die Signale höherer Harmonischer keine weiteren Informationen.

### 6.1. Auswirkung der Biasspannung

Zunächst wird untersucht, welche Einflüsse die Biasspannung auf den IC-Modus hat. Da der IC-Modus weitaus geringere laterale Kräfte auf die Probe ausübt, gewinnen zusätzlich wirkende Kräfte an Einfluss. Aufgrund des Aufbaus des Kapazitätssensors liegt das Potenzial der Rastersonde bei IC-SCM auf Masse. Die Biasspannung muss somit zwischen der Probe und Masse angelegt werden. Durch das von der Biasspannung ausgehende elektrische Feld zwischen Rastersonde und Probenoberfläche wird eine elektrostatische Kraft hervorgerufen, die Einfluss auf den IC-Modus ausübt[93, 94, 95]. Modelliert man die Rastersonde und die Probenoberfläche als Plattenkondensator mit der Fläche  $A_{\text{eff}}$  und dem Abstand  $d$ , lässt sich die darin gespeicherte Energie durch

$$W = \frac{1}{2} C U_{\text{Bias}}^2 = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A_{\text{eff}}}{d} U_{\text{Bias}}^2 \quad (6.1)$$

ausdrücken. Die Kraft  $F$  zwischen der Probe und der Rastersonde ist demnach

$$F = \frac{dW}{dd} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r A_{\text{eff}} \left( \frac{U_{\text{Bias}}}{d} \right)^2. \quad (6.2)$$

Die angelegte Spannung  $U_{\text{Bias}}$  geht also quadratisch in die elektrostatische Kraft  $F$  ein. Diese Kraft  $F$  ist indirekt proportional zum Quadrat des Abstands  $d$  zwischen Rasterson-

## 6. Biasspannung und Spektroskopie

de und Probe. Zunächst wird die Auswirkung der elektrostatischen Kraft auf die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  und das IC-SCM-Amplitudensignal untersucht. Hierfür wurde eine Messung auf einer undotierten Siliziumprobe durchgeführt. Da in undotiertem Silizium nur die intrinsische Ladungsträgerdichte vorliegt, die bei Raumtemperatur sehr gering ist, stellt sich kein messbares  $C(U)$ -Verhalten ein. Diese spezielle Messung wird daher nicht beeinflusst. Die Rastersonde wurde für die Messung auf einer festen Stelle abgesetzt und die Spannung zwischen Rastersonde und Probe rampenförmig von  $-5\text{ V}$  bis  $+5\text{ V}$  erhöht. Mit dem Lock-In-Verstärker wurde dabei die Spannung  $\hat{U}_{\text{vert}}$  des Detektors betrachtet und in eine entsprechende Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  umgerechnet (siehe Kapitel 3). Weiterhin wurde das IC-SCM-Amplitudensignal in die Messung mit aufgenommen, um die kapazitive Änderung feststellen zu können. Abbildung 6.1 zeigt die Verläufe der Schwingungsamplitude und der gemessenen Kapazitätsänderung in Abhängigkeit von  $U_{\text{Bias}}$ . Die Messungen wurden sowohl bei eingeschalteter als auch bei ausgeschalteter Regelung des z-Piezos durchgeführt.

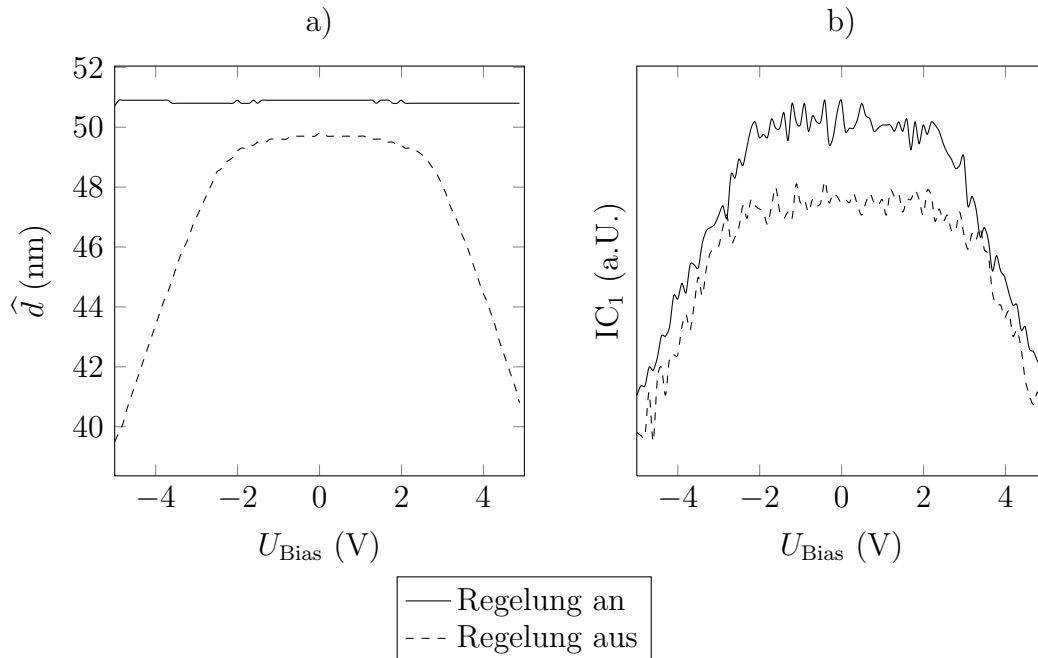


Abb. 6.1.: Einfluss der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  auf die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  a) und auf das IC-SCM-Amplitudensignal  $IC_1$  b), jeweils bei ein- und ausgeschalteter Regelung des z-Piezos

Bei abgeschalteter Regelung fällt auf, dass die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  mit zunehmendem Betrag der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  abnimmt. Aus dieser abnehmenden Schwingungsamplitude resultiert auch ein reduziertes IC-SCM-Amplitudensignal (vgl. Abschnitt 5.10.2, Abb. 5.20). Bei eingeschalteter Regelung wird die Schwingungsamplitude durch den Regelkreis des z-Piezos konstant gehalten. Die elektrostatische Kraft auf die Rastersonde reduziert zunächst auch in diesem Fall die Schwingungsamplitude. Dies wird von der Regelung detektiert und durch eine Bewegung des z-Piezos nach oben ausgeglichen. Dadurch entsteht ein zusätzlicher Abstand  $d_{\text{Off}}$  zwischen dem untersten Punkt der Bewegung der Rastersonde und der Probenoberfläche. Durch diesen Abstand vermindert sich die Wirkung der elektrostatischen Kraft auf die Rastersonde und der Ausgangswert der Schwingungsamplitude stellt sich wieder ein. Der zusätzliche Abstand  $d_{\text{Off}}$  steht in direktem

Zusammenhang mit der Serienkapazität  $C_{\text{Off}}$  (vgl. Abb. 4.1). Eine Zunahme von  $d_{\text{Off}}$  bewirkt eine Abnahme der Serienkapazität  $C_{\text{Off}}$ . Weiterhin sind der Abstand  $d_{\text{Off}}$  und damit auch die Kapazität  $C_{\text{Off}}$  von der Biasspannung abhängig. Mit zunehmender Biasspannung erhöht sich die statische Kraft und demnach ist ein größerer Abstand erforderlich, um den Ausgangswert der Schwingungsamplitude wieder zu erreichen.

Da die Kapazität der Probe nahezu keine Spannungsabhängigkeit aufweist, resultiert die Abnahme des IC-SCM-Amplitudensignals bei eingeschalteter Regelung (Abb. 6.1 b)) ausschließlich aus der Abnahme der Serienkapazität  $C_{\text{Off}}$ . Prinzipiell lässt sich dies mit den Messungen in Abschnitt 5.10.3 vergleichen, bei denen dieser zusätzliche Abstand jedoch erzwungen wurde. Die genaue Ermittlung der Abstands-Spannungsabhängigkeit erweist sich als schwierig. Es kann keinesfalls von der reduzierten Schwingungsamplitude auf den Abstand geschlossen werden. Das bedeutet beispielsweise: Wenn sich die Schwingungsamplitude um 5 nm reduziert, stellt sich nicht zwangsläufig ein zusätzlicher Abstand von 5 nm ein. Die Begründung liefert das mechanische System Rastersonde-Cantilever, bei dem beispielsweise die genaue Durchbiegung des Cantilevers nicht bekannt ist. Es bleibt also einzig die Möglichkeit, diesen Abstand und somit in direktem Zusammenhang die resultierende Serienkapazität zu vermeiden. Dies ist allein bei abgeschalteter Regelung möglich. Die abgeschaltete z-Regelung ermöglicht zwar die Positionierung der Rastersonde an einer bestimmten Stelle der Probe, die zweidimensionale Aufnahme ist jedoch nicht möglich, da hier stets Höhenunterschiede durch den z-Piezo ausgeglichen werden müssen.

Es gilt dementsprechend zu untersuchen, wo sich das Optimum der Parameter des IC-Modus befindet, bei dem eine Reduktion der Schwingungsamplitude minimal ausfällt, bzw. ganz vermieden wird. Da sich verschiedene Ausgangsschwingungsamplituden und Anregungskräfte einstellen lassen, wurde auf dem feststehenden Punkt einer Probe die Schwingungsamplitude in Abhängigkeit von der angelegten Spannung gemessen. Das Ergebnis der Messung ist in Abb. 6.2 dargestellt. Die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  wurde dabei für jede Messung auf den Grundwert normiert, d.h., alle Messwerte wurden stets durch den Wert der Schwingungsamplitude bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  (mit  $\hat{d}_0$  bezeichnet) geteilt. Dies ermöglicht einen einfachen Vergleich der einzelnen Messungen. Wie Abb. 6.2 zeigt, ist die

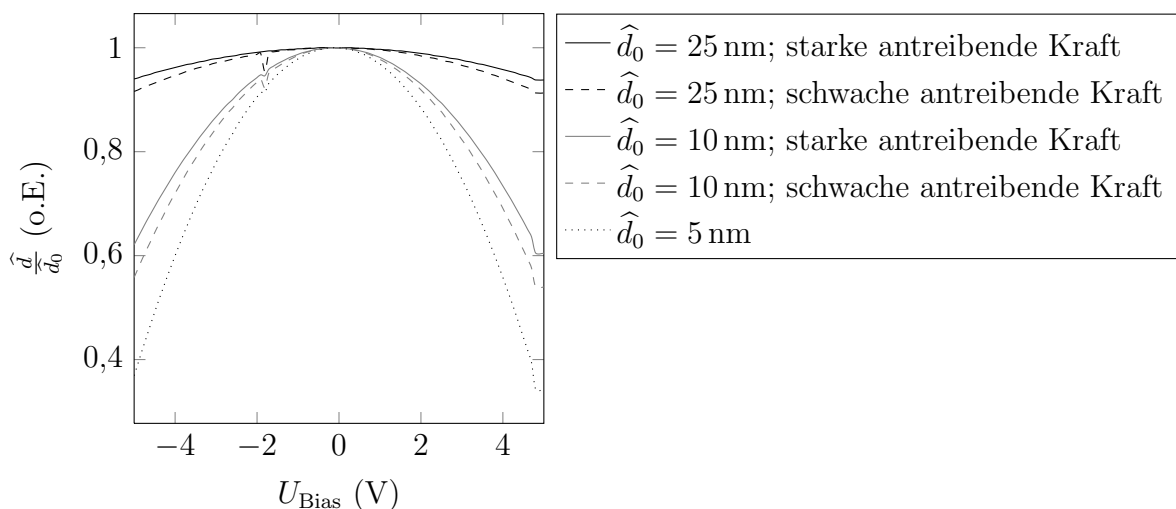


Abb. 6.2.: Relative Änderung  $\hat{d}/\hat{d}_0$  der Schwingungsamplitude in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  bei ausgeschalteter Regelung mit verschiedenen Ausgangswerten  $\hat{d}_0$  der Schwingungsamplitude als Parameter

relative Änderung der Schwingungsamplitude stark von ihrem Ausgangswert  $\hat{d}_0$  abhängig. Hohe Schwingungsamplituden zeigen eine niedrigere relative Änderung als kleine Schwingungsamplituden. Eine weitere Einflussgröße ist die Spannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$ , von der die antreibende Kraft der Schwingung der Rastersonde abhängt. Je höher der Wert für  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$ , desto niedriger ist die relative Änderung. Der Einfluss von  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  fällt jedoch, verglichen dem Einfluss des Ausgangswertes  $\hat{d}_0$ , sehr gering aus. Generell kann man keine allgemeine Beziehung zwischen angelegter Biasspannung und Änderung der Schwingungsamplitude herstellen, da auch bestimmte Eigenschaften der verwendeten Probe (z.B. Oxiddicke) eine Rolle spielen[96].

## 6.2. Spektroskopie

Bei der Kapazitätsmessung versteht man unter Spektroskopie die Aufnahme des vollständigen Kapazitätsverlaufs in Abhängigkeit von der Biasspannung ( $C(U_{\text{Bias}})$ ). Wie auch beim Kontakt-SCM wird dabei eine variable Gleichspannung  $U_{\text{Bias}}$  zur Verschiebung des Arbeitspunktes verwendet. Dieser Abschnitt erläutert, wie bei IC-SCM auf die  $C(U)$ -Kurve geschlossen werden kann. Das beschriebene Verfahren wird als IC-SCS (Intermittent-Contact-Scanning-Capacitance-Spectroscopy) bezeichnet. Der schematische Aufbau ist in Abb. 6.3 ersichtlich. Die vom Kapazitätssensor als Spannungssignal erfasste Kapazität  $C_{\text{IC}}(t, U)$  besteht in diesem Fall aus der Serienschaltung der spannungsabhängigen MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}(U)$ , der Oszillationskapazität  $C_{\text{osc}}(t)$  (siehe Abschnitt 4.1) und einer evtl. vorhandenen Offsetkapazität  $C_{\text{Off}}$ . Letztere resultiert aus einem Abstand  $d_{\text{Off}}$  zwischen dem untersten Punkt der Bewegung der Rastersonde und der Probenoberfläche.

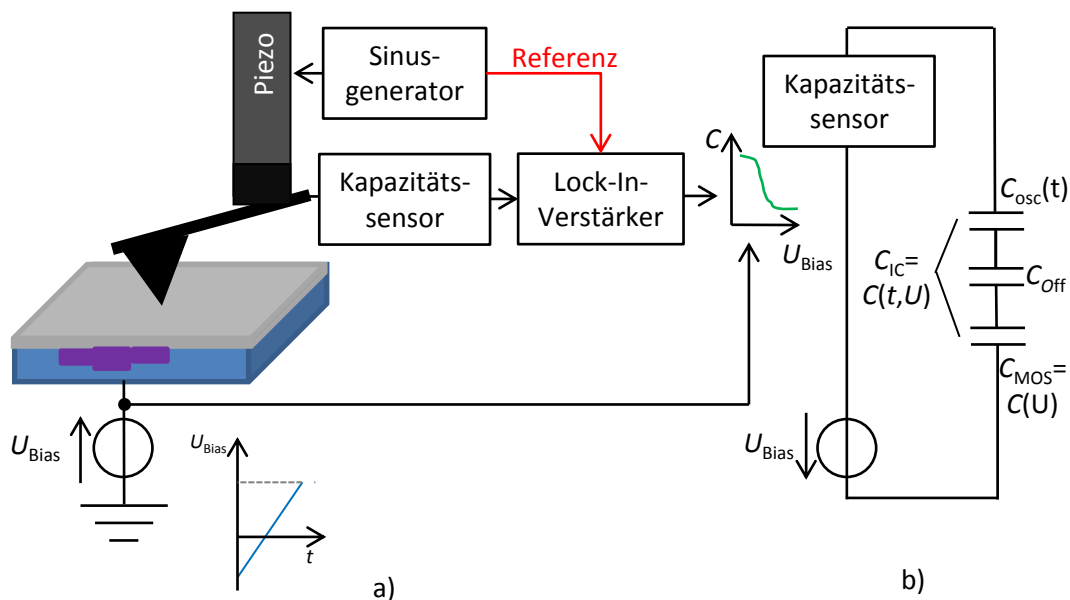


Abb. 6.3.: Aufbau Spektroskopie im IC-Modus am RSM a) und vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild b)

Wie bereits im vorangegangenen Abschnitt beschrieben, verringert sich die Schwingungsamplitude abhängig vom Betrag der zusätzlich angelegten Biasspannung. Die relative Änderung  $\hat{d}/\hat{d}_0$  verkleinert sich mit zunehmender Schwingungsamplitude  $\hat{d}_0$ . Zusätzlich



ist es von Vorteil, dass gleichzeitig eine möglichst hohe antreibende Kraft, also eine großes  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  gewählt wird.

Die Messung des C(U)-Verlaufs geschieht nun derart, dass zu jedem Spannungswert  $U_{\text{Bias}}$  das korrespondierende IC-SCM-Amplitudensignal festgehalten wird. Es muss dabei jedoch unbedingt sichergestellt werden, dass die Schwingungsamplitude während der gesamten Messzeit konstant bleibt. Dies kann nur bei ausgeschalteter Regelung des z-Piezos durchgeführt werden, da sich sonst ein von der Biasspannung hervorgerufener Abstand  $d_{\text{Off}}$  einstellt. Sowohl Variationen von  $\hat{d}$  als auch von  $d_{\text{Off}}$  führen zu unerwünschten Änderungen des IC-SCM-Amplitudensignals. Diese Änderungen werden also nicht vom gesuchten C(U)-Verlauf verursacht, sondern treten als unerwünschte parasitäre Effekte auf.

Die durchgeführten Messungen haben gezeigt, dass der Einfluss der Schwingungsamplitude im Gegensatz zum Einfluss des C(U)-Verlaufs selbst auf das IC-SCM-Amplitudensignal deutlich dominiert (vgl. Abschnitt 5.10). Ein großer Wert der Schwingungsamplitude hat in diesem Zusammenhang zwei Vorteile: Zum einen nimmt der Einfluss der Biasspannung ab, zum anderen ist der Einfluss bei einer Änderung der Schwingungsamplitude auf das IC-SCM-Amplitudensignal bei großen Schwingungsamplituden geringer als bei Kleinen (siehe Abb. 5.20 a)).

Den Verlauf des gemessenen IC-SCM-Amplitudensignals der Grundschiwingung in Abhängigkeit von der Biasspannung zeigt Abb. 6.4, dargestellt sind drei Messungen auf verschiedenen dotierten Gebieten einer Probe. Es handelt sich dabei um ein p-dotiertes Gebiet der Konzentration  $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  und um zwei n-dotierte Gebiete mit Konzentrationen von  $N_D = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  und  $N_D = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ . N- und p-Dotierung zeigen einen gespiegelten Verlauf.

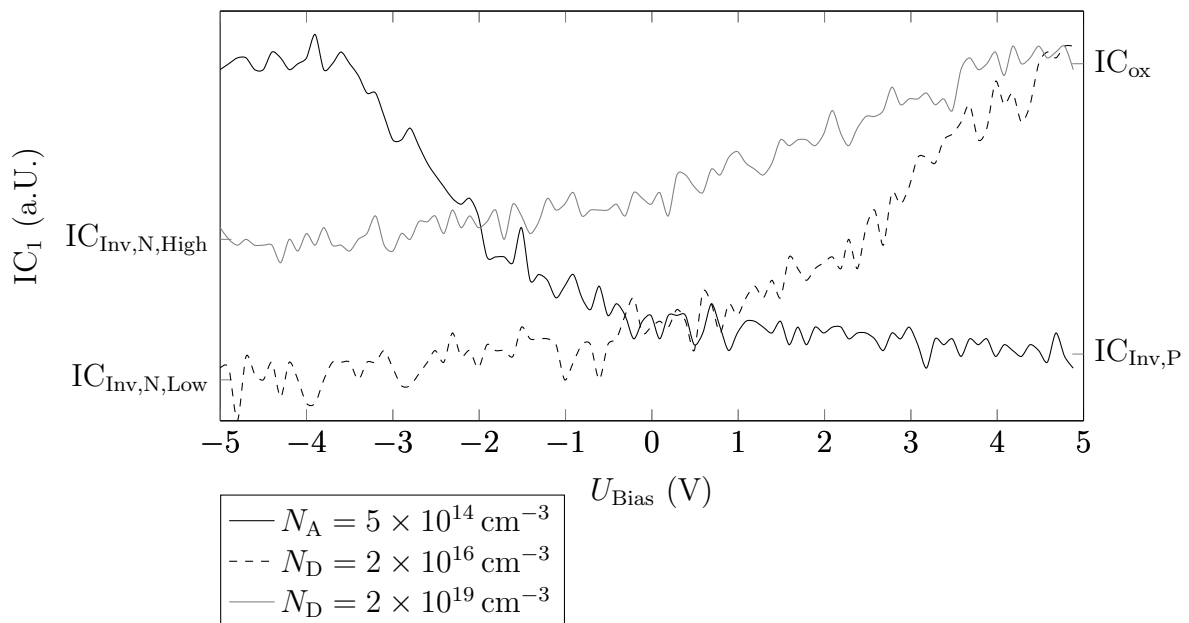


Abb. 6.4.: IC-SCS-Messung an drei verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen. Dargestellt ist der Verlauf des IC-SCM-Amplitudensignals  $IC_1$  in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$

Aus Abb. 6.4 ist ersichtlich, dass sich die IC-SCM-Amplitude bei niedriger Dotierstoffkonzentration stärker mit  $U_{\text{Bias}}$  ändert. Weiterhin ist das Maximum des IC-SCM-

Amplitudensignals bei allen drei Verläufen annähernd gleich groß. Dieser Maximalwert des IC-SCM-Amplitudensignals  $IC_{ox}$  repräsentiert demnach die Oxidkapazität  $C_{ox}$ . Die beiden Messungen auf den n-dotierten Gebieten weisen zudem unterschiedliche IC-SCM-Amplitudenwerte in vollständiger Inversion auf (bei negativer Biasspannung, im Diagramm mit  $IC_{Inv,N,High}$  und  $IC_{Inv,N,Low}$  bezeichnet).

Alle drei gemessenen  $C(U)$ -Verläufe zeigen das erwartete Verhalten. Die Messung musste jedoch mehrmals durchgeführt und der Mittelwert aus den Messungen gebildet werden. Messungen bei deaktivierter z-Regelung sind generell problematisch, da hierbei jegliche Höhenunterschiede, die z.B. thermischer Drift oder kleinere Erschütterungen hervorrufen, nicht ausgeglichen werden können. Die Messungen stellen folglich einen Kompromiss zwischen Messzeit und Messgenauigkeit dar. Bei längerer Messzeit kann eine höhere Ausgangszeitkonstante für den Lock-In-Verstärker gewählt werden, was zu einem besseren Signal-Rausch-Verhältnis führt, andererseits erhöht sich die Gefahr des thermischen Drifts.

Eine Repositionierung der Rastersonde in x- oder y-Richtung ist zudem ohne abgeschaltete Regelung nicht durchführbar. Deshalb ist es erforderlich, die Rastersonde bei eingeschalteter Regelung an der gewünschten Stelle der Probe zu platzieren. Erst nach dieser Positionierung kann die Regelung deaktiviert werden.

### 6.3. Erhöhung der Auflösung durch Biasspannung

In diesem Abschnitt wird gezeigt, wie der Signalunterschied zwischen verschiedenen dotierten Gebieten einer Probe mithilfe der Biasspannung maximiert werden kann. Da diese Maximierung bei einem einzelnen Zeilenscan bzw. bei einer zweidimensionalen Aufnahme Anwendung findet, kann die Regelung des z-Piezoes nicht deaktiviert werden. Topografieänderungen müssen hierbei stets ausgeglichen werden, auch wenn diese im unteren Nanometerbereich auftreten. Auch völlig plangeschliffene Proben in Cross-Section können nie absolut parallel zu der x- und y-Ebene der Rastersonde liegen, was immer einen Höhenausgleich zur Rastersonde erfordert.

Im Folgenden wird erläutert, wie zwischen verschiedenen dotierten Gebieten durch Anlegen einer bestimmten Biasspannung ein erhöhter Signalkontrast – trotz der sich einstellenden Offsetkapazität  $C_{Off}$  – erreicht werden kann. Generell gilt für den IC-Modus, dass ein zusätzlicher Abstand eine Verschlechterung der lateralen Auflösung mit sich bringt. Die im Folgenden durchgeführten Untersuchungen beziehen sich daher ausschließlich auf die Dotierungsauflösung.

Um den maximal erreichbaren Kontrast bestimmen zu können, bietet sich die Spektroskopie an. Diese wird in diesem Fall jedoch mit eingeschalteter z-Regelung auf verschiedenen dotierten Gebieten durchgeführt. Ein Gebiet ist p-dotiert und weist eine Konzentration von  $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  auf, das andere ist n-dotiert mit einer Konzentration von  $N_D = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Das Ergebnis ist wiederum eine  $C(U)$ -Kurve, in der jedoch die Offsetkapazität Einfluss nimmt und dadurch den  $C(U)$ -Verlauf verfälscht. Dieser Sachverhalt stört in diesem Zusammenhang nicht weiter, da nur der relative Unterschied zwischen den beiden verschiedenen dotierten Gebieten von Interesse ist. Bei der Messung dieser  $C(U)$ -Kurve muss beachtet werden, dass die Spannungsrampe nur so schnell durchlaufen wird, dass es der z-Regelung stets möglich ist, die entstehende Reduktion der Schwingungsamplitude auszugleichen. Eine Kontrolle dazu kann über die Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  erfolgen. Erst wenn dieses den ursprünglich eingestellten Wert nach Änderung der Biasspannung erreicht hat, darf der zugehörige IC-SCM-Amplitudenwert aufgenommen werden. Abbil-

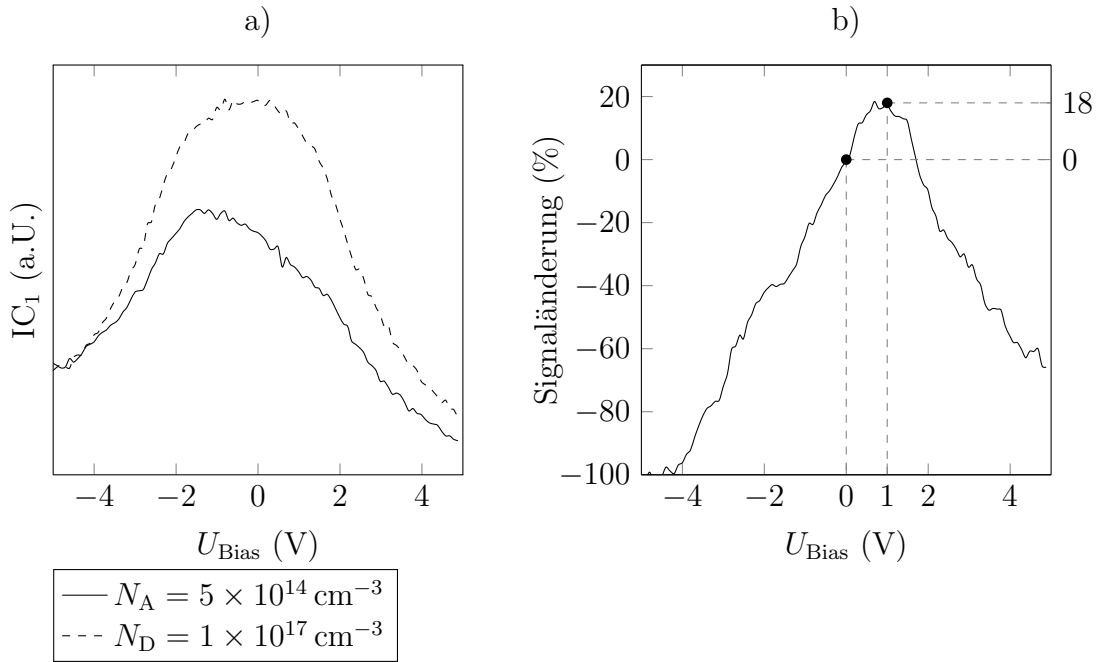


Abb. 6.5.: IC-SCM-Amplitudensignal  $IC_1$  in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  für zwei verschiedene Dotierungen a) und relative Signaländerung zwischen den Gebieten in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  b)

Abbildung 6.5 a) zeigt die Kapazitätsverläufe in Bezug zur anliegenden Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$ . Die zur Messung eingestellte Schwingungsamplitude beträgt dabei  $\hat{d} = 20$  nm. In Abb. 6.5 b) ist der Signalunterschied zwischen den beiden Dotierstoffkonzentrationen in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  dargestellt.

Der Bezugswert für Abb. 6.5 b) entspricht der Signaländerung bei  $U_{\text{Bias}} = 0$  V. Wie zu erkennen ist, nimmt der Wert der relativen Signaländerung bei einer Biasspannung um 1 V ein Maximum von ca. 18% an. Bei weiter ansteigender Biasspannung nimmt der Wert der relativen Signaländerung wieder ab.

Eine Erklärung für diese Beobachtung liefert die  $C(U)$ -Charakteristik der verschieden dotierten Gebiete. Bei positiver Biasspannung wandert das p-dotierte Gebiet weiter in den Zustand der Inversion (Kapazität nimmt ab), das n-dotierte Gebiet wird weiter zur Akkumulation hin verlagert (Kapazität nimmt zu). Rein unter Betrachtung dieser Gesichtspunkte stellt sich folglich bei maximal positiver Biasspannung die höchste Signaländerung zwischen den beiden verschieden dotierten Gebieten ein. Im Gegensatz hierzu steht jedoch der sich einstellende Abstand Rastersonde-Probenoberfläche  $d_{\text{Off}}$  aufgrund der Biasspannung, der maßgeblichen Einfluss hat. Die Auswirkung dieses Abstands wurde bereits mithilfe der numerischen Simulation in Abschnitt 4.4 gezeigt. Bei zunehmendem Abstand stellt sich ein verschlechtertes Ansprechverhalten der MOS-Struktur auf verschiedene Biasspannungen ein, zudem wird der Signalunterschied zwischen verschiedenen dotierten Gebieten kleiner. Auch in diesem Beispiel gilt, wenn der Betrag der Biasspannung einen bestimmten Wert überschreitet, stellt sich keine Signaländerung mehr ein und beide Gebiete weisen ein identisches IC-SCM-Amplitudensignal auf.

Die eben beschriebene Spektroskopie ermöglicht es, den maximal erreichbaren Signalunterschied zu bestimmen, der sich in Abhängigkeit von der Biasspannung ergibt. Es muss jedoch beachtet werden, dass der aus der Biasspannung entstehende Abstand  $d_{\text{Off}}$

## 6. Biasspannung und Spektroskopie

Einfluss auf das Signal-Rausch-Verhältnis hat. Die Messung des SNR in Abhängigkeit der Biasspannung für dieses Beispiel ist in Abb. 6.6 zu finden. Sie erfolgte auf dem mit  $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  dotierten Gebiet.

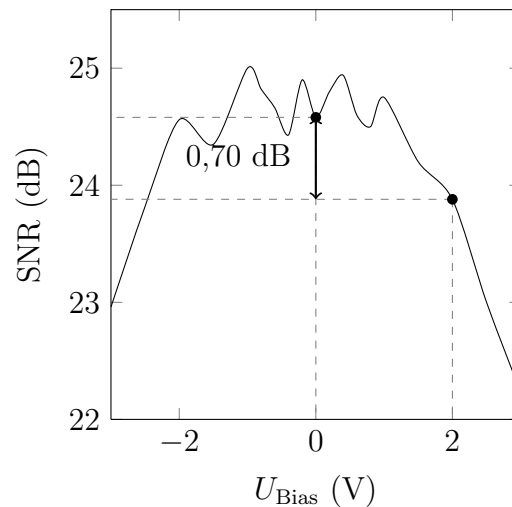


Abb. 6.6.: Signal-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$

Wie bereits im Vorfeld vermutet, verschlechtert der zunehmende Abstand das Signal-Rausch-Verhältnis. Bei einer Änderung der Biasspannung von 0 V nach 2 V verschlechtert sich der SNR um weniger als 1 dB. Der Einfluss ist also minimal.

Im nächsten Schritt wird der Einfluss der Biasspannung auf den Signalkontrast zwischen Gebieten gleichen Dotiertyps, aber unterschiedlicher Konzentration auch experimentell verifiziert. Die Simulationen in Abschnitt 4.4 haben bereits gezeigt, dass sich der größtmögliche Signalkontrast bei Messungen ohne Biasspannung bzw. bei sehr kleinen Werten um 0 V ergibt. Die durchgeführten Verifikationsmessungen haben im Rahmen der Messgenauigkeit den höchsten Signalkontrast bei  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  nachgewiesen. Die Simulation ist diesbezüglich bestätigt.

### 6.4. Bestimmung des Dotiertyps

Bei den bisher beschriebenen Vorgehensweisen und Verfahren mit IC-SCM ist keine eindeutige Dotierstoffzuweisung (n- oder p-Dotierung) möglich. In diesem Abschnitt wird jedoch gezeigt, dass sich aus dem  $C(U)$ -Verhalten auch für IC-SCM ein Verfahren ableiten lässt, das eine Dotiertypzuordnung in zweidimensionaler Darstellung ermöglicht. Das Endergebnis ist dementsprechend ein digitales Bild, das mit zwei verschiedenen Farben n- und p-Dotierungen darstellt. Dies entspricht prinzipiell dem Phasenbild des Kontakt-SCM. Speziell wird dabei folgendes Verhalten bezüglich des Kapazitäts-Spannungszusammenhangs zu Grunde gelegt:

- Mit steigender Spannung (vom negativen in den positiven Spannungsbereich) steigt bei n-Dotierung die Kapazität und umgekehrt,
- mit steigender Spannung fällt bei p-Dotierung die Kapazität und umgekehrt.

Es werden dazu zwei Aufnahmen bei verschiedenen Biasspannungen, im Folgenden mit  $U_{\text{Bias},1}$  und  $U_{\text{Bias},2}$  bezeichnet, erstellt. Der IC-SCM-Amplitudenwert für die p-Dotierung,

der sich bei der Biasspannung  $U_{\text{Bias},1}$  einstellt, wird mit  $IC_{p,1}$  bezeichnet, der Wert bei der Biasspannung  $U_{\text{Bias},2}$  mit  $IC_{p,2}$ . Für n-Dotierung werden dementsprechend die IC-SCM-Amplitudenwerte  $IC_{n,1}$  und  $IC_{n,2}$  genannt. Die Differenz der Amplitudenwerte wird für p-Dotierung mit

$$IC_{\text{Diff},p} = IC_{p,2} - IC_{p,1} \quad (6.3)$$

und für n-Dotierung mit

$$IC_{\text{Diff},n} = IC_{n,2} - IC_{n,1} \quad (6.4)$$

gebildet. Für den Fall  $U_{\text{Bias},2} > U_{\text{Bias},1}$  ist:

- Bei n-Dotierung:  $IC_{\text{Diff},n} > 0$ ,
- bei p-Dotierung:  $IC_{\text{Diff},p} < 0$ .

Dies gilt jedoch nur in Bereichen, in denen der  $C(U)$ -Verlauf Änderungen aufweist. Befindet sich die MOS-Struktur vollständig in Akkumulation bzw. vollständig in Inversion, ist dieses Vorgehen nicht mehr möglich, da in diesen Bereichen keine Spannungsabhängigkeit herrscht. Die Spannungen  $U_{\text{Bias},1}$  und  $U_{\text{Bias},2}$  dürfen also einen gewissen Betrag nicht überschreiten. Nach der Simulation in Abschnitt 4.2 liegt dieser Bereich bei einer Oxiddicke von 3 nm bei ca.  $-2$  V bis  $+2$  V.

Da jedoch bereits in Abschnitt 6.1 gezeigt wurde, dass sich bei angelegter Spannung die Offsetkapazität  $C_{\text{Off}}$  ändert, ist es wichtig, dass die beiden Biasspannungen  $U_{\text{Bias},1}$  und  $U_{\text{Bias},2}$  so gewählt werden, dass die sich jeweils einstellenden Offsetkapazitäten denselben Wert aufweisen. Dies lässt sich erreichen, indem die Biasspannungen betragsmäßig gleich, aber mit unterschiedlicher Polarität gewählt werden. Das Ergebnis der durchgeführten Messung ist in Abb. 6.7 grafisch dargestellt. Die einzelnen IC-SCM-Amplitudenwerte und den Signalunterschied zeigt zahlenmäßig Tab. 6.1. Die Werte  $IC_{\text{Diff},n}$  und  $IC_{\text{Diff},p}$  wurden dabei mit (6.3) und (6.4) berechnet.

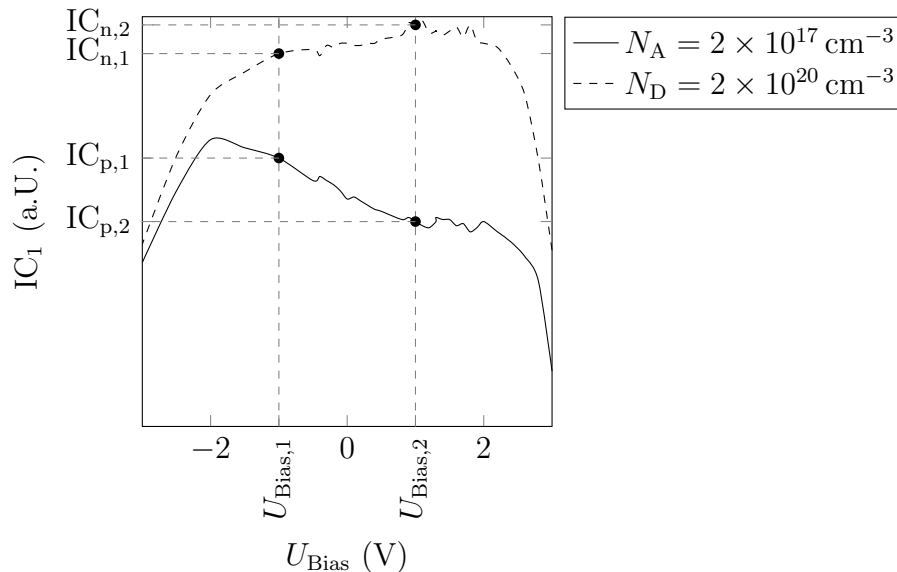


Abb. 6.7.: Messung des IC-SCM-Amplitudensignals  $IC_1$  in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{\text{Bias}}$  für zwei Dotierungen unterschiedlichen Typs bei eingeschalteter z-Regelung

Bezeichnung	IC-SCM-Amplitude (a.U.)
IC <sub>p,1</sub>	4,81
IC <sub>p,2</sub>	4,50
IC <sub>n,1</sub>	5,32
IC <sub>n,2</sub>	5,46
IC <sub>Diff,p</sub>	-0,31
IC <sub>Diff,n</sub>	0,14

Tab. 6.1.: Berechnung der Signalunterschiede zur Bestimmung des Dotiertyps

Durch den unterschiedlichen Dotiertyp zeigen sich für p- und n-dotierte Gebiete im Bereich von  $-1\text{ V} \leq U_{\text{Bias}} \leq 1\text{ V}$  voneinander abweichende Steigungen. Weist  $U_{\text{Bias}}$  einen höheren Betrag als  $1\text{ V}$  auf, wird der Verlauf durch  $C_{\text{Off}}$  zunehmend verfälscht.

Bei  $U_{\text{Bias}} = -1\text{ V}$  erhält man für den n-dotierten Bereich einen geringeren Amplitudenwert (IC<sub>n,1</sub>) im Vergleich zur Messung bei  $U_{\text{Bias}} = 1\text{ V}$  (IC<sub>n,2</sub>). Die Differenz IC<sub>Diff,n</sub> ist also positiv. Der entsprechende Differenzwert für das p-dotierte Gebiet (IC<sub>Diff,p</sub>) ist im Gegensatz dazu jedoch negativ. Aus dem Vorzeichen des jeweiligen Differenzwertes lassen sich also n- und p-Dotierung voneinander unterscheiden. Die Beträge der Differenzen IC<sub>Diff,p</sub> und IC<sub>Diff,n</sub> sind zudem abhängig von der Dotierstoffkonzentration. Jedoch lassen sich daraus keine zuverlässigen Rückschlüsse ziehen, da der Wert von mehreren unbekanntem Faktoren (wie z.B. der Flachbandspannung  $U_{\text{FB}}$ ) beeinflusst wird. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit diese Differenz nur zur Bestimmung des Dotiertyps verwendet.

Die gezeigte Vorgehensweise wird im Folgenden auf zweidimensionale Aufnahmen angewendet. Dazu werden an einer Probe zwei Messungen mit Biasspannungen gleichen Betrags, jedoch unterschiedlicher Polarität durchgeführt. Die daraus ermittelten Messwerte werden punktweise voneinander subtrahiert. Bildpunkte dieses Differenzbildes, die negative Werte aufweisen, stellen nach obiger Herleitung p-dotierte Gebiete dar, Punkte mit positiven Werten n-dotierte Gebiete. Werden für die Signaldarstellung zwei verschiedene Farben gewählt, ergibt sich ein sogenanntes Schwellwertbild, bei dem die Dotierung aus den Farben ersichtlich ist.

Abbildung 6.8 zeigt eine Anwendung des beschriebenen Verfahrens anhand einer Probe, die in Lift-Off-Technik präpariert ist. Bei dieser Vorgehensweise liefert das in Abb. 6.8 d) dargestellte Schwellwertbild ähnliche Informationen wie das Kontakt-SCM-Phasenbild.

Problematisch ist in diesem Fall nur das in Abb. 6.8 mit Pfeil markierte Gebiet. Dieses ist hoch n-dotiert und besteht aus Polysilizium. Dort liefert weder das Kontakt-SCM-Phasen- noch das IC-SCM-Schwellwertbild ein eindeutiges Ergebnis. Diesem Gebiet kann kein Dotiertyp mit Gewissheit zugeordnet werden. Der Grund hierfür liegt im C(U)-Verhalten hochdotierter Gebiete, diese weisen nahezu keine messbare Spannungs-Kapazitätsabhängigkeit mehr auf. Die Differenzbildung von zwei Messungen bei verschiedenen Biasspannungen ist daher problematisch und liefert nur noch sehr kleine Werte. Das IC-SCM-Amplitudensignal ist weiterhin von einem bestimmten Rauschpegel überlagert, das entstehende Schwellwertbild zeigt dementsprechend keinen eindeutigen Kontrast. Generell erscheinen hochdotierte Stellen im Schwellwertbild verrauscht. Eine Verbesserung liefert eine betragsmäßige Erhöhung der Biasspannung. Auch hier darf jedoch ein bestimmter Schwellwert nicht überschritten werden, da sonst die Offsetkapazität dominiert und somit das beschriebene Vorgehen nicht mehr funktioniert. Betrachtet man Abb. 6.7, können in diesem Fall Biasspannungen von  $+2\text{ V}$  und  $-2\text{ V}$  verwendet werden. In diesem Bereich ist noch eine eindeutige Steigung für jeden der beiden Dotierstofftypen erkennbar.

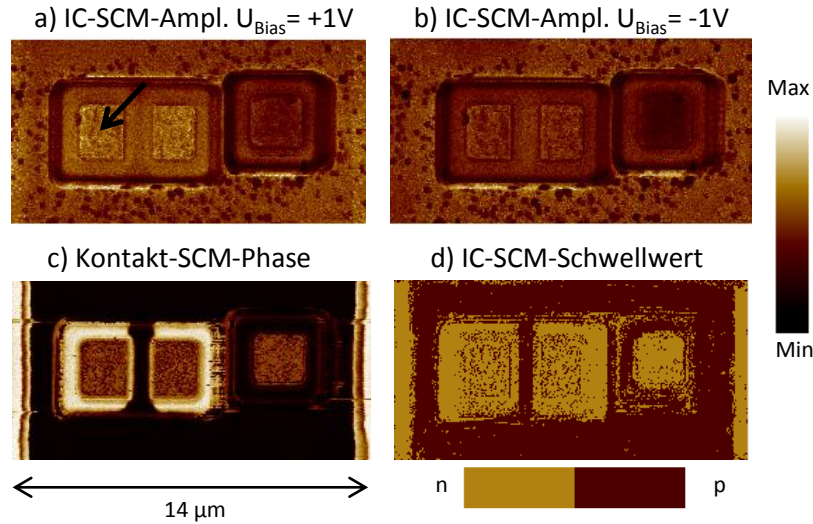


Abb. 6.8.: 1. Beispiel: Zweidimensionale IC-SCM-Aufnahme zur Bestimmung des Dotiertyps. IC-SCM-Amplitudenbild bei  $U_{\text{Bias}} = +1V$  a) und bei  $U_{\text{Bias}} = -1V$  b), vergleichendes Kontakt-SCM-Phasenbild c), Schwellwertbild d)

Bei höheren Spannungen jedoch nimmt der IC-SCM-Amplitudenwert durch die Offsetkapazität stark ab.

Ein weiteres Beispiel mit gleicher Vorgehensweise zeigt Abb. 6.9. Auch in diesem Fall weist das IC-SCM-Schwellwertbild für weite Bereiche einen eindeutigen Kontrast zwischen Dotiergebieten verschiedenen Typs auf. Einzige Ausnahme bildet hier erneut ein hochdotiertes Gebiet aus Polysilizium. Dieses ist in Abb. 6.9 wiederum mit einem Pfeil markiert. Eine eindeutige Zuweisung des Dotiertyps bezüglich der p- bzw. n-Dotierung kann an dieser Stelle nicht stattfinden.

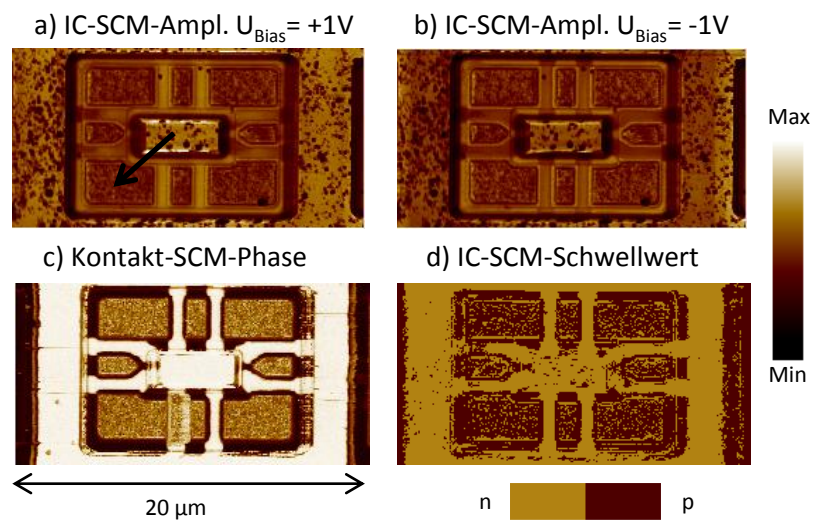


Abb. 6.9.: 2. Beispiel: Zweidimensionale IC-SCM-Aufnahme zur Bestimmung des Dotiertyps. IC-SCM-Amplitudenbild bei  $U_{\text{Bias}} = +1V$  a) und bei  $U_{\text{Bias}} = -1V$  b), vergleichendes Kontakt-SCM-Phasenbild c), Schwellwertbild d)

## 6.5. Identifizierung dotierter Gebiete mithilfe der Spannungsabhängigkeit

In Kapitel 5 wurde der Effekt festgestellt, dass das IC-SCM-Amplitudensignal selbst für Proben mit identisch dotierten Gebieten unterschiedliche Signalpegel aufweisen kann. Dieser Effekt kann auftreten, wenn sich Gebiete auf unterschiedlichen Höhenebenen befinden. Insbesondere bei Proben, die in Lift-Off-Technik präpariert wurden, sind solche Höhenstufen zu beobachten. Um diese Gegebenheit genauer zu untersuchen, empfiehlt sich die Kapazitätsspektroskopie. Hierfür wird nochmals eine in Abschnitt 5.8 beschriebene Probe verwendet. Deren Aufbau sowie Details der Messungen sind in Abb. 5.13 dargestellt.

Wie in Abb. 5.13 zu erkennen ist, liefert das IC-SCM-Amplitudensignal für beide n-dotierten Gebiete (A) und (B) aus Polysilizium einen unterschiedlichen Signalpegel. Die beiden Gebiete weisen jedoch identische Dotierung (in Konzentration und Typ) auf. Im Gegensatz dazu sind sowohl das Kontakt-SCM-Amplitudensignal als auch das Kontakt-SCM-Phasensignal für beide Gebiete identisch. Zur näheren Untersuchung des Spannungs-Kapazitätszusammenhangs wurde deshalb von beiden Gebieten das IC-SCM-Amplitudensignal  $IC_1$  in Abhängigkeit von  $U_{Bias}$  in Abb. 6.10 aufgetragen. Die Regelung des z-Piezos war während der Messung aktiviert, die dargestellten Verläufe sind demnach durch ein entstehendes  $C_{Off}$  verfälscht.

Bei  $U_{Bias} = 0\text{ V}$  erhält man auch bei der Messung des Kapazitätsspektrums unterschiedliche Absolutpegel des IC-SCM-Amplitudensignals. Das Gebiet (A) weist eine geringere Kapazität ( $IC_A$ ) als das Gebiet (B) (Kapazität  $IC_B$ ) auf. Aus diesem Grund erscheinen die beiden Gebiete in Abb. 5.13 mit verschiedenen Signalpegeln.

Abgesehen von den Absolutwerten sind Steigung und Kurvenform der IC-SCM-Amplitudenverläufe für beide Gebieten im Bereich  $-3\text{ V} \leq U_{Bias} \leq 3\text{ V}$  nahezu identisch. Da beim Kontakt-SCM diese Steigung die Messgröße darstellt, zeigt sowohl das Kontakt-SCM-Phasen- als auch das Kontakt-SCM-Amplitudenbild keinen Unterschied zwischen den beiden Gebieten.

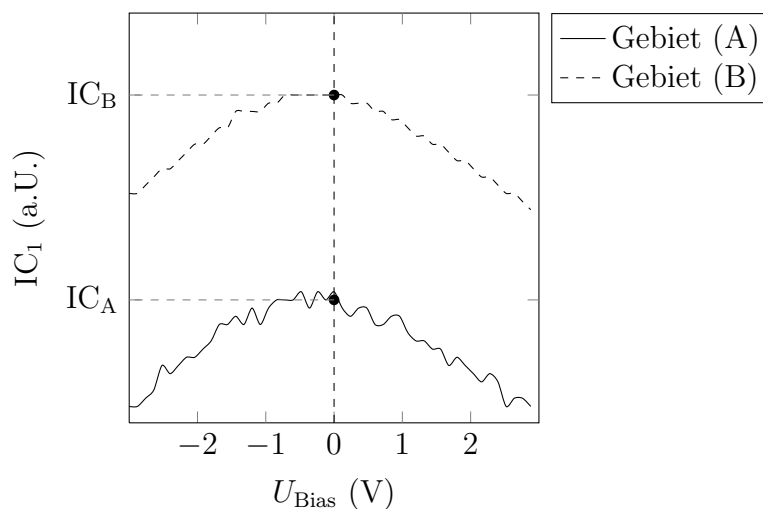


Abb. 6.10.: Messung des IC-SCM-Amplitudensignals  $IC_1$  in Abhängigkeit von der Biasspannung  $U_{Bias}$  an zwei identisch dotierten Gebieten aus Polysilizium. Die beiden Gebiete befinden sich auf unterschiedlichen Topografieebenen



### 6.5. Identifizierung dotierter Gebiete mithilfe der Spannungsabhängigkeit

Der mit IC-SCM ermittelte kleinere Kapazitätswert des Gebietes (A) im Vergleich zum Gebiet (B) lässt sich durch eine zusätzliche Serienkapazität erklären. Diese Serienkapazität befindet sich zwischen dem Gebiet (A) und dem Bulk der Probe. Das IC-SCM-Amplitudensignal vermindert sich dadurch unabhängig von der Spannung, indem es mit einem bestimmten Offset nach unten verschoben wird. Dieser Offset ist abhängig von der Serienkapazität, die Steigung des Kapazitätsverlaufes wird dadurch nicht beeinflusst.

Die Möglichkeit der Spektroskopie erlaubt es, mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit festzustellen, ob zwei Gebiete identisch dotiert sind (in Konzentration und Typ). Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen hat es sich gezeigt, dass das reine IC-SCM-Amplitudensignal – besonders bei Proben nach Lift-Off-Präparation – nicht zuverlässig ist. Durch Anwendung der in diesem Kapitel beschriebenen Spektroskopie und damit der Messung des Kapazitätsverlaufes in Abhängigkeit von der Biasspannung kann eine zuverlässige Aussage über die Dotierung getroffen werden. Bei Proben in Cross-Section, die aufgrund der Präparation keine Topografieunterschiede aufweisen, wurde dieser Effekt in zahlreichen Messungen nicht festgestellt. In diesen Proben erschienen gleich dotierte Gebiete stets mit identischer Signalstärke.



# 7. Kapazitätsbestimmung durch Strommessung

In diesem Kapitel wird auf die Kapazitätsbestimmung mithilfe des Verschiebestromverfahrens eingegangen. Die theoretischen Grundlagen hierzu wurden bereits in Abschnitt 4.5 beschrieben. Der Kapazitätssensor wird durch einen Stromsensor ersetzt[97]. Dieser wird im Folgenden als DCCS (für engl. „Displacement Current Capacitance Sensor“, zu deutsch „Verschiebestromkapazitätssensor“) bezeichnet. Es wurde bereits mit Simulationen gezeigt, dass der Einsatz des DCCS sowohl im IC-Modus als auch im Kontaktmodus möglich ist. Wie auch beim Einsatz eines herkömmlichen Kapazitätssensors ist im IC-Modus der Verschiebestrom abhängig von der MOS-Kapazität bei der Spannung  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$ , während beim Kontaktmodus die differenzielle Kapazität  $\frac{dC}{dU}$  detektiert wird. Grundsätzlich ist davon auszugehen, dass bei beiden Verfahren ein Lock-In-Verstärker zur Signalarückgewinnung erforderlich ist. Das Nutzsignal am Ausgang des DCCS wird deutlich kleiner sein als der Rauschanteil. Es ist also von einem relativ schlechten Signal-Rausch-Verhältnis an dessen Ausgang auszugehen. Für eine Anwendung des DCCS am RSM muss der Kapazitätssensor durch den DCCS ersetzt werden. Die weitere Beschaltung ist identisch mit der des Kapazitätssensors und wurde für den Kontaktmodus bereits in Abschnitt 1.5, für den IC-Modus in Kapitel 5 erläutert.

Wie beim Einsatz des Kapazitätssensors wird im IC-Modus dabei lediglich eine DC-Spannungsquelle verwendet. Als Referenz für den Lock-In-Verstärker dient wiederum das Anregungssignal der Oszillation der Rastersonde. Im Kontaktmodus wird die MOS-Struktur durch die angelegte Wechselspannung  $U_{\text{AC}}$  moduliert, ein ggf. zusätzlicher Gleichspannungsanteil  $U_{\text{Bias}}$  dient zur Verschiebung des Arbeitspunktes auf dem C(U)-Verlauf. Hier wird die Wechselspannung als Referenz für den Lock-In-Verstärker verwendet.

## 7.1. Messeinrichtung

Die Messung von kleinen Wechselströmen erweist sich prinzipiell als schwierig, da das Nutzsignal von einem Rauschpegel überlagert wird. Der zur Signalarückgewinnung verwendete Lock-In-Verstärker erfordert an seinem Eingang ein Spannungssignal. Aus diesem Grund muss der Verschiebestrom in eine Spannung umgewandelt werden. Um einen niedrigen Rauschpegel zu erreichen, ist es von Vorteil, wenn dieser Sensor nahe der Rastersonde platziert wird. Zudem erzielt diese Anordnung niedrige parasitäre Reihenwiderstände und Kapazitäten. Die Verbindung zwischen der Rastersonde und der Messeinrichtung (ggf. dem Lock-In-Verstärker selbst) muss aus EMV-technischen Gründen geschirmt sein. Deshalb sind Koaxialkabel unumgänglich. Diese weisen allerdings selbst bei sehr hoher Qualität noch einen Kapazitätsbelag von  $100 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$  auf. Eine Messleitung mit der Länge von 1 m hat damit bereits eine zu hohe Kapazität. Bei parasitären Streukapazitäten von ca. 1 pF dominiert diese Leitungskapazität deutlich.

Zur Detektion des Verschiebestroms wird ein Operationsverstärker verwendet, der als

## 7. Kapazitätsbestimmung durch Strommessung

I-U-Wandler beschaltet ist[98]. Das Prinzipschaltbild zeigt Abb. 7.1, die Beschreibung der verwendeten Größen findet in Tab. 7.1 statt. Das Verhältnis der Umsetzung von Strom zu Spannung wird durch den Widerstand  $R_{FB}$  im Rückkopplungszweig bestimmt. Dabei bezeichnet  $C_{FB}$  die parasitäre Kapazität, die weitestgehend vom Widerstand  $R_{FB}$  hervorgerufen wird. Die parasitäre Kapazität  $C_{FB}$  und die beiden Rauschspannungsquellen  $U_{no,I-}$  und  $U_{no,R}$  sind zur einfacheren Unterscheidung in Abb. 7.1 zusätzlich mit Strichlinie dargestellt.

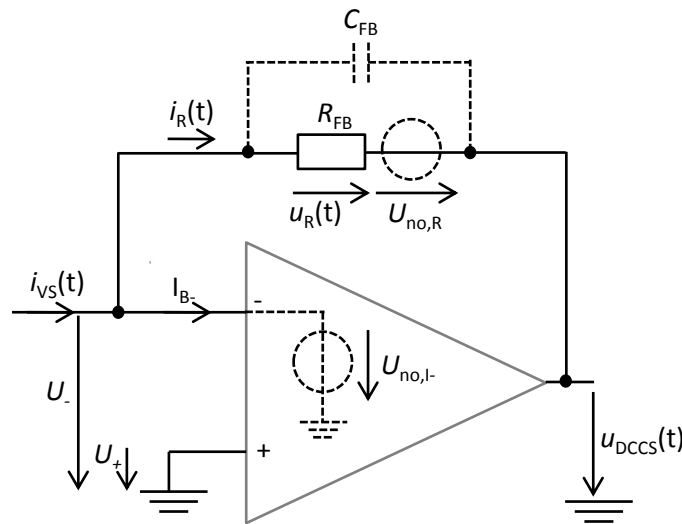


Abb. 7.1.: Schaltbild des DCCS realisiert durch Operationsverstärker

Bezeichnung	Beschreibung
$i_{VS}(t)$	zeitabhängiger Verschiebestrom (Messgröße)
$I_{B-}$	Strom in den invertierenden Eingang des OP
$R_{FB}$	Rückkopplungswiderstand
$C_{FB}$	parasitäre Kapazität des Rückkopplungswiderstands
$i_R(t)$	Strom durch den Rückkopplungswiderstand $R_{FB}$
$U_{no,I-}$	Rauschspannung am invertierenden Eingang des OP
$U_{no,R}$	Rauschspannung am Widerstand $R_{FB}$ (weißes Rauschen)
$U_+$	Spannung am nicht invertierenden Eingang
$U_-$	Spannung am invertierenden Eingang
$u_{DCCS}(t)$	Ausgangsspannung des DCCS

Tab. 7.1.: Beschreibung der verwendeten Größen vom DCCS

Folgende Eigenschaften des OPs werden im Weiteren als ideal betrachtet:

- Kein Spannungsabfall zwischen invertierendem und nicht invertierendem Eingang, d.h.  $U_+ - U_- = 0 \text{ V}$ ,
- unendlich großes Verstärkungsbandbreiteprodukt (GBW) und Slew-Rate (SR).

Die Summe der Ströme im Knoten beim invertierenden Eingang des Operationsverstärkers ergibt null, der Eingangsstrom  $i_{VS}(t)$  fließt dementsprechend über den Widerstand  $R_{FB}$

und es gilt  $i_{\text{VS}}(t) = i_{\text{R}}(t)$ . Für die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers gilt schließlich die Beziehung

$$u_{\text{DCCS}}(t) = -i_{\text{VS}}(t)R_{\text{FB}}. \quad (7.1)$$

Bei realen Operationsverstärkern kann jedoch (7.1) nicht vollständig erfüllt werden, da in den invertierenden Eingang ein gewisser Strom  $I_{\text{B}}$  fließt. Dieser Strom  $I_{\text{B}}$  hängt vom verwendeten Operationsverstärker ab. Bei der Auswahl der Operationsverstärkers muss also auf ein möglichst kleines  $I_{\text{B}}$  geachtet werden. Zum einen gewährleistet dies eine stets korrekte Strom-/Spannungsumsetzung, zum anderen fällt die Rauschspannung  $U_{\text{no,L}}$  (siehe Anhang B) geringer aus. Um den Strom  $i_{\text{VS}}(t)$  möglichst genau zu messen, müssen weitere Leckströme vermieden werden, die sich zwischen Rastersonde und OP bilden.

Die Ausgangsspannung  $u_{\text{DCCS}}(t)$  des DCCS wird einem Lock-In-Verstärker zugeführt. Zur Vermeidung des Einflusses weiter Rauschquellen ist es vorteilhaft, wenn der Effektivwert von  $u_{\text{DCCS}}(t)$  größer als 1  $\mu\text{V}$  ist[99]. Eine Rauschquelle stellt vor allem das Eigenrauschen des Lock-In-Verstärkers an seinem Eingang dar. Es treten jedoch auch weitere Rauschquellen durch elektromagnetische Einstrahlungen zwischen dem DCCS und dem Lock-In-Verstärker auf. Bei einem Verschiebestrom im einstelligen pA-Bereich und einer Ausgangsspannung von 1  $\mu\text{V}$  ist demnach ein Rückkopplungswiderstand von

$$R_{\text{FB}} = \frac{1 \mu\text{V}}{1 \text{ pA}} = 1 \text{ M}\Omega \quad (7.2)$$

erforderlich.

Beim Verschiebestrom  $i_{\text{VS}}(t)$  handelt es sich um eine Wechselgröße. Deshalb übt  $C_{\text{FB}}$  einen zusätzlichen maßgebenden Einfluss auf die Strom-/Spannungsumsetzung aus. Die Parallelschaltung aus  $R_{\text{FB}}$  und  $C_{\text{FB}}$  stellt die effektive Rückkopplungsimpedanz

$$\underline{Z}_{\text{FB}}(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{FB}}} + j\omega C_{\text{FB}}} = \frac{R_{\text{FB}}}{1 + j\omega R_{\text{FB}}C_{\text{FB}}} \quad (7.3)$$

dar, der Betrag daraus ist

$$|Z_{\text{FB}}(f)| = \frac{R_{\text{FB}}}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_{\text{FB}}^2 C_{\text{FB}}^2}}. \quad (7.4)$$

Die Kapazität  $C_{\text{FB}}$  begrenzt demnach den Faktor der Strom-/Spannungsumsetzung. Der Verschiebestrom ist sowohl für den IC- als auch für den Kontaktmodus direkt proportional zu seiner Frequenz. Für den Fall  $C_{\text{FB}} = 0$  wirkt nur der Widerstand  $R_{\text{FB}}$  und die Ausgangsspannung des DCCS verhält sich direkt proportional zum Verschiebestrom. Reale Widerstände weisen stets eine gewisse Streukapazität auf, für die im Folgenden ein typischer Wert von  $C_{\text{FB}} = 1 \text{ pF}$  angenommen wird. Im Anhang A wird der Umsetzungsfaktor zwischen dem Verschiebestrom und der Ausgangsspannung des DCCS in Abhängigkeit von der Frequenz berechnet. Dabei wird berücksichtigt, dass der Betrag des Verschiebestroms selbst von der Frequenz abhängig ist. Wie in Abb. A.1 zu erkennen ist, steigt die Ausgangsspannung des DCCS bis zu einer Frequenz von ca. 200 kHz steil mit der Frequenz an, um sich dann nur noch geringfügig zu ändern. Aus diesem Grund ist es von Vorteil, wenn sich die Frequenz des Verschiebestroms unter diesem Wert befindet, da mit steigender Frequenz zusätzliche Einflüsse an Bedeutung gewinnen.

### 7.1.1. Rauschanalyse

Der Lock-In-Verstärker kann das Nutzsinal nicht mehr aus dem Rauschen extrahieren, wenn seine dynamische Reserve hierzu nicht ausreicht. Um die Realisierbarkeit grundsätzlich feststellen zu können, erfolgt zunächst vorab eine Berechnung des zu erwartenden Signal-Rausch-Verhältnisses am Ausgang des Operationsverstärkers.

Die Berechnung des Signal-Rausch-Verhältnisses ist sowohl für den IC- als auch für den Kontaktmodus im Anhang B zu finden. Nach Rechnung beträgt es für den IC-Modus  $-35,8$  dB (Gleichung B.10), der Wert des Kontaktmodus fällt mit  $-95,7$  dB (Gleichung B.15) deutlich geringer aus (Details zur Berechnung siehe folgende Abschnitte). Da die dynamische Reserve des Lock-In-Verstärkers in der Regel über  $100$  dB beträgt, sollte die Funktionsweise des DCCS zumindest für den IC-Modus gegeben sein. Nicht berücksichtigt wurden in dieser Rechnung Rauschpegel, die von elektromagnetischer Einstrahlung verursacht werden. Diese werden letztendlich noch zusätzlich zur Verschlechterung des SNR beitragen.

## 7.2. IC-Modus

Im IC-Modus liefert bereits die Grundschiwingung des Verschiebestroms  $\hat{I}_{VS,1}$  eine Aussage über die Dotierstoffkonzentration. Da die Grundschiwingung die niedrigste Frequenz aufweist, wird im Folgenden versucht, diese messtechnisch zu erfassen.

### 7.2.1. Parameterwahl

Die Simulationen zum IC-Modus haben gezeigt, dass der Verschiebestrom bei einer Dotierstoffkonzentration von  $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  auf der Grundschiwingung eine Stromamplitude von  $\hat{I}_{VS,1} = 2,28$  pA aufweist. Die Frequenz dieses Stroms wird durch die Resonanzfrequenz der Rastersonde vorgegeben und liegt beim Einsatz einer herkömmlichen, beschichteten Rastersonde bei ca.  $f_{\text{Tip}} = 75$  kHz. Bei dieser Frequenz findet noch keine signifikante Beeinflussung der Rückkopplung durch die Kapazität  $C_{\text{FB}}$  statt (siehe Abb. A.1).

Es ist zu erwarten, dass der reale zu messende Strom noch kleiner ausfallen wird. Gründe hierfür sind zum einen ein nicht ideales Oxid und zum anderen die reale effektive Kontaktfläche der Rastersonde, die in der Regel kleiner ist als die in der Simulation mit  $10.000 \text{ nm}^2$  gewählte Fläche.

Der Verschiebestrom  $i_{VS}(t)$  ist abhängig von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$ . Nach Abb. 4.18 nimmt die Grundschiwingung des Verschiebestroms  $\hat{I}_{VS,1}$  bei einer Schwingungsamplitude von ca.  $\hat{d} = 10$  nm einen Maximalwert an. Weiterhin wurde bereits festgestellt, dass die Spannung  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  keinen Einfluss auf den Kapazitätsverlauf hat und folglich auch den Verschiebestrom nicht beeinflusst. Als Rastersonde wurde aufgrund der relativ großen Kontaktfläche eine gebrauchte CDT-FMR (siehe Abschnitt 5.11) verwendet. Bei dieser ist von einer relativ großen zeitlichen Kapazitätsänderung und damit auch von einem hohen Verschiebestrom auszugehen.

Die Spannung  $U_{\text{Bias}}$  hat jedoch den größten Einfluss auf den zu erwartenden Verschiebestrom. Schaltungstechnisch betrachtet verhält sich der Verschiebestromsensor jedoch wie der Kapazitätssensor, der einen Kurzschluss darstellt. Es wird also der Effekt einer zusätzlichen Serienkapazität mit zunehmendem Betrag von  $U_{\text{Bias}}$  auftreten, der bereits in Kapitel 6.1 genauer untersucht wurde. Der Betrag der Spannung  $U_{\text{Bias}}$  muss also

möglichst klein, jedoch hoch genug gewählt werden, um einen ausreichend hohen messbaren Verschiebestrom hervorzurufen. Die Untersuchungen im Folgenden beschränken sich auf die Darstellung der Dotierstoffkonzentration von Gebieten, die den gleichen Dotiertyp aufweisen. Gemäß den Simulationen in Abschnitt 4.4 ist es sinnvoll, die Polarität der Spannung  $U_{\text{Bias}}$  dem Dotiertyp anzupassen, um einen möglichst großen Signalunterschied zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen zu erhalten. Bei n-Dotierung muss also die Rastersonde gegenüber dem Bulk der Probe negatives Potenzial aufweisen, bei p-Dotierung positives. Einen Richtwert für den Betrag von  $U_{\text{Bias}}$  liefern die Untersuchungen in Abschnitt 6.3. Nach Abb. 6.5 weist das n-dotierte Gebiet mit der Dotierstoffkonzentration  $N_{\text{D}} = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  bei  $U_{\text{Bias}} = -0,5 \text{ V}$  einen nahezu unveränderten Pegel des IC-SCM-Amplitudensignals im Gegensatz zur Messung mit  $U_{\text{Bias}} = 0 \text{ V}$  auf. Für die nachfolgenden Messungen wird daher  $U_{\text{Bias}} = -0,5 \text{ V}$  gewählt.

Aufgrund der messtechnischen Einschränkung konnte jedoch stets nur die Grundschwingung von  $i_{\text{VS}}(t)$  ausgewertet werden. Die Berechnung des Stroms erfolgt über den vom Lock-In-Verstärker ausgegebenen Spannungswert. Er wird über den Betrag der Impedanz  $|Z_{\text{FB}}|$  in den entsprechenden Stromwert umgerechnet. Um eine möglichst exakte Berechnung des Stroms zu gewährleisten, wird  $|Z_{\text{FB}}|$  mithilfe eines LCR-Meters bestimmt. Bei der Oszillationsfrequenz der Rastersonde von  $f_{\text{Tip}} = 85,853 \text{ kHz}$  beträgt der gemessene Wert der Impedanz  $|Z_{\text{FB}}| = 0,92 \text{ M}\Omega$ . Der Simulationswert von  $|Z_{\text{FB}}| = 0,90 \text{ M}\Omega$  bei der Frequenz  $f_{\text{Tip}} = 75 \text{ kHz}$  ist geringfügig kleiner, was auf ein kleineres reales  $C_{\text{FB}}$  von  $1 \text{ pF}$  hindeutet. Letztendlich führt dies zu einer leicht erhöhten Strom-/Spannungsumsetzung des OPs.

Aufgrund des Messsystems ist die Ausgangsspannung vom Lock-In-Verstärker mit einer Offsetspannung überlagert. Zur Ermittlung dieser Offsetspannung wird die Rastersonde so positioniert, dass diese in weitem Abstand zur Probenoberfläche frei schwingt. Die dabei gemessene Spannung ist die Offsetspannung, die bei weiteren Messungen von der bei Probenkontakt gemessenen Spannung abgezogen wird.

### 7.2.2. Darstellung der Dotierstoffkonzentration

Um die Eignung des Verfahrens zur Messung unterschiedlicher Dotierstoffkonzentrationen zu testen, wird die bereits in Abschnitt 5.8.1 vorgestellte treppenförmig dotierte Probe verwendet. Abbildung 7.2 zeigt den Verlauf des Verschiebestroms  $\hat{I}_{\text{VS},1}$  nach Messung im IC-Modus entlang des Stufenprofils.

Es ist klar zu erkennen, dass sich mit zunehmender Dotierstoffkonzentration auch ein höherer Verschiebestrom einstellt. Dies wird auch von den Simulationen in Abschnitt 4.5 bestätigt. Das Signal-Rausch-Verhältnis ist jedoch im Gegensatz zum Verfahren mit Kapazitätssensor deutlich niedriger. Der relative Einfluss anderer Parameter wie z.B. der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  auf das Signal-Rausch-Verhältnis ist im Vergleich zum Rauschen des DCCS vernachlässigbar und wird deshalb im Folgenden nicht weiter untersucht. Daher ist es auch erforderlich, die Ausgangszeitkonstante des Lock-In-Verstärkers zu erhöhen, was wiederum eine längere Messzeit zur Folge hat.

Der gemessene Wert des Verschiebestroms  $\hat{I}_{\text{VS},1}$  ist deutlich geringer als der mithilfe der Simulation ermittelte. Wie bereits in Abschnitt 7.2.1 sind die Gründe hierfür die kleinere effektive Kontaktfläche  $A_{\text{eff}}$  der Rastersonde sowie weitere nicht ideale Effekte. Trotzdem zeigt sich in Abb. 7.2 ein deutlicher Unterschied zwischen den verschiedenen dotierten Gebieten. Die Grenze der Stromauflösung ist mit dem zur Messung verwendeten

## 7. Kapazitätsbestimmung durch Strommessung

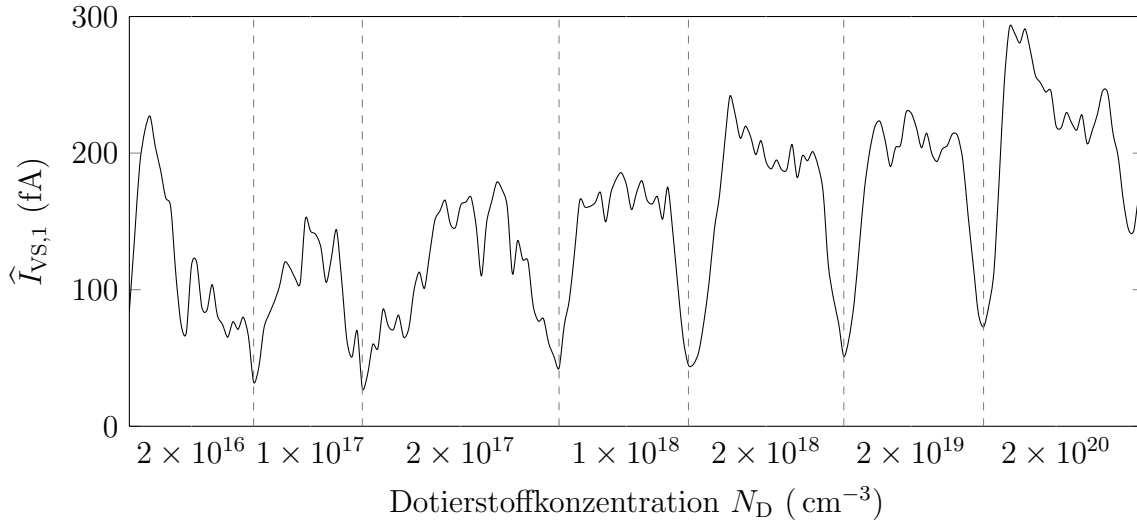


Abb. 7.2.: Messung des Verschiebestroms auf Treppenprofil

DCCS jedoch erreicht. Versuche mit neuen PPP-EFM-Rastersonden lieferten durch die wesentlich kleinere Kontaktfläche keinen messbaren Verschiebestrom.

Untersucht wird schließlich noch der Einfluss der statischen Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  auf den Verschiebestrom. Die Kapazität  $C_{\text{Stray}}$  wird in erster Linie von zusätzlichen Komponenten wie dem Halteplättchen und nicht von der eigentlichen Spitze der Rastersonde selbst gebildet. Der Abstand des Halteplättchens zur Probe oder zu sonstigen Komponenten der Probenaufnahme beeinflusst also  $C_{\text{Stray}}$ . Bei konstanter Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  ergibt sich bei variierender Kapazität  $C_{\text{Stray}}$  keine messbare Änderung des Verschiebestroms  $I_{\text{VS},1}$ . Bei Messung mit dem Kapazitätssensor (siehe Kapitel 5) ändert sich das IC-SCM-Amplitudensignal jedoch bei einer Änderung von  $C_{\text{Stray}}$  signifikant.

### 7.2.3. Umrechnung in eine Kapazität

Für die Umrechnung des Verschiebestroms in eine Kapazität werden die Gleichungen aus Kapitel 4 herangezogen. Hierzu bedarf es jedoch noch einiger Überlegung und Herleitung. Anstatt des Verschiebestromverlaufes  $i_{\text{VS}}(t)$  – der in seiner zeitlichen Form unbekannt ist und auch nicht gemessen werden kann – gilt Gleichung 4.14 auch für alle Spektralanteile von  $i_{\text{VS}}(t)$ . Weiterhin wurde bereits festgestellt, dass der Spannungsabfall an den parasitären Reihenwiderständen aufgrund des sehr kleinen Verschiebestroms nahezu null ist. Daher liegt die gesamte Spannung  $U_{\text{Bias}}$  am Kondensator  $C_{\text{IC}}$  an und es gilt für die Kapazitätsänderung  $\hat{C}_{\text{IC},n}$  aller Spektralanteile

$$\hat{C}_{\text{IC},n} = \frac{\hat{I}_{\text{VS},n}}{2\pi n f_{\text{Tip}} U_{\text{Bias}}}. \quad (7.5)$$

Für die Berechnung des Spektralanteils  $\hat{C}_{\text{IC},1}$  – also der Amplitude der Grundschwingung – wird Gleichung 4.6 vereinfacht. Dazu wird der Parameter  $d_{\text{Off}}$ , der für die Kapazität  $C_{\text{Off}}$  verantwortlich ist, zu null gesetzt. In der Realität wird sich jedoch  $d_{\text{Off}}$  durch die – für die Messung notwendige – Spannung  $U_{\text{Bias}}$  nicht vermeiden lassen. Die Kapazitäten  $C_{\text{Off}}$  und  $C_{\text{MOS}}$  können jedoch messtechnisch nicht getrennt erfasst werden. Es wird in den folgenden Messungen daher der Einfluss von  $C_{\text{Off}}$  vernachlässigt.



Mit der Gleichung für  $C_{\text{osc,min}}$  (4.3) und (4.6) ergibt sich die Vereinfachung

$$C_{\text{IC}}(t) = \frac{2C_{\text{MOS}}C_{\text{osc,min}}}{2C_{\text{osc,min}} + C_{\text{MOS}}[1 - \cos(2\pi f_{\text{Tip}}t)]}. \quad (7.6)$$

Nach Rechnung mit dem Fourierkoeffizienten in Gleichung 4.9 ergibt sich damit für die Amplitude der Grundschiwingung

$$\widehat{C}_{\text{IC},1} = -4C_{\text{osc,min}} + 2(2C_{\text{osc,min}} + C_{\text{MOS}})\sqrt{\frac{C_{\text{osc,min}}}{C_{\text{osc,min}} + C_{\text{MOS}}}}, \quad (7.7)$$

wobei  $\widehat{C}_{\text{IC},1}$  auch der einzige bekannte Parameter ist, der aus dem gemessenen Verschiebestrom  $\widehat{I}_{\text{VS},1}$  und (7.5) berechnet werden kann. Die gesuchte Größe ist  $C_{\text{MOS}}$ . Von der Kapazität  $C_{\text{osc,min}}$  ist die Schwingungsamplitude  $\widehat{d}$  bekannt. Die effektive Fläche der Rastersonde  $A_{\text{eff}}$  ist jedoch unbekannt. Um ein berechenbares System zu erhalten, benötigt man für die beiden unbekanntenen Größen  $C_{\text{osc,min}}$  und  $C_{\text{MOS}}$  dementsprechend zwei Gleichungen. Es gilt also, zusätzlich zu (7.7) eine weitere unabhängige Gleichung zu finden.

Hierzu bietet sich eine Variation der Schwingungsamplitude  $\widehat{d}$  an. Diese hat direkten linearen Einfluss auf  $C_{\text{osc,min}}$ . Für zwei minimale Oszillationskapazitäten  $C_{\text{osc,A}}$  und  $C_{\text{osc,B}}$  mit den entsprechenden Schwingungsamplituden  $\widehat{d}_{\text{A}}$  und  $\widehat{d}_{\text{B}}$  gilt demnach die Beziehung

$$C_{\text{osc,B}} = C_{\text{osc,A}} \frac{\widehat{d}_{\text{A}}}{\widehat{d}_{\text{B}}}. \quad (7.8)$$

Zur Berechnung der Kapazität  $C_{\text{MOS}}$ , die zwischen Bulk und Rastersonde herrscht, müssen an der gleichen Stelle zwei Messungen mit verschiedener Schwingungsamplitude  $\widehat{d}$  durchgeführt werden. Die beiden Messungen liefern dementsprechend zwei Stromamplituden der Grundschiwingung, die mit (7.5) in zwei Kapazitätsamplituden  $\widehat{C}_{\text{IC},1,\text{A}}$  und  $\widehat{C}_{\text{IC},1,\text{B}}$  umgerechnet werden. Dies führt zu zwei Gleichungen (7.7) – jeweils mit den Indizes A und B. Wird die Beziehung aus (7.8) in eine dieser Gleichungen eingesetzt, sind ausschließlich  $C_{\text{osc,A}}$  und  $C_{\text{MOS}}$  unbekannt und lassen sich durch ein mathematisches Lösungsverfahren bestimmen.

Im Folgenden wird die oben beschriebene Vorgehensweise angewandt, um die MOS-Kapazität experimentell zu ermitteln. Dazu werden zwei Verschiebestrommessungen bei unterschiedlichen Schwingungsamplituden durchgeführt, jeweils an zwei Gebieten mit unterschiedlicher Dotierstoffkonzentration. Der Wert des gemessenen Verschiebestroms – der wie bereits im vorhergehenden Abschnitt um den Offsetwert korrigiert wurde – ist in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude in Tab. 7.2 eingetragen. Obwohl für die Berechnung die Messung mit zwei Schwingungsamplituden genügt, wurde zur Kontrolle zusätzlich eine Messung bei einer dritten Schwingungsamplitude durchgeführt. Die Kapazität  $\widehat{C}_{\text{IC},1}$  wird mit (7.5) aus dem gemessenen Verschiebestrom berechnet. Die gesuchte Größe – also die MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}$  – kann mit den gemessenen Werten aus Tab. 7.2 und mit (7.7) und (7.8) berechnet werden. Diese beiden Gleichungen liefern zwei Unbekannte: die Oszillationskapazität  $C_{\text{osc,min}}$  und die MOS-Kapazität  $C_{\text{MOS}}$ . Die Lösung wurde dabei mithilfe eines mathematischen Nullstellenverfahrens ermittelt. Für die Oszillationskapazität  $C_{\text{osc,min}}$  ist stets der Wert bei einer Schwingungsamplitude von  $\widehat{d} = 20 \text{ nm}$  angegeben. Die ermittelten Ergebnisse zeigt Tab. 7.3.

## 7. Kapazitätsbestimmung durch Strommessung

Messung	SA $\hat{d}$ (nm)	Verschiebestrom		berechnete Kapazität	
		$\hat{I}_{VS,1}$ (fA)		$\hat{C}_{IC,1}$ (aF)	
		$N_D = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	$N_D = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	$N_D = 1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	$N_D = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
A	20	108	160	0,400	0,593
B	30	127	182	0,471	0,674
C	60	148	200	0,549	0,742

Tab. 7.2.: Messwerte des Verschiebestroms bei verschiedenen Schwingungsamplituden (SA)

Dotierstoff- konzentration $N_D$	Berechnung aus Messung A,B		Berechnung aus Messung A,C	
	$C_{MOS}$ (aF)	$C_{osc,min}$ (aF)	$C_{MOS}$ (aF)	$C_{osc,min}$ (aF)
$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	1,66	1,67	1,65	1,66
$1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	2,18	1,67	2,16	1,64

Tab. 7.3.: Berechnete Kapazitätswerte aus Verschiebestrommessung

Die berechneten Werte der Oszillationskapazität  $C_{osc,min}$  weichen bei allen Messungen nur minimal voneinander ab. Der gemittelte Wert aus allen Messungen beträgt  $C_{osc,min} = 1,66 \text{ aF}$ . Mit diesem Wert und mithilfe von Gleichung 4.3 kann schließlich die effektive Kontaktfläche mit

$$A_{eff} = \frac{2C_{osc,min}\hat{d}}{\epsilon_0\epsilon_r} = \frac{2 \times 1,66 \text{ aF} \times 20 \text{ nm}}{8,854 \times 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \times 1,00058} = 7.495 \text{ nm}^2 \quad (7.9)$$

berechnet werden.

Die aus den Messdaten berechneten MOS-Kapazitäten  $C_{MOS}$  sind zwar wesentlich kleiner als die simulierten, weichen jedoch voneinander nur minimal ab. Analog zum Verschiebestrom  $\hat{I}_{VS,1}$  steigt  $C_{MOS}$  mit der Dotierstoffkonzentration an.

Mit der in diesem Abschnitt beschriebenen Vorgehensweise können die effektive Kontaktfläche  $A_{eff}$ , die Oszillationskapazität  $C_{osc,min}$  und vor allem die MOS-Kapazität  $C_{MOS}$  berechnet werden. Die Genauigkeit dieser Berechnung wird von der Messgenauigkeit des Verschiebestroms bestimmt, also prinzipiell von der Messeinrichtung.

Eine Berechnung der absoluten Dotierstoffkonzentration kann jedoch nicht erfolgen, da zu deren Berechnung weitere Parameter erforderlich sind. Vor allem ist die Kapazität des Oxides unbekannt, die zur Berechnung unbedingt erforderlich ist. Wie auch bei den im vorangegangenen Verlauf dieser Arbeit beschriebenen SCM-Verfahren hängt der Verschiebestrom von der Ladungsträgerkonzentration ab. Die Ladungsträgerkonzentration ist zwar abhängig von den im Halbleiter vorhandenen Dotierungsatomen, die exakte Beziehung zwischen der Dotierungs- und Ladungsträgerkonzentration ist jedoch sehr schwer zu bestimmen.

Dieses Verfahren bleibt also auch wie das Verfahren mit Kapazitätssensor ein rein qualitatives mit dem Unterschied, dass der Umrechnungsfaktor zwischen Ausgangssignal und Kapazitätsänderung bekannt ist. Diese Gegebenheit erlaubt die Berechnung der eigentlichen MOS-Kapazität.

### 7.2.4. Einfluss der Schwingungsamplitude

Wie bereits beim Verfahren mit Kapazitätssensor wird der Einfluss der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  auf den Verschiebestrom  $I_{VS,1}$  untersucht. Zusätzlich kann davon ausgegangen werden, dass die Schwingungsamplitude die Signaländerung beeinflusst, die sich zwischen unterschiedlich dotierten Gebieten einstellt. Da der Verschiebestrom zur Amplitude des jeweiligen Spektralanteils – speziell in diesem Fall zur Grundschiwingung – direkt proportional ist, wurde dieser mit (7.5) in den entsprechenden Kapazitätswert umgerechnet. Der Verlauf der Kapazität der Grundschiwingung  $\hat{C}_{IC,1}$  in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  ist in Abb. 7.3 a) für zwei verschiedene Dotierstoffkonzentrationen dargestellt. Die Signaländerung zwischen diesen beiden Gebieten zeigt Abb. 7.3 b).

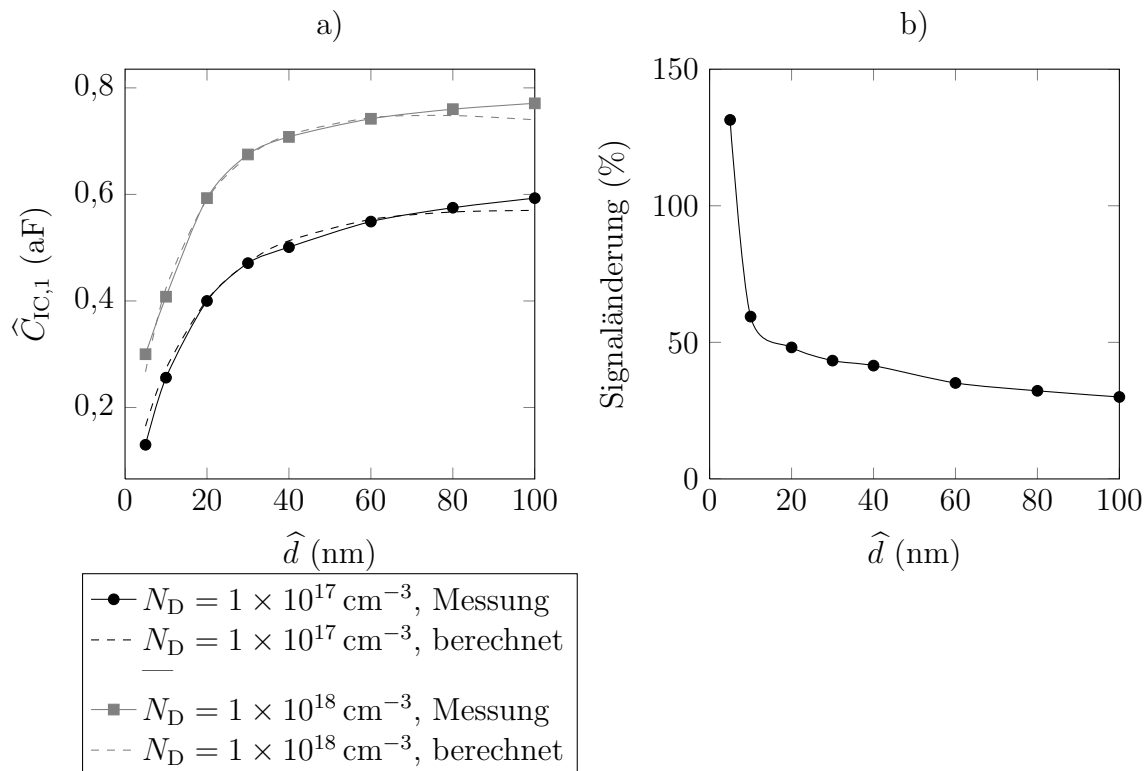


Abb. 7.3.: Kapazität der Grundschiwingung  $\hat{C}_{IC,1}$  (berechnet aus dem Verschiebestrom  $I_{VS,1}$ ) a) und Signaländerung beim Übergang zwischen den beiden Dotierstoffkonzentrationen b) jeweils in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$

Die Ergebnisse der Simulation weichen jedoch auch bei diesem Verfahren von den gemessenen Werten ab. Gemäß dem Ergebnis der Simulation in Abb. 4.18 durchläuft der Verschiebestrom zuerst ein Maximum und nimmt nach diesem Punkt kontinuierlich ab. Der gemessene Verschiebestrom steigt jedoch wie das IC-SCM-Amplitudensignal mit größer werdender Schwingungsamplitude (zumindest in dessen Variationsbereich) an. Eine Erklärung für dieses Verhalten liefert wiederum die Messgröße, also die MOS-Kapazität  $C_{MOS}$ . Deren tatsächlicher Wert ist kleiner als der Wert der Simulation, was letztendlich den Verlauf des Verschiebestroms in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude beeinflusst. Die Signaländerung verhält sich wie beim Kapazitätsmessverfahren. Sie ist bei kleinen Schwingungsamplituden relativ hoch und nimmt mit zunehmender Schwingungsamplitude ab.

## 7. Kapazitätsbestimmung durch Strommessung

Die Konsistenz zwischen der Messung des Verschiebestroms und den Simulationen bzw. der Herleitung der Gleichungen kann mithilfe der Beziehung zwischen Verschiebestrom und Schwingungsamplitude nochmals bestätigt werden. Dazu sind in Abb. 7.3 a) die aus der Berechnung entstandenen Verläufe der jeweiligen Dotierstoffkonzentrationen mit eingezeichnet. Wie man erkennen kann, ist der Verlauf der Messdaten im vollständigen Bereich, in dem die Schwingungsamplitude variiert wurde, nahezu identisch mit dem berechneten Grafen, nur bei großen Schwingungsamplituden entstehen Abweichungen. Es muss jedoch beachtet werden, dass zur Berechnung die Stromwerte bei den Schwingungsamplituden von  $\hat{d} = 20 \text{ nm}$  und  $\hat{d} = 30 \text{ nm}$  herangezogen wurden. Deshalb ist die Abweichung zwischen dem berechneten und dem gemessenen Verlauf von  $\hat{C}_{\text{IC},1}$  in diesem Bereich nahezu null.

Abschließend kann hervorgehoben werden, dass die in Abb. 7.3 a) herrschende Abhängigkeit zwischen der Kapazität  $\hat{C}_{\text{IC},1}$  und der Schwingungsamplitude  $\hat{d}$  vor allem die Grundgleichung des IC-SCM (4.6) bestätigt. Diese Gleichung beschreibt das theoretische Modell und stellt somit den Ausgangspunkt dar. Die in diesem Zusammenhang zur Berechnung der Amplitude der Grundschwingung benutzte Gleichung 7.7 ist letztendlich nur eine weitere mathematische Umformung aus (4.6).

Die Tatsache, dass die antreibende Kraft der Rastersonde keinen Einfluss auf das IC-SCM-Amplitudensignal ausübt, konnte bereits in Abschnitt 5.10 festgestellt werden. Aus diesem Grund wird diese auch den Verschiebestrom nicht beeinflussen. Eine durchgeführte Validierungsmessung mit zwei Extremwerten von  $\hat{U}_{\text{Piezo}}$  bestätigte diese Aussage.

### 7.3. Kontaktmodus

Im Kontaktmodus wird sich die Messung des Verschiebestroms  $i_{\text{VS}}(t)$  noch erheblich schwieriger gestalten als beim IC-Modus. Die Größenordnung der Amplitude der Grundschwingung  $\hat{I}_{\text{VS},1}$  liegt zwar in derselben Region wie beim IC-Modus, dies gilt jedoch nur für den Fall, dass keine statische Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  vorhanden ist. Da diese statische Streukapazität jedoch um mehrere Zehnerpotenzen höher liegt als die eigentlich zu messende Kapazität  $C_{\text{MOS}}$  in Abhängigkeit von der Dotierung, wird sich hier kein Kontrast mehr zwischen verschiedenen Dotierungen einstellen, da eine Pegeländerung des Verschiebestroms nicht mehr auswertbar ist. Die Amplitude der ersten Oberwelle  $\hat{I}_{\text{VS},2}$  wird jedoch im Gegenzug vom C(U)-Verhalten der MOS-Struktur bestimmt und ist daher abhängig von der Dotierung. Die statische Streukapazität  $C_{\text{Stray}}$  hat zudem auf den Signalpegel der ersten Oberwelle keinen Einfluss. Folglich muss die Grundschwingung als Rauschpegel betrachtet werden. Auch hier handelt es sich um eine Messung von Wechselströmen, die sich im Idealfall jedoch selbst bei einer Dotierstoffkonzentration von  $2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$  im Bereich weniger Picoampere bewegt. Eine Erhöhung der Frequenz bedeutet zwar auch einen größeren Verschiebestrom, die parasitäre Streukapazität  $C_{\text{FB}}$  des Rückkopplungswiderstands  $R_{\text{FB}}$  begrenzt jedoch mit zunehmender Frequenz den Faktor der Strom-/Spannungsumsetzung. Für die Anwendung im Kontaktmodus gilt jedoch auch, dass sich die Rückkopplung erst bei einer Frequenz ab ca. 200 kHz durch  $C_{\text{FB}}$  verringert (vgl. Abb. A.1). Aufgrund des sehr niedrigen SNR und des im Gegensatz zum IC-SCM noch kleineren Verschiebestroms konnte im Kontaktmodus mit der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Messeinrichtung der Verschiebestrom nicht hinreichend aus dem Rauschen extrahiert werden und es zeigte sich somit kein Kontrast zwischen verschiedenen Dotierstoffkonzentrationen.

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein dynamisches Verfahren der Raster-Sonden-Mikroskopie zur qualitativen Bestimmung von Dotierstoffprofilen entwickelt. Die Leistungsfähigkeit dieser Intermittent-Contact-Scanning-Capacitance-Microscopy (IC-SCM) genannten Methodik konnte erfolgreich an Silizium-Halbleiterproben demonstriert werden. Dabei bestätigen die experimentell ermittelten Eigenschaften weitgehend die vorab gewonnenen Simulationsergebnisse.

Das neuartige Verfahren weist gegenüber der bisher bekannten Methodik des Kontakt-SCM den großen Vorteil auf, dass durch die Verwendung des IC-Modus nahezu kein Verschleiß an der Rastersonde entsteht und gleichzeitig die Probenoberfläche nicht geschädigt wird. Dies führt zu einer deutlich erhöhten Wiederholgenauigkeit der Messung. Insbesondere bei der Analyse hochdotierter Gebiete verfügt das IC-SCM über eine signifikant höhere Signalauflösung im Vergleich zum Kontakt-SCM. Zudem lassen sich durch die direkte Erfassung der Kapazität eingebettete Fremdstoffe im Halbleiter abbilden. Diese Gegebenheit ist besonders bei der Fehler- und Konstruktionsanalyse interessant, da das Verfahren beispielweise eine gleichzeitige hochauflösende Darstellung von Halbleitergebieten und Metallkontakten ermöglicht.

Es zeigt sich jedoch im Hinblick auf die Parameterwahl ein gegensätzliches Verhalten bezüglich Auflösung und Signal-Rausch-Verhältnis. Dies macht die Anpassung der Messparameter je nach Einsatzgebiet notwendig. Weiterhin gibt es bei IC-SCM zusätzliche Wechselwirkungen zwischen der Rastersonde und der Proben topografie, welche beim bisher verwendeten Kontakt-SCM nicht auftreten. Werden die Messparameter wie in dieser Dissertation beschrieben gewählt, ist das zu erreichende Signal-Rausch-Verhältnis mit dem des Kontakt-SCM-Amplitudenbildes vergleichbar.

Wird bei Messungen keine Biasspannung angelegt, besteht zudem der Nachteil, dass Aussagen über den Typ der Dotierung nicht unmittelbar einem Messsignal entnommen werden können. Die Möglichkeit des Anlegens einer Biasspannung relativiert diesen Nachteil jedoch. Damit erhöht sich zwar der Zeitaufwand für die Analyse, es kann jedoch die Dotierstoffauflösung leicht gesteigert werden. Zudem lässt sich mithilfe der Biasspannung ein zweidimensionales Bild erzeugen, das ausschließlich Kontrast zwischen verschiedenen Dotiertypen zeigt. Weiterhin ermöglicht die Biasspannung eine Spektroskopie im Intermittent-Contact-Modus. Eine Messung bei ausgeschalteter Regelung des z-Piezoes liefert zwar den vollständigen  $C(U)$ -Verlauf, ist jedoch aufgrund des thermischen und mechanischen Drifts schwieriger durchführbar.

Zusätzlich zu der oben genannten Entwicklung wurde der Einsatz eines Verschiebestromverfahrens als Alternative zur Kapazitätsmessung erprobt. Die generelle Funktionalität wurde anhand von Simulationen gezeigt. Das Signal-Rausch-Verhältnis des Verfahrens mit Kapazitätssensor konnte jedoch nicht annähernd erreicht werden. Aus diesem Grund ist dieses Verfahren für den Einsatz in der Fehleranalyse derzeit als ungeeignet zu bewerten. Im Gegensatz zum Kapazitätssensor lassen sich mit dem Verschiebestromsensor jedoch absolute Kapazitäten mit vermindertem Zeitaufwand und höherer Genauigkeit

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

bestimmen. Weiterhin zeigt der Verschiebestromsensor nahezu keine Empfindlichkeit gegenüber der unerwünschten statischen Streukapazität. Diese Gegebenheiten verdeutlichen das Potenzial des Verschiebestromverfahrens.

Diese Arbeit beschränkt sich auf Messungen an Siliziumproben. Dort wird stets eine Kapazität – eigentlich eine Kapazitätsänderung – gemessen, die zwischen einem Massepunkt und der Rastersonde auftritt. Generell ist IC-SCM für alle Materialien anwendbar, deren Oberflächenkapazität von einer örtlichen Ladungsträgerkonzentration abhängt. Dies umfasst neben den weiten Gebieten der anorganischen Halbleiter auch organische Halbleiter sowie elektrisch aktive Polymere (EAP) und biologische Proben. Die letztgenannten Beispiele zeichnen sich durch weiche Oberflächen aus und sind für Messungen mit dem bisher bekannten Standard-SCM im Kontaktmodus nicht oder nur mit großen Messartefakten zugänglich. Aber auch anorganische Halbleiter wie Siliziumcarbid oder Galliumnitrid sind für die Messung mit Kontakt-SCM nur bedingt geeignet, da sich durch deren Härte ein starker Abtrag der Rastersonde ergibt.

Durch die nahezu berührungslose Messung und die Reduktion der lateralen Kräfte zwischen Rastersonde und Probenoberfläche treten diese Probleme bei IC-SCM nicht auf. Damit ist IC-SCM ein wichtiges Diagnosewerkzeug mit hohem Zukunftspotenzial insbesondere bei der Entwicklung neuer Strukturen und Komponenten, die auf den oben genannten Materialgruppen basieren.

Eine Verbesserung des Kapazitätssensors sowie des Verschiebestromsensors bezüglich der Messempfindlichkeit und des elektrischen Rauschens könnte das Thema einer zusätzlichen Anschlussarbeit sein. Zusätzlich würde dies auch den Einsatz von Rastersonden mit kleinerem Spitzenradius erlauben. Beides führt letztendlich zu einer höheren lateralen Auflösung des Verfahrens. Generell ist dies jedoch nur sehr schwer zu bewerkstelligen, da die zu messenden Größen an die derzeitigen Auflösungsgrenzen der Messgeräte stoßen.

# A. Berechnung des Frequenzverhaltens vom DCCS

In diesem Teil des Anhangs wird das Verhältnis von der Ausgangsspannung des DCCS zu dem Verschiebestrom am Eingang in Abhängigkeit von der Frequenz berechnet. Berücksichtigt wird dabei, dass der Verschiebestrom selbst linear von der Frequenz abhängt. Ziel ist es, den Bereich der Frequenz zu identifizieren, bei dem dieses Verhältnis maximal ist bzw. zumindest einen hohen Wert aufweist. Herangezogen wird dazu der Faktor der Strom-Spannungsumsetzung  $|Z_{\text{FB}}(f)|$  des DCCS (7.4), der sich unter Berücksichtigung der parasitären Kapazität  $C_{\text{FB}}$  ergibt. Nimmt  $C_{\text{FB}}$  einen Wert von 1 pF an und  $R_{\text{FB}} = 1 \text{ M}\Omega$ , lässt sich der Betrag der effektiven Rückkopplungsimpedanz  $Z(f)$  mit

$$|Z(f)| = \frac{1 \text{ M}\Omega}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 \times 10^{-12} \text{ s}^2}} \quad (\text{A.1})$$

ausdrücken. Der Verschiebestrom des IC- und auch des Kontaktmodus ist eine zur Frequenz direkt proportionale Größe. Wird der Verschiebestrom, der sich bei einer Frequenz von  $f = 1 \text{ Hz}$  einstellt, mit  $I_{\text{VS0}}$  bezeichnet, so kann der Verschiebestrom bei einer bestimmten Frequenz  $f$  mit

$$\hat{I}_{\text{VS}}(f) = \frac{I_{\text{VS0}}}{\text{Hz}} f \quad (\text{A.2})$$

angegeben werden. Die Spannung am Ausgang des DCCS wird damit

$$U_{\text{DCCS}}(f) = \frac{I_{\text{VS0}}}{\text{Hz}} f |Z_{\text{FB}}(f)| = \frac{I_{\text{VS0}} f}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 \times 10^{-12} \text{ s}^2}} \frac{\text{M}\Omega}{\text{Hz}}. \quad (\text{A.3})$$

Das Verhältnis  $\frac{U_{\text{DCCS}}}{I_{\text{VS0}}}(f)$  gibt schließlich den effektiven Umsetzungsfaktor zwischen Verschiebestrom und Ausgangsspannung des DCCS in Abhängigkeit von der Frequenz des Verschiebestroms wieder. Es gilt schließlich

$$\frac{U_{\text{DCCS}}}{I_{\text{VS0}}}(f) = \frac{f}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 \times 10^{-12} \text{ s}^2}} \frac{\text{M}\Omega}{\text{Hz}}. \quad (\text{A.4})$$

Der Verlauf von  $\frac{U_{\text{DCCS}}}{I_{\text{VS0}}}(f)$  in Abhängigkeit von der Frequenz ist in Abb. A.1 dargestellt. Wie zu erwarten ist, steigt der Verlauf für Frequenzen bis ca. 200 kHz zunächst linear an. Ab 200 kHz gewinnt jedoch die parasitäre Kapazität  $C_{\text{FB}}$  an Einfluss. Der Umsetzungsfaktor  $\frac{U_{\text{DCCS}}(f)}{I_{\text{VS0}}}$  kann daher nicht weiter linear ansteigen und verläuft gegen einen Endwert. Höhere Frequenzen führen demnach nicht mehr zu einem erhöhten Verschiebestrom.

A. Berechnung des Frequenzverhaltens vom DCCS

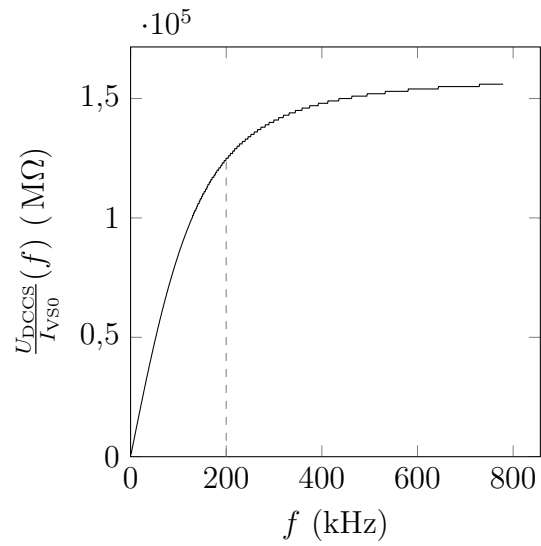


Abb. A.1.: Verhältnis von Ausgangsspannung des DCCS zu Verschiebestrom  $\frac{U_{\text{DCCS}}(f)}{I_{\text{VS0}}}$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$



## B. Berechnung des SNR vom DCCS

Hier wird eine theoretische Berechnung des zu erwartenden Signal-Rausch-Verhältnisses am Ausgang des DCCS durchgeführt. Tab. B.1 listet die bei der folgenden Berechnung verwendeten Parameter mit den entsprechenden Werten auf. Die Berechnung wird nach [100] durchgeführt.

Bezeichnung	Formelzeichen	IC-Modus	Kontaktmodus
Verschiebestrom ( $N_A = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ )	$I_{VS}$	1,61 pA	0,68 pA
Frequenz	$f$	75 kHz	50 kHz
statische Streukapazität	$C_{\text{Stray}}$		0,8 pF
Biasspannung	$\hat{U}_{\text{Bias}}$	1 V	
AC-Spannung	$U_{AC}$		0,2 V
Rückkopplungswiderstand	$R_{\text{FB}}$		1 M $\Omega$
Parasitäre Kapazität	$C_{\text{FB}}$		1 pF
Strom in den invertierenden Eingang des OP	$I_{B-}$		10 fA
Temperatur	$T$		293 K

Tab. B.1.: Parameterwerte zur Berechnung des SNR beim DCCS

Bei der Spannungsmessung an einem Widerstand tritt stets auch das weiße Rauschen auf. Um diese Rauschspannung zu berechnen, wird zuerst die Bandbreite  $B_W$  herangezogen, für die der Zusammenhang

$$B_W = \frac{1}{2\pi R_{\text{FB}} C_{\text{FB}}} \quad (\text{B.1})$$

gilt. Der Effektivwert der Rauschspannung ist abhängig von der Temperatur  $T$  und kann mit

$$U_{\text{no,R}} = \sqrt{4kTR_{\text{FB}}\pi B_W} \quad (\text{B.2})$$

berechnet werden. Zusätzlich zu dieser tritt eine weitere Rauschspannung  $U_{\text{no,I-}}$  am invertierenden Eingang des OP auf. Zur Berechnung wird aus dem Datenblatt des OP der maximale in den invertierenden Eingang des OP fließende Strom  $I_{B-, \text{max}}$  benötigt. Die Rauschspannung kann schließlich mit

$$U_{\text{no,I-}} = R_{\text{FB}} \sqrt{q\pi B_W I_{B-, \text{max}}} \quad (\text{B.3})$$

angegeben werden. Den Effektivwert der Gesamtrauschspannung am Ausgang bildet die geometrische Addition der beiden Rauschkomponenten  $U_{\text{no,R}}$  und  $U_{\text{no,I-}}$  mit

$$U_{\text{no,ges}} = \sqrt{(U_{\text{no,R}})^2 + (U_{\text{no,I-}})^2}. \quad (\text{B.4})$$

## B. Berechnung des SNR vom DCCS

Zusätzliche Rauschkomponenten sind im Gegensatz zu den beiden genannten vernachlässigbar. Für die endgültige Berechnung des Signal-Rausch-Verhältnisses werden die Parameter eingesetzt und es ergibt sich damit

$$B_W = \frac{1}{2\pi \times 1 \text{ M}\Omega \times 1 \text{ pF}} = 1,59 \times 10^5 \frac{1}{\text{s}} \quad (\text{B.5})$$

$$U_{\text{no,R}} = \sqrt{4 \times 1,38 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \times 293 \text{ K} \times 1 \text{ M}\Omega \times \pi \times 1,59 \times 10^5 \frac{1}{\text{s}}} \quad (\text{B.6})$$

$$= 90 \text{ }\mu\text{V}$$

$$U_{\text{no,I}} = 1 \text{ M}\Omega \sqrt{1,60 \times 10^{-19} \text{ As} \times \pi \times 1,59 \times 10^5 \frac{1}{\text{s}} \times 10 \text{ fA}} \quad (\text{B.7})$$

$$= 28,3 \text{ nV}$$

$$U_{\text{no,ges}} = \sqrt{U_{\text{no,R}}^2 + U_{\text{no,I}}^2} \quad (\text{B.8})$$

$$= \sqrt{(90 \text{ }\mu\text{V})^2 + (28,3 \text{ nV})^2} \approx 90 \text{ }\mu\text{V}$$

## IC-Modus

Ab hier wird eine Fallunterscheidung bezüglich IC- und Kontaktmodus getroffen. Begonnen wird zunächst mit dem IC-Modus. Der zu erwartende Strom  $I_{\text{VS},1}$  auf der Grundschwingung, also bei  $f_{\text{Tip}} = 75 \text{ kHz}$  beträgt  $1,61 \text{ pA}$  (siehe Tab. B.1). Die effektive Rückkopplungsimpedanz für den IC-Modus wird zu  $|Z_{\text{FB}}(75 \text{ kHz})| = 0,90 \text{ M}\Omega$ . Daraus ergibt sich für den Effektivwert der Nutzspannung am Ausgang des DCCS zu

$$U_{\text{DCCS},1} = |Z_{\text{FB}}(75 \text{ kHz})| I_{\text{VS}} = 0,90 \text{ M}\Omega \times 1,61 \text{ pA} = 1,46 \text{ }\mu\text{V}. \quad (\text{B.9})$$

Das Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang wird damit

$$\text{SNR} = 20 \text{ dB} \log \left( \frac{U_{\text{DCCS},1}}{U_{\text{no,ges}}} \right) \quad (\text{B.10})$$

$$= 20 \text{ dB} \log \left( \frac{1,46 \text{ }\mu\text{V}}{90 \text{ }\mu\text{V}} \right)$$

$$= -35,8 \text{ dB}.$$

## Kontaktmodus

Im Kontaktmodus fällt der zu messende Strom der ersten Oberwelle ein wenig kleiner zu  $0,68 \text{ pA}$  bei einer Frequenz von  $2f_{\text{AC}}$  aus. Damit ergibt sich eine effektive Rückkopplungsimpedanz von  $|Z_{\text{FB}}(2 \times 50 \text{ kHz})| = 0,85 \text{ M}\Omega$  und die effektive Spannung am Ausgang wird zu

$$U_{\text{DCCS},2} = |Z_{\text{FB}}| I_{\text{VS},2} = 0,85 \text{ M}\Omega \times 0,68 \text{ pA} = 0,57 \text{ }\mu\text{V}. \quad (\text{B.11})$$

Bei einer Streukapazität von  $0,8 \text{ pF}$  weist jedoch der Strom der Grundschwingung bereits einen Wert von

$$I_{\text{VS},1} = \frac{\hat{U}_{\text{AC}}}{\sqrt{2}} 2\pi f C_{\text{Stray}} = \frac{0,2 \text{ V}}{\sqrt{2}} \times 2\pi 50 \text{ kHz} = 35,5 \text{ nA}. \quad (\text{B.12})$$

auf. Mit der Rückkopplungsimpedanz von  $|Z_{\text{FB}}(50 \text{ kHz})| = 0,954 \text{ M}\Omega$  ergibt sich für die Spannung der Grundschiwingung am Ausgang des DCCS

$$U_{\text{DCCS},1} = 0,954 \text{ M}\Omega \times 35,5 \text{ nA} = 34 \text{ mV}. \quad (\text{B.13})$$

Die Summe der Rauschkomponenten am Ausgang (B.4) muss deshalb um die Komponente  $U_{\text{DCCS},1}$  erweitert werden. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} U_{\text{no,ges}} &= \sqrt{U_{\text{no,R}}^2 + U_{\text{no,I}}^2 + U_{\text{DCCS},1}^2} \\ &= \sqrt{(90 \text{ }\mu\text{V})^2 + (28,3 \text{ nV})^2 + (34 \text{ mV})^2} = 35 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

Der SNR wird damit im Kontaktmodus zu

$$\begin{aligned} &= 20 \text{ dB} \log \left( \frac{0,57 \text{ }\mu\text{V}}{35 \text{ mV}} \right) \\ &= -95,7 \text{ dB}. \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$



# Literaturverzeichnis

- [1] MIRONOV, V. L.: *Fundamentals of Scanning Probe Microscopy*. Nizhniy Novgorod, Seite 5, 2004.
- [2] BINNING, G., C. GERBER und C. QUATE: *Atomic Force Microscope*. In: *Physical Review Letters*, Band 56, Seiten 930–933, 1986.
- [3] NICOLLIAN, E.H. und J.R. BREWS: *MOS (Metal Oxide Semiconductor) Physics and Technology*. Wiley Interscience, New Jersey, 1. Auflage, 1982.
- [4] GOETZBERGER, A. und E.H. NICOLLIAN: *The Si-SiO<sub>2</sub> interface electrical properties as determined by the metal-insulator-silicon conductance technique*. In: *Bell Systems Technical Journal*, Band 46, Seiten 1055–1163, 1967.
- [5] SZE, S.M. und K.K. NG: *Physics of Semiconductor Devices*. Wiley Interscience, New Jersey, 2007.
- [6] WOLF, P. DE, E. BRAZEL und A. ERICKSON: *Electrical characterization of semiconductor materials and devices using scanning probe microscopy*. In: *Materials Science in Semiconductor Processing*, Band 4, Seiten 71–76, 2001.
- [7] POLSPOEL, W. und W. VANDERVORST: *Evaluation of trap creation and charging in thin SiO<sub>2</sub> using both SCM and C-AFM*. In: *Microelectronics Engineering*, Band 84, Seiten 495–500, 2007.
- [8] ANDO, A. et al.: *Conducting atomic force microscopy studies on local electrical properties of ultrathin SiO<sub>2</sub> films*. In: *Applied Surface Science*, Band 162-163, Seiten 401–405, 2000.
- [9] ANDO, A. et al.: *Conducting-AFM spectroscopy on ultrathin SiO<sub>2</sub> films*. In: *Applied Physics Journal*, Band 72, Seiten 223–226, 2001.
- [10] OLBRICH, A. et al.: *Oxide thickness mapping of ultrathin Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> at nanometer scale with conducting atomic force microscopy*. In: *Applied Physics Letters*, Band 78, Seiten 2934–2936, 2001.
- [11] BHUSHAN, B. und O. MARTI: *Springer Handbook of Nanotechnology*. Springer Verlag, Berlin, 2004.
- [12] NONNENMACHER, M., M. O’BOYLE und H.K. WICKRAMASINGHE: *Surface investigations with a Kelvin probe force microscope*. In: *Ultramicroscopy*, Band 42-44, Seiten 268–273, 1991.
- [13] DIGITAL INSTRUMENTS, Santa Barbara, CA: *Kelvin-Probe Force Microscopy Support Note 230*, A Auflage, 1996.

- [14] BAR, G., R. BRANDSCH, M. BRUCH, L. DELINEAU und M.-H. WHANGBO: *Examination of the relationship between phase shift and energy dissipation in tapping mode atomic force microscopy by frequency-sweep and force-probe measurements*. In: *Surface Science*, Band 444, Seiten 11–16, 1999.
- [15] HOELSCHER, H.: *Quantitative measurement of tip-sample interactions in amplitude modulation atomic force microscopy*. In: *Applied Physics Letters*, Band 89, Seite 123109, 2006.
- [16] DANKOWICZA, H., X. ZHAOB und S. MISRA: *Near-grazing dynamics in tapping-mode atomic-force microscopy*. In: *International Journal of Non-Linear Mechanics*, Band 42, Seiten 697–709, 2007.
- [17] GOTSMANN, B., B. ANCZYKOWSKI, C. SEIDEL und H. FUCHS: *Determination of tip-sample interaction forces from measured dynamic force spectroscopy curves*. In: *Applied Surface Science*, Band 140, Seiten 314–319, 1999.
- [18] SU, CH., L. HUANG und K. KJOLLER: *Direct measurement of tapping force with a cantilever deflection force sensor*. In: *Ultramicroscopy*, Band 100, Seiten 233–239, 2004.
- [19] Y. MARTIN, C.C. WILLIAMS und H.K. WICKRAMASINGHE: *Atomic force microscopy-force mapping and profiling on a sub 100-Å scale*. In: *Journal of Applied Physics*, Band 61, Seiten 4723–4729, 1987.
- [20] FRAMMELSBERGER, W., G. BENSTETTER, J. KIELY und R. STAMP: *C-AFM-based thickness determination of thin and ultra-thin SiO<sub>2</sub> films by use of different conductive-coated probe tips*. In: *Applied Surface Science*, Band 253, Seiten 3615–3626, 2007.
- [21] OESTERSCHULZE, A. MALAVE E., W. KULISCH et al.: *Diamond tips and cantilevers for the characterization of semiconductor devices*. In: *Diamond and Related Materials*, Band 8, Seiten 283–287, 1999.
- [22] YABUHARA, H., M. CIAPPA und W. FICHTNER: *Diamond-Coated Cantilevers for Scanning-Capacitance-Microscopy*. In: *Microelectronics Reliability*, Band 41, Seiten 1459–1463, 2001.
- [23] NANOWORLD. <http://www.nanoworld.com/pointprobe-tapping-mode-afm-tip-nch>.
- [24] NANOSENSORS. <http://www.nanosensors.com/PPP-EFM.htm>.
- [25] NANOWORLD. <http://www.nanoworld.com/pointprobe-magnetic-force-microscopy-afm-tip-mfmr>.
- [26] NANOWORLD. <http://www.nanosensors.com/CDT-FMR.htm>.
- [27] MICROMASH. <http://www.spmtips.com/csc/17/ti-pt>.
- [28] WANG, Y. und X. CHEN: *Carbon nanotubes: a Promising for quantitative evaluation of AFM tip apex geometry*. In: *Ultramicroscopy*, Band 107, Seiten 293–298, 2007.

- [29] BYKOV, V.A., YU.A. NOVIKOV, A.V. RAKOV und S.M. SHIKIN: *Defining the parameters of a cantilever tip AFM by reference structure*. In: *Ultramicroscopy*, Band 96, Seiten 175–180, 2003.
- [30] DONGMO, L.S., J.S. VILLARRUBIA, S.N. JONES, T.B. RENEGAR, M.T. POSTEK und J.F. SONG: *Experimental test of blind tip reconstruction for scanning probe microscopy*. In: *Ultramicroscopy*, Band 85, Seiten 141–153, 2000.
- [31] BECK, F.: *Präparationstechniken für die Fehleranalyse an integrierten Halbleiterschaltungen*. Technischer Bericht, VCH, Weinheim, 1988.
- [32] HILLERINGMANN, U.: *Silizium-Halbleitertechnologie*. Teubner Verlag, Stuttgart, 1996.
- [33] BOWALLIUS, O. und S. ANAND: *Evaluation of different oxidation methods for silicon for scanning capacitance microscopy*. In: *Materials Science in Semiconductor Processing*, Band 4, Seiten 81–84, 2001.
- [34] GIANNAZZO, F., V. RAINERI, V. PRIVITERA und F. PRIOLO: *High-resolution scanning capacitance microscopy by angle bevelling*. In: *Materials Science in Semiconductor Processing*, Band 4, Seiten 77–80, 2001.
- [35] KOPANSKI, J.J., J.F. MARCHIANDO und R. LOWNY: *Scanning Capacitance Microscopy applied for two-dimensional dopant profiling of semiconductors*. In: *Materials Science and Engineering*, Band 44, Seiten 46–51, 1997.
- [36] ANAND, S. et al.: *Doping landscapes in the nanometer range by scanning capacitance microscopy*. In: *Applied Surface Science*, Band 144–145, Seiten 525–529, 1999.
- [37] LEICHT, M. et al.: *A reliable course of Scanning Capacitance Microscopy analysis applied for 2D-Dopant Profilings of Power MOSFET Devices*. In: *Microelectronics Reliability*, Band 41, Seiten 1535–1537, 2001.
- [38] BEYER, R. und B. SCHMIDT: *Scanning capacitance microscopy and the role of localized charges in dielectric films: Inferring or challenging?* In: *Microelectronic Engineering*, Band 84, Seiten 376–381, 2007.
- [39] MATEY, J.R. und J. BLANC: *Scanning Capacitance Microscopy*. In: *Journal of Applied Physics*, Band 57, Seiten 1437–1444, 1984.
- [40] DIGITAL INSTRUMENTS, Santa Barbara, CA: *Scanning-Capacitance-Microscopy Support Note 289*, A Auflage, 2000.
- [41] KUROKAWA, S., M. YUASA, Y. HASEGAWA und A. SAKAI: *Measurement of the tip-sample capacitance for Si surfaces*. In: *Surface Science*, Band 357–358, Seiten 532–535, 1996.
- [42] GOTO, K. und K. HANE: *Tip-sample capacitance in capacitance microscopy of dielectric films*. In: *Journal of Applied Physics*, Band 84, Seiten 4043–4048, 1998.
- [43] KWON, J. et al.: *Improved capacitance sensor with variable operating frequency for scanning capacitance microscopy*. In: *Ultramicroscopy*, Band 105, Seiten 305–311, 2005.

- [44] LEE, T., J.P. PELZ und B. BHUSHAN: *Instrumentation for direct, low frequency scanning capacitance microscopy, and analysis of position dependent stray capacitance*. In: *Review of Scientific Instruments*, Band 73, Seiten 3525–3533, 2002.
- [45] MEADE, M.L.: *Lock-in amplifiers: Principles and Application*. Peter Peregrinus Ltd., 2. Auflage, 1989.
- [46] LIGOR, O. et al.: *Interpretation of scanning capacitance microscopy for thin oxides characterization*. In: *Thin Solid Films*, Band 517, Seiten 6721–6725, 2008.
- [47] SHIK, A. und H.E. RUDA: *Theoretical problems of scanning capacitance microscopy*. In: *Surface Science*, Band 532-535, Seiten 1132–1135, 2003.
- [48] CIAMPOLINI, L. et al.: *Ultrathin oxides for the SCM analysis of sub-micron doping profiles*. In: *Materials Science and Engineering*, Band 102, Seiten 113–118, 2003.
- [49] LANYI, S. und M. HRUSKOVIC: *Analysis of lateral resolution and contrast of scanning capacitance microscopes*. In: *Surface Science*, Seiten 880–884, 2004.
- [50] GOGHERO, D., F. GIANNAZZO und V. RAINERI: *Improved reproducibility in scanning capacitance microscopy for quantitative 2D carrier profiling on silicon*. In: *Materials Science and Engineering*, Band 102, Seiten 153–155, 2003.
- [51] GIANNAZZO, F., V. RAINERI, S. MIRABELLA, G. IMPELLIZZERI, F. PRIOLO, M. FEDELE und R. MUCCIATO: *Scanning capacitance microscopy: Quantitative carrier profiling down to nanostructures*. In: *Vacuum Science Technology*, Band 24, Seiten 370–374, 2006.
- [52] MALBERTI, P., L. CIAMPOLINI, M. CIAPPA und W. FICHTNER: *Quantification of Scanning Capacitance Microscopy Measurements on 2D Dopant Profiling*. In: *Microelectronics Reliability*, Band 40, Seiten 1395–1399, 2000.
- [53] JAENSCH, S., H. SCHMIDT und M. GRUNDMANN: *Quantitative scanning capacitance microscopy*. In: *Physica B*, Band 376-377, Seiten 913–915, 2006.
- [54] HUANG, Y., C.C. WILLIAMS und J. SLINKMAN: *Quantitative two-dimensional dopant profile measurements and inverse modelling by scanning capacitance microscopy*. In: *Applied Physics Letters*, Band 66, Seiten 344–346, 1995.
- [55] MARCHIANDO, J.F. und J.J. KOPANSKI: *Regression procedure for determining the dopant profile in semiconductors from scanning capacitance microscopy data*. In: *Journal of Applied Physics*, Band 92, Seiten 5798–5809, 2002.
- [56] BORN, A.: *Nanotechnologische Anwendungen der Rasterkapazitätsmikroskopie und verwandter Rastersondenmethoden*. Doktorarbeit, Universität Hamburg, 2000.
- [57] GOGHERO, D., , V. RAINERI und F. GIANNAZZO: *Study of interface states and oxide quality to avoid contrast reversal in scanning capacitance microscopy*. In: *Applied Physics Letters*, Band 81, Seiten 1824–1826, 2002.
- [58] LANYI, S.: *Effect of tip shape on capacitance determination accuracy in scanning capacitance microscopy*. In: *Ultramicroscopy*, Band 103, Seiten 221–228, 2005.



- [59] LANYI, S.: *Shape dependence of the capacitance of scanning capacitance microscope probes*. In: *Ultramicroscopy*, Band 108, Seiten 712–717, 2008.
- [60] NAKAGIRI, N., H. SUGIMURA, Y. ISHIDA, K. HAYASHI und O. TAKAI: *Effects of an adsorbed water layer and self-assembled organosilane monolayers on scanning probe microscopy of silicon pn structures*. In: *Surface Science*, Band 532-535, Seiten 999–1003, 2003.
- [61] ISENBART, J., A. BORN und R. WIESENDANGER: *The physical principles of scanning capacitance spectroscopy*. In: *Applied Physics Letters*, Band 74, Seiten 243–251, 2001.
- [62] EDWARDS, H., R. MCGLOTHLIN, R. MAHAFFY et al.: *Scanning capacitance spectroscopy: An analytical technique for pn-junction delineation in Si devices*. In: *Applied Physics Letters*, Band 72, Seiten 698–700, 1998.
- [63] SCHWEINBOECK, T., S. SCHOENMANN, D. ALVAREZ, M. BUZZO, W. FRAMMELBERGER, P. BREITSCHOPF und G. BENSTETTER: *New trends in the application of Scanning Probe Techniques in Failure Analysis*. In: *Microelectronics Reliability*, Band 44, Seiten 1541–1546, 2004.
- [64] AMRANI, M., R. MENEZLA, H. SEHIL, F. RAOULT, H. BOUDIAF und Z. BENAMARA: *Simulation of high frequency C-V characteristics of lateral pn-junctions on polysilicon films*. In: *Materials Science and Engineering*, Band 49, Seiten 197–201, 1997.
- [65] BENSTETTER, G., P. BREITSCHOPF, W. FRAMMELBERGER, H. RANZINGER, P. REISLHUBER und T. SCHWEINBOECK: *AFM-based scanning capacitance techniques for deep sub-micron semiconductor failure analysis*. In: *Microelectronics Reliability*, Band 44, Seiten 1615–1619, 2004.
- [66] STANGONI, M.V., M. CIAPPA und W. FICHTNER: *A New Procedure to Define the zero-Field Condition and to Delineate pn-Junctions in Silicon Devices by Scanning Capacitance Microscopy*. In: *Microelectronics Reliability*, Band 43, Seiten 1651–1656, 2003.
- [67] STANGONI, M.V.: *Scanning Probe Techniques for Dopant Profile Characterization*. Doktorarbeit, ETH Zurich, 2005.
- [68] STANGONI, M., M. CIAPPA und W. FICHTNER: *Assessment of the Analytical Capabilities of Scanning Capacitance and Scanning Spreading Resistance Microscopy Applied to Semiconductor Devices*. In: *Microelectronics Reliability*, Band 45, Seiten 1532–1537, 2005.
- [69] CLARYSSE, T. et al.: *Characterization of electrically active dopant profiles with the spreading resistance probe*. In: *Materials Science and Engineering*, Band 47, Seiten 123–206, 2004.
- [70] VANDERVORST, W. et al.: *Towards Routine, Quantitative Two-dimensional Carrier Profiling with Scanning Spreading Resistance Microscopy*. In: *American Institute of Physics*, Band 967, Seiten 613–619, 2001.

- [71] CLARYSSE, T. et al.: *Towards sub-10 nm carrier profiling with spreading resistance techniques*. In: *Materials Science in Semiconductor Processing*, Band 4, Seiten 61–66, 2001.
- [72] EYBEN, P., T. JANSSENS und W. VANDERVORST: *Scanning spreading resistance microscopy (SSRM) 2d carrier profiling for ultra-shallow junction characterization in deep-submicron technologies*. In: *Materials Science and Engineering*, Band 124–125, Seiten 45–53, 2005.
- [73] SINHA, A.: *Nonlinear dynamics of atomic force microscope with PI feedback*. In: *Journal of Sound and Vibration*, Band 288, Seiten 387–394, 2005.
- [74] JOHN, S. et al.: *Height anomalies in tapping mode atomic force microscopy in air caused by adhesion*. In: *Ultramicroscopy*, Band 69, Seiten 117–127, 1997.
- [75] RODRIGUEZ, T.R. und R. GARCIA: *Tip motion in amplitude modulation (tapping-mode) atomic force microscopy: Comparison between continuous and point-mass models*. In: *Applied Physics Letters*, Band 80, Seiten 1646–1648, 2002.
- [76] PRATER, C.B., P.G. MAIVALD, K.J. KJOLLER und M.G. HEATON: *TappingMode Imaging Applications and Technology*. Technischer Bericht, Veeco Metrology, 2008.
- [77] SARID, D.: *Scanning Force Microscopy*. Technischer Bericht, University of Antwerpen, New York, 1994.
- [78] STARK, W. und W.M. HECKL: *Fourier transformed atomic force microscopy: tapping mode atomic force microscopy beyond the Hookian approximation*. In: *Surface Science*, Band 457, Seiten 219–228, 2000.
- [79] NUNES, V.B., S.I. ZANETTE, A.O. CARIDE, R. PRIOLI und A.M.F. RIVAS: *Cantilevers behavior in the AC mode of an AFM*. In: *Materials Characterization*, Band 50, Seiten 173–177, 2003.
- [80] CAPPELLA, B. und G. DIETLER: *Force-distance curves by atomic force microscopy*. In: *Surface Science Reports*, Band 34, Seiten 1–104, 1999.
- [81] SYNOPSIS. [www.synopsys.com/tools/tcad](http://www.synopsys.com/tools/tcad).
- [82] KOPYCINSKA-MUELLER, M., R.H. GEISS und C. HURLEY: *Contact mechanics and tip shape in AFM-based nanomechanical measurements*. In: *Ultramicroscopy*, Band 106, Seiten 466–474, 2006.
- [83] CIAMPOLINI, L., M. CIAPPA, P. MALBERTI und W. FICHTNER: *SCaMsim, A New Three-dimensional Simulation Tool for Scanning Capacitance Microscopy*. In: *American Institute of Physics*, Band 550, Seiten 647–651, 2001.
- [84] OMALLEY, M.L. et al.: *Electrical simulation of scanning capacitance microscopy imaging of the pn junctions with semiconductor probe tips*. In: *Applied Physics Letters*, Band 74, Seiten 3672–3674, 1999.
- [85] CIAMPOLINI, L. et al.: *Simulation of scanning capacitance microscopy measurements on microsectioned and bevelled n+ - p samples*. In: *Materials Science in Semiconductor Processing*, Band 4, Seiten 85–88, 2001.

- [86] McDONALD, K.T.: *Magnetic Field in a Time-Dependent Capacitor*. Technischer Bericht, Princeton University, 2003.
- [87] BAUMGART, C., M. HELM und H. SCHMIDT: *Quantitative dopant profiling in semiconductors: A Kelvin probe force microscopy model*. In: *Phys. Rev. B*, Band 80, 2009.
- [88] KANG, C.J. et al.: *Depth dependent carrier density profile by scanning capacitance microscopy*. In: *Applied Physics Letters*, Band 71, Seiten 1546–1548, 1997.
- [89] KOPANSKI, J.J. und S. MAYO: *Intermittent-Contact scanning capacitance microscopy for lithographic overlay measurement*. In: *Applied Physics Letters*, Band 72, Seiten 2469–2471, 1998.
- [90] GOTO, K. und K. HANE: *Tapping mode capacitance microscopy*. In: *Revision of Scientific Instruments*, Band 68, Seiten 120–123, 1997.
- [91] GOTO, K. und K. HANE: *Application of a semiconductor tip to capacitance microscopy*. In: *Applied Physics Letters*, Band 73 der Reihe 4, Seiten 544–546, 1998.
- [92] FRAMMELBERGER, W., G. BENSTETTER, J. KIELY und R. STAMP: *Thickness determination of thin and ultra-thin SiO<sub>2</sub> films by C-AFM IV-spectroscopy*. In: *Applied Surface Science*, Band 252, Seiten 2375–2388, 2006.
- [93] BELAIDI, S., P. GIRARD und G. LEVEQUE: *Electrostatic forces acting on the tip in atomic force microscopy: Modelization and comparison with analytic expressions*. In: *Journal of Applied Physics*, Band 81, Seiten 1023–1030, 1996.
- [94] SAINT-JEAN, M., S. HUDLET, C. GUTHMANN und J. BERGER: *Van der Waals and capacitive forces in atomic force microscopes*. In: *Journal of Applied Physics*, Band 86, Seiten 5245–5248, 1999.
- [95] TAKAHASHI, T. und S. ONO: *Tip-to-sample distance dependence of an electrostatic force in KFM measurements*. In: *Ultramicroscopy*, Band 100, Seiten 287–292, 2004.
- [96] ZHU, Y.F. et al.: *Measurement of attraction force between AFM tip and surface of dielectric thin films with DC-bias*. In: *Computational Materials Science*, Band 33, Seiten 53–58, 2005.
- [97] BENSTETTER, G. et al.: *Method and apparatus for two-dimensional profiling of doping profiles of a material sample with scanning capacitance microscope*. US Patent Nr. 7788732.
- [98] CARTER, B. und R. MANCINI: *OP Amps for Everyone*. Butterworth Heinemann, Oxford, UK, 2009.
- [99] INC, SIGNAL RECOVERY: *Specifying Lock-In Amplifiers*. Technischer Bericht TN 1001, Signal Recovery Inc, 2000.
- [100] GRAEME, J.: *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions*. McGraw-Hill Professional, 1995.

- [101] GOGHERO, D. et al.: *Comparison of scanning capacitance microscopy measurements in open and closed loop modes on highly doped silicon monolayers*. In: *Solid-State Electronics*, Band 50, Seiten 1479–1482, 2006.
- [102] CIAMPOLINI, L. et al.: *Computational investigation of the accuracy of constant-dC scanning capacitance microscopy for ultra-shallow doping profile characterization*. In: *Solid State Electronics*, Band 46, Seiten 445–449, 2002.
- [103] LANYI, S. und M. HRUSKOVIC: *The resolution limit of scanning capacitance microscopes*. In: *Journal of Physics D*, Band 36, Seiten 598–602, 2003.
- [104] TOTH, A. et al.: *SCTS: scanning capacitance transient spectroscopy*. In: *Materials Science in Semiconductor Processing*, Band 4, Seiten 89–91, 2001.
- [105] KIMURA, K. et al.: *Two-dimensional dopant profiling by scanning capacitance force microscopy*. In: *Applied Surface Science*, Band 210, Seiten 93–98, 2003.
- [106] GARCIA, R. und R. PEREZ: *Dynamic atomic force microscopy methods*. In: *Surface Science Reports*, Band 47, Seiten 197–301, 2002.
- [107] YAMASHITA, Y. et al.: *Effects of interface roughness on the density of interface states at ultrathin oxide/Si interfaces: XPS measurements under biases*. In: *Applied Surface Science*, Band 117-118, Seiten 176–180, 1997.