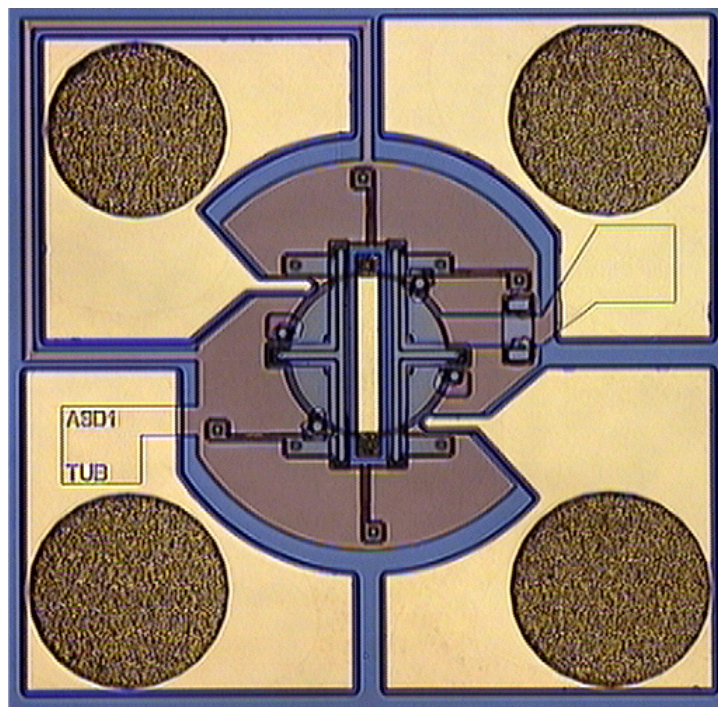


# Design und Realisierung eines elektrostatischen Mikrorelais in Oberflächen-Mikromechanik

Ernst Thielicke



Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades Dr.-Ing.

Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik

der Technischen Universität Berlin



**Design und Realisierung  
eines elektrostatischen Mikrorelais in  
Oberflächen-Mikromechanik**

von Diplom-Ingenieur  
Ernst Thielicke  
aus Karlsruhe

von der Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik  
der Technischen Universität Berlin  
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften  
- Dr.-Ing. -

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Univ. Prof. Dr. C. Boit, TU Berlin

Berichter: Univ. Prof. Dr. E. Obermeier, TU Berlin

Berichter: Univ. Prof. Dr. C. Hierold, ETH Zürich

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 04. 06. 2004

**Berlin 2004**

**D 83**



# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbole und Abkürzungen</b> .....	<b>IV</b>
<b>Zusammenfassung</b> .....	<b>IX</b>
<b>1 Einleitung</b> .....	<b>1</b>
1.1 <i>Mikrorelais erweitern das klassische Relais-Angebot</i> .....	1
1.2 <i>Mögliche Anwendungen für Mikrorelais</i> .....	5
1.2.1 Bereich Telekommunikation.....	5
1.2.2 Bereich Messtechnik.....	6
1.2.2.1 Einsatz in der Samplingsoszilloskopie.....	6
1.2.2.2 Miniaturisierung piezoelektrischer Messsysteme.....	6
1.2.2.3 Hochintegrierte Relaiskarten / ATE.....	8
1.3 <i>Anforderungen an ein Mikrorelais für messtechnische Anwendungen</i> .....	9
<b>2 Stand der Technik</b> .....	<b>10</b>
2.1 <i>Mikrorelais-Aktuatoren</i> .....	10
2.1.1 Herstellungstechnologien.....	11
2.1.2 Antriebsprinzipien.....	13
2.1.3 Bauformen.....	16
2.1.3.1 Mikrorelais mit elektrostatischem Parallelplatten-Aktuator.....	17
2.1.3.2 Mikrorelais mit elektrostatischem Wanderkeilantrieb.....	19
2.1.4 Abgrenzung der Mikrorelais von anderen Mikroschaltern.....	20
2.1.4.1 Mikroschalter und -relais mit externem Aktuator.....	20
2.1.4.2 Dreipol-Mikrorelais ohne Schalt-Lastkreis-Isolation (FET-Relais).....	20
2.1.4.3 Kapazitive RF-Relais und Shunt-Switches.....	21
2.2 <i>Mikrokontaktverhalten</i> .....	22
2.2.1 Kontaktwiderstand bei Kontaktkräften im $\mu\text{N}$ -Bereich.....	22
2.2.1.1 Grundlagen der Kontakttheorie.....	23
2.2.1.2 Gold als Kontaktmaterial.....	26
2.2.1.3 Messdaten zum Kontaktwiderstand aus der Literatur.....	26
2.2.1.4 Einflüsse auf die Messergebnisse.....	27
2.2.1.4.1 Einfluss der Kontaktherstellung.....	27
2.2.1.4.2 Einfluss von Fremdschichten und einer Reinigung der Kontakte.....	27
2.2.1.4.3 Einfluss der Kontaktabmessungen.....	28
2.2.1.4.4 Einfluss der Stromstärke auf den Kontaktwiderstand.....	29
2.2.2 Stromtragfähigkeit von Mikrokontakten.....	30
2.2.3 Rückstellkraft für Mikrokontakte.....	32
2.2.3.1 Die Adhäsion von Metallkontakten.....	32
2.2.3.2 Messdaten zur Rückstellkraft aus der Literatur.....	33

2.2.4	Isolation und Spannungsfestigkeit der geöffneten Kontakte.....	34
2.2.4.1	Durchbruchspannung für Luftstrecken im $\mu\text{m}$ -Bereich .....	34
2.2.4.2	Isolationswiderstand des Lastkreises .....	35
2.2.4.3	Ungewolltes Schalten durch Pull-In der Kontakte.....	36
2.2.5	Zusammenfassung.....	37
<b>3</b>	<b>Design des Relais-Aktuators.....</b>	<b>38</b>
3.1	<i>Elektrostatischer Parallelplattenantrieb.....</i>	40
3.2	<i>Isolierter Brückenkontakt.....</i>	42
3.3	<i>Federkonzept.....</i>	44
3.4	<i>Stopper statt Elektrodenisolation.....</i>	46
3.5	<i>Berücksichtigung technologischer Randbedingungen.....</i>	47
3.5.1	Verstärkung des Relaisankers .....	47
3.5.2	Drehinitialisierung.....	47
3.6	<i>Zusammenfassung.....</i>	49
<b>4</b>	<b>Berechnung des statischen und dynamischen Schaltverhaltens .....</b>	<b>50</b>
4.1	<i>Statisches Verhalten (Auslenkungen und Kräfte).....</i>	50
4.1.1	Durchbiegung des Relaisankers und maximale Kraft.....	52
4.1.1.1	Biegemoment des elektrostatisch belasteten Relaisankers.....	52
4.1.1.2	Axiales Trägheitsmoment des verstärkten Relaisankers.....	55
4.1.1.3	Differentialgleichung der Biegung und Ergebnisse .....	58
4.1.2	Abmessungen der Rückstell- und Nulllagefedern.....	62
4.2	<i>Dynamisches Verhalten (Schaltzeit).....</i>	66
4.2.1	Elektrische Zeitkonstante des Schaltkreises.....	66
4.2.2	Schaltzeit im Vakuum .....	67
4.2.3	Schockfestigkeit .....	70
4.2.4	Schaltzeit in Luft bei Atmosphärendruck ( $10^5$ Pa).....	71
4.2.4.1	Squeeze-Film-Damping des Relaisankers.....	71
4.2.4.2	Differentialgleichung der Ankerbewegung in Luft und Ergebnisse .....	76
4.3	<i>Zusammenfassung der analytischen Berechnungen.....</i>	79
<b>5</b>	<b>FEM-Simulation und Dimensionierung des Mikrorelais .....</b>	<b>80</b>
5.1	<i>Modellbildung und elektrostatisch-mechanische Kopplung .....</i>	81
5.1.1	Umwandlung des T-förmigen Verstärkungsprofils .....	83
5.1.2	Berücksichtigung von Prozessstoleranzen.....	85
5.2	<i>Ergebnisse der Simulation .....</i>	87
5.3	<i>Zusammenfassung und Layout des Relaisankers .....</i>	90

<b>6</b>	<b>Herstellung des Mikrorelais .....</b>	<b>92</b>
6.1	<i>Die Schritte des Prozessablaufs im Überblick .....</i>	92
6.2	<i>Detaillierte Erläuterung der einzelnen Prozessschritte .....</i>	95
6.2.1	LPCVD der ersten Polysiliziumschicht und Strukturierung (Schritt A) .....	95
6.2.2	PSG-Abscheidung und Strukturierung (Schritt B) .....	96
6.2.3	LPCVD der zweiten Polysiliziumschicht und Strukturierung (Schritt C) .....	98
6.2.4	Abscheidung und Strukturierung der Nitrid-Isolation (Schritt D) .....	100
6.2.5	LPCVD und Strukturierung des PSG und Polysiliziums 3 (Schritt E) .....	102
6.2.6	Sputtern, Galvanik und Strukturierung der Metallisierung (Schritt F) .....	104
6.2.7	Freilegen (Release) und Drehinitialisierung (Schritt G) .....	106
<b>7</b>	<b>Charakterisierung der Schalteigenschaften.....</b>	<b>108</b>
7.1	<i>Messung der Weg-Spannungs-Kennlinie .....</i>	108
7.2	<i>Transientes Schaltverhalten und Schaltzeit.....</i>	110
7.3	<i>Messung der Widerstände und der Spannungsfestigkeit.....</i>	112
7.3.1	Durchgangs- und Kontaktwiderstand.....	112
7.3.2	Spannungsfestigkeit des Lastkreises .....	112
7.3.3	Sperrwiderstand des Lastkreises .....	113
7.3.4	Schalt-Lastkreis-Spannungsfestigkeit .....	114
7.3.5	Schalt-Lastkreis-Isolationswiderstand .....	115
7.4	<i>Messung der Stromtragfähigkeit und Lebensdauer .....</i>	116
<b>8</b>	<b>Bewertung der Kenndaten, Diskussion und Ausblick .....</b>	<b>119</b>
<b>Anhang: Bisher veröffentlichte Mikrorelais.....</b>		<b>122</b>
<b>Literaturverzeichnis.....</b>		<b>135</b>

## Symbole und Abkürzungen

Symbol	Bedeutung	Einheit
$a, a_{\min}$	Beschleunigung	$\text{m/s}^2$
$A$	Fläche	$\text{m}^2$
$A_i$	Fläche des Elements $i$	$\text{m}^2$
$A_P$	Querschnittsfläche der Relaisanker-Elektrodenplatte	$\text{m}^2$
$A_V$	Querschnittsfläche des rechteckigen Verstärkungsprofils	$\text{m}^2$
$b(x)$	variable Breite der Relaisanker-Elektrode	$\text{m}$
$b_i$	Breite der Querschnittsfläche $i$	$\text{m}$
$b_L$	Leitbahnbreite	$\text{m}$
$\beta$	Adhäsionskonstante	1
$\beta_E$	Stromengekonstante	$\Omega \sqrt[3]{N}$
$\beta_F$	Fremdschichtkonstante	$\Omega \sqrt[3]{N^2}$
$c, c(z)$	Dämpfungskonstante	$\text{kg/s}$
$C_g$	Gesamtkapazität	F
$C_R$	Rückkopplungskapazität	F
$d$	Kontaktabstand	$\text{m}$
$d_i$	Durchmesser der Mikrospitze $i$	$\text{m}$
$d_{i,n}$	Abstand des Elements $i$ beim Iterationsschritt $n$	$\text{m}$
$d_{\text{nit}}$	Dicke der Nitridschicht	$\text{m}$
$d_{\text{ox}}$	Dicke der Oxidschicht	$\text{m}$
$\Delta\gamma$	Adhäsionsenergie	$\text{J/m}^2$
$\Delta z_{\max}$	maximale Durchsenkung	$\text{m}$
$E$	Elastizitätsmodul	$\text{Pa (N/m}^2\text{)}$
$\epsilon_0$	Dielektrizitätskonstante im Vakuum	F/m
$\epsilon_{\text{nit}}$	rel. Dielektrizitätskonstante von Dünnsfilm- $\text{Si}_3\text{N}_4$	1
$\epsilon_{\text{ox}}$	rel. Dielektrizitätskonstante von Dünnsfilm- $\text{SiO}_2$	1
$F_0$	Ordinatenabschnitt der Kraft	N
$F_E$	elektrostatische Kraft	N
$F_{\text{Feder}}$	Federkraft	N
$F_{i,n}$	elektrostatische Kraft, Element $i$ , Iteration $n$	N
$F_K$	Kontaktkraft	N
$F_N$	elektrostatische Normalkraft	N
$F_Q$	Querkraft	N
$F_R$	Rückstellkraft	N
$F_S$	Substratkraft	N
$f(x)$	variable Linienkraft	$\text{N/m}$
$h$	Höhe des Luftspalts	$\text{m}$



<b>Symbol</b>	<b>Bedeutung</b>	<b>Einheit</b>
$h_i$	Höhe der Querschnittsfläche $i$	m
$\eta, \eta_{\text{eff}}$	dynamische Viskosität	Pa*s
$i$	abfließende Ladung pro Zeit (Strom)	A
$i_e$	Eingangsstrom	A
$I_{\text{Last}}$	Laststrom	A
$I_{\text{Lk}}$	Leckstrom	A
$J_y, J_{\text{VP}}$	Flächenträgheitsmoment	m <sup>4</sup>
$k$	Federkonstante	N/m
$k_N$	Federkonstante der Nulllagefeder	N/m
$k_R$	Federkonstante der Rückstellfeder	N/m
$Kn$	Knudsenzahl	1
$l$	Länge des Brückenkontakts	m
$l_L$	Leitbahnlänge	m
$l_m$	mittlere freie Weglänge der Luftmoleküle	m
$Ma$	Machzahl	1
$M_{\text{by}}$	Biegemoment	Nm
$m$	Masse	kg
$\nu, \nu_{\text{Luft}}$	kinematische Viskosität	m <sup>2</sup> /s
$p$	Druck	Pa
$p_0$	Umgebungsdruck	Pa
$Q$	Gütefaktor	1
$R$	Radius der Relaisanker-Elektrode	m
$R_D$	Durchgangswiderstand (gesamter Lastkreis)	$\Omega$
$R_E$	Engewiderstand	$\Omega$
$R_F$	Fremdschichtwiderstand	$\Omega$
$R_{\text{iso}}$	Isolationswiderstand	$\Omega$
$R_K$	Kontaktwiderstand	$\Omega$
$R_L$	Zuleitungswiderstand	$\Omega$
$R_{\text{Last}}$	Lastwiderstand	$\Omega$
$R_{\text{Sp}}$	Sperrwiderstand	$\Omega$
$r, \varphi, z$	Zylinderkoordinaten	m, rad
$r_i$	Spitzenradius der Mikrospitze $i$	m
$r_K$	Krümmungsradius des Kontakts	m
$\rho$	spezifischer Widerstand	$\Omega\text{m}$
$\rho_H$	Hautwiderstand	$\Omega\text{m}^2$
$\rho_{\square}$	Schichtwiderstand	$\Omega$
$Re$	Reynoldszahl	1
$s_i$	Abstand der Schwerlinie der Querschnittsfläche $i$	m

<b>Symbol</b>	<b>Bedeutung</b>	<b>Einheit</b>
$s_p, s_v, s_{vp}$	Abstände der Schwerlinien	m
$\sigma$	Dichte	kg/m <sup>3</sup>
$\tau_{el}$	elektrische Zeitkonstante	s
$t_{Luft}$	Schaltzeit in Luft	s
$\tau_{mech}$	mechanische Zeitkonstante	s
$t_{vak}$	Schaltzeit im Vakuum	s
$U$	Schaltspannung	V
$U_a$	Ausgangsspannung	V
$u_{Fluid}$	laterale Geschwindigkeit des Fluids (Luft) im Spalt	m/s
$u_{lat}$	laterale Geschwindigkeit des Relaisankers	m/s
$u_{Schall}$	Schallgeschwindigkeit (in Luft)	m/s
$U_{Schalt}$	Schaltspannung	V
$U_{Sp}$	Sperrspannung	V
$u_z$	vertikale Geschwindigkeit des Relaisankers	m/s
$\omega_0$	Resonanzfrequenz	1/s
$x, y, z$	kartesische Koordinaten	m
$z_K$	Auslenkung des Relaisankers bei Kontaktgabe	m
$z_{max}$	Elektrodenabstand in Nulllage	m
$z_R$	Auslenkung d. Relaisankers beim Ankoppeln der RSF	m
$z_S$	Auslenkung d. Relaisankers b. Ankoppeln der Stopper	m
$z_{SN}$	Abszisse d. Berührungspunkts der NSF m. d. elektrost. Kraft	m
$z_{SR}$	Abszisse d. Berührungspunkts der RSF mit d. elektrost. Kraft	m

<b>Abkürzung</b>	<b>Bedeutung</b>
2D, 3D	zweidimensional, dreidimensional
Ag	Silber
Al	Aluminium
ATE	Automated Test Equipment
Au	Gold
BCB	Benzocyclobuten
BMM	Bulk-Mikromechanik
Co	Cobald
COTS	Components off-the-Shelf
Cr	Chrom
Cu	Kupfer
DC	Direct Current
DI	deionisiert
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
EMR	elektromechanisches Relais
FEM	Finite Elemente Methode
FET	Feldeffekt-Transistor
GSM	Global System for Mobile Communications
HF	Flusssäure, Hochfrequenz
IC	Integrated Circuit
IEC	International Electrotechnical Commission
KFZ	Kraftfahrzeug
KJ/J	Kaliumjodid-Jod
KOH	Kaliumhydroxid
LIGA	Lithographie und galvanische Abformung
LPCVD	Low Pressure Chemical Vapor Deposition
LTO	Low Temperature Oxide
MEMS	Micro-Electro-Mechanical System
MMR	mikromechanisches Relais
MTBF	Mean Time before Failure
MUMPs	Multi-User MEMS Processes
NC	Normally Closed
Ni	Nickel
NiFe	Nickel-Eisen (Permalloy)
Nitrid	Siliziumnitrid
NLF	Nulllagefeder
NO	Normally Open
OMM	Oberflächen-Mikromechanik

<b>Abkürzung</b>	<b>Bedeutung</b>
OPV	Operationsverstärker
Oxid	Siliziumoxid
PCMCIA	Personal Computer Memory Card International Association
PECVD	Physical Enhanced Chemical Vapor Deposition
Photo-MOS	Photosensitive Metal Oxide Semiconductor
PL, PR	Photolack
PMMA	Polymethylmetacrylat, Plexiglas
POCl <sub>3</sub>	Phosphoroxychlorid
Poly, Polysilizium	polykristallines Silizium
PSG	Phosphorsilikat-Glas
PWB	Printed Wireboard
PZT	Blei-Zirkonat-Titanat
REM	Raster-Elektronenmikroskopie
RF	Radio Frequency
RIE	Reactive Ion Etching
RSF	Rückstellfeder
SF <sub>6</sub>	Schwefelhexafluorid
Si	Silizium
Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	Siliziumnitrid
SiO <sub>2</sub>	Siliziumoxid
SMA	Shape Memory Alloy
SMD	Surface Mounted Device
SOI	Surface On Insulator
SSR	Solid State Relay
TEM	Transmissions-Elektronenmikroskopie
Ti	Titan
TTL	Transistor-Transistor-Logik
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Systems
WLAN	Wireless Local Area Network

## Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Konzeption und Realisierung eines Mikrorelais für den Einsatz im Bereich Messtechnik, speziell zur Miniaturisierung von Relaiskarten (Automated Test Equipment → ATE) und piezoelektrischen Messsystemen.

Ausgehend von einer ausführlichen Analyse des Verhaltens metallischer Mikrokontakte und den Einflüssen von Fremdschichten, Laststrom und Kontaktfläche werden die Anforderungen an den Mikroaktuator aufgestellt, der die Schaltfunktion ausführt.

Daten aus der Literatur zeigen, dass ein Mindestwert der Kontaktkraft von etwa  $100\ \mu\text{N}$  überschritten werden muss, um einen stabilen Kontaktwiderstand zwischen  $<10\ \text{m}\Omega$  und  $2\ \Omega$  für Reingold zu erhalten. Die Mehrzahl der tatsächlich in Mikrorelais gemessenen Kontaktwiderstände liegt im oberen Bereich dieser Spannweite oder darüber. Auch der in dem hier vorgestellten Mikrorelais erzielte Kontaktwiderstand beträgt  $1.3\ \Omega$ .

Um die geschlossenen Kontakte wieder zu trennen, ist eine Mindestrückstellkraft nötig, für die ein Wert von  $>100\ \mu\text{N}$  für kleine Lasten und kleine Kontakte ausreicht. Die Rückstellkraft ist erstaunlich wenig untersucht, obwohl das Verkleben der Kontakte die häufigste Ausfallursache von Mikrorelais ist, die an der Mindestkraftgrenze arbeiten und Lastströme bis in den unteren mA-Bereich schalten sollen.

Die offenen Kontakte werden von einer Luftstrecke isoliert, deren Durchschlagsfestigkeit in einem weiten Bereich unabhängig vom Kontaktabstand ist. Ein Mindestabstand von knapp unter einem Mikrometer reicht aus, um etwa 340 Volt zu trennen. Eine größere Spannungsfestigkeit ist erst mit einem Abstand von mehr als  $30\ \mu\text{m}$  zu erreichen, so dass der Kontakthub zu etwa  $1.5\ \mu\text{m}$  gewählt werden kann.

Auch der Sperrwiderstand und die Pull-In-Spannung, bei der die Kontakte schließen, ohne dass eine Spannung am Schaltkreis anliegt, steigt mit dem Kontaktabstand. Diese Werte können aber in gleicher Weise mit den lateralen Abmessungen des Kontakts beeinflusst werden, deren Verkleinerung sich auch vorteilhaft auf die nötige Rückstellkraft auswirkt, weil die Adhäsionskraft flächenproportional abnimmt. Die Kontaktfläche wird deshalb mit nur  $5\ \mu\text{m}$  Durchmesser sehr klein gewählt.

Das elektrostatische Antriebsprinzip ist prädestiniert für einen Einsatz in Mikrorelais, weil es die Realisierung eines schnellen und leistungsarmen Aktuators ermöglicht, der eine hohe Normalkraft am Ende seines Stellweges erzielt, dann, wenn die Kontakte geschlossen werden.

Nach einer analytischen Abschätzung wird das Mikrorelais mit Hilfe einer elektro-mechanisch gekoppelten FEM-Simulation dimensioniert. Ein neues Aktuator-Konzept mit mehrstufigen Federn (Nulllage-, Rückstell- und Relaisankerfeder) und planparallelen, verstärkten Elektrodenplatten erzeugt auf einer Nettofläche von unter  $0.2\ \text{mm}^2$  eine elektrostatische Gesamtkraft von mindestens  $600\ \mu\text{N}$  bei einem Stellweg von etwa  $2\ \mu\text{m}$ .

Das Mikrorelais wird mit den Technologien der Oberflächen-Mikromechanik aufgebaut. Die elektro-mechanischen Strukturen (Relaisanker und Elektroden) bestehen aus Polysilizium. Der Schalt- ist vom Lastkreis galvanisch durch eine Siliziumnitridschicht getrennt und die Kontakte bestehen aus Gold. Die Batchfertigung und der planare Aufbau erlauben die einfache Integration zu Mikrorelais-Arrays, so dass mehrere Relais in einem  $\mu$ -SMD-kompatiblen IC-Gehäuse zusammengefasst werden könnten.

Nach einem Initialisierungsschritt, der ebenfalls im Batch erfolgen kann, führt der Relaisanker die Schaltfunktion durch eine Bewegung normal zum Substrat aus, wobei ein Brückenkontakt zwei Gegenkontakte elektrisch leitend verbindet (Single-Pole, Single-Throw, Normally-Open, Double-Make Relay → SPST-NO-DM).

Das Schaltverhalten des Relais wird messtechnisch untersucht und alle relevanten Kennwerte aufgenommen. Einige REM-Aufnahmen zur mechanisch-elektrischen Degradation der Kontakte bei unterschiedlichen Lastfällen zwischen  $10\ \mu\text{A} / 1\ \text{Volt}$  und  $1\ \text{mA} / 5\ \text{Volt}$  runden die Charakterisierung ab.

Das Relais hat eine Leistungsaufnahme von unter  $10\ \mu\text{W}$  und benötigt eine Ansteuerspannung von etwa  $35\ \text{Volt}$ . Die Spannung ist klein für ein elektrostatisches Bauelement, aber immer noch groß im Vergleich zu thermomechanischen oder elektromagnetischen Antrieben. Wegen der nahezu leistungslosen Ansteuerung reicht aber ein kleiner IC-Spannungswandler aus, um eine Vielzahl dieser Relais parallel zu versorgen.

Der Durchgangswiderstand beträgt  $6.5\ \Omega$ , der Sperrwiderstand mehr als  $100\ \text{G}\Omega$  und die Spannungsfestigkeit  $150\ \text{Volt}$ .

Das Relais wird üblicherweise bei Normaldruck betrieben, so dass die Gasdämpfung (Squeeze-Film-Damping) das dynamische Schaltverhalten bestimmt. Schon bei der analytischen Berechnung mit Hilfe der Reynoldsgleichung und einer durch den Vergleich mit dem Verhalten im Vakuum vereinfachten Bewegungsgleichung zeigt sich die Prellfreiheit des Schaltvorgangs, wobei trotz der hohen Bedämpfung eine Einschaltzeit von unter  $150\ \mu\text{s}$  erreicht wird.

Wenn die Belastung auf den untersten Trockenlastbereich beschränkt bleibt, ist die Lebensdauer mit mindestens  $10^6$  Schaltspielen (Lasten unter  $5\ \text{V}$  und  $100\ \mu\text{A}$ ) nahezu ebenso hoch wie die klassischer, elektromagnetischer Relais. Das Bauvolumen und die Leistungsaufnahme sind jedoch mindestens drei Größenordnungen kleiner.

Auch die Schaltzeit liegt eine Größenordnung unter der klassischer Relais und konkurriert ebenso wie die Baugröße mit den Werten sogenannter Halbleiterrelais, deren On/Off-Verhältnis jedoch deutlich geringer ist. Halbleiterschalter, mit Ausnahme der Photo-MOS-Relais, haben darüber hinaus keine galvanische Trennung zwischen Schalt- und Lastkreis.

Es werden bis auf den Sperrwiderstand, dessen Wunschspezifikation für piezoelektrische Messsysteme mit  $1000\ \text{T}\Omega$  extrem hoch angesetzt ist, alle Anforderungen für einen Einsatz in messtechnischen Anwendungen erfüllt, wenn man davon absieht, dass die Betriebsspannung hochgewandelt werden muss und die Lebensdauer stark lastabhängig ist.

Die Arbeit wird komplettiert durch eine ausführliche tabellarische Übersicht bisher veröffentlichter Mikrorelais, die zum einen den Stand der Technik dokumentiert und zum anderen zeigt, dass das im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte Bauelement, gemessen an seiner Baugröße und dem verlustarmen elektrostatischen Antrieb, eines der leistungsfähigsten ist, die bisher vorgestellt wurden.

Die Tabelle auf der nächsten Seite fasst nochmals alle relevanten Daten zusammen.

Tabellarische Zusammenfassung der Kenndaten des Mikrorelais:

<i>Gesamtgröße mit Bondpads</i>	700*700*500 $\mu\text{m}^3$
<i>Aktuatorfläche</i>	380*420 $\mu\text{m}^2$
<i>Elektrorendurchmesser</i>	200 $\mu\text{m}$
<i>Schaltspannung</i>	35 – 39 V
<i>Schalt- / Verlustleistung</i>	< 10 $\mu\text{W}$ bei 1 kHz Schaltfrequenz
<i>Kontaktkraft</i>	175 $\mu\text{N}$
<i>Rückstellkraft</i>	150 $\mu\text{N}$
<i>Kontaktmaterial</i>	unlegiertes Gold, 160 nm gesputtert zum Teil galvanisch verstärkt
<i>Kontaktwiderstand</i>	1.3 $\Omega \pm 10\%$
<i>Durchgangswiderstand</i>	6.5 $\Omega \pm 5\%$
<i>Sperrwiderstand</i>	> 10 G $\Omega$ bei 100 V Sperrspannung > 100 G $\Omega$ bei 20 V Sperrspannung
<i>Durchbruchspg. Lastkreis</i>	150 V
<i>Durchbr.spg. Schalt- Lastkreis</i>	150 V bei offenen Kontakten 50 V bei geschlossenen Kontakten
<i>Schalt- Lastkreis-Isolation</i>	LPCVD-Siliziumnitrid 160 nm
<i>Einschaltzeit</i>	140 $\mu\text{s}$
<i>Ausschaltzeit</i>	min. 50 $\mu\text{s}$ (lastabhängig)
<i>Schockfestigkeit</i>	> 1000 g
<i>Lebensdauer: Anzahl Schaltspiele bei 100 Hz mit 50% Tastverhältnis</i>	> 10 <sup>7</sup> bei 1 V, 10 $\mu\text{A}$ Last > 10 <sup>6</sup> bei 5 V, 100 $\mu\text{A}$ Last > 10 <sup>4</sup> bei 5 V, 1 mA Last
<i>Herstellungs-Technologie</i>	Oberflächen-Mikromechanik auf Si-Substrat 3 Polysiliziumschichten: 0.4 / 2.5 / 2.5 $\mu\text{m}$ LT-Siliziumoxid-Opferschichten 16 Masken





# 1 Einleitung

Relais sind Vierpole, deren elektrisch angesteuerter Schaltkreis einen oder mehrere Lastkreise mit Hilfe eines mechanischen oder elektrischen Vorgangs in zwei stabile Zustände versetzen kann, nämlich leitend und nichtleitend. Diese zunächst trivial erscheinende Aufgabe birgt einige große Herausforderungen bezüglich der zunehmenden Miniaturisierung und Preisreduktion der Bauelemente. Der Markt ist gewaltig und lohnt die von der Forschung und Industrie unternommenen Anstrengungen.

Der weltweite Relaismarkt im Segment unter 30 Ampere Laststrom belief sich im Jahre 2001 auf ein Volumen von 4.66 Mrd. US-Dollar. Erwartet wird eine mittlere jährliche Zunahme von etwa 3% auf 5.4 Mrd. US-Dollar im Jahr 2006. Dies entspricht einer Produktion von mehr als 3 Milliarden Relais jährlich. Der Markt wird zu über 50% von fünf großen Anbietern dominiert: Aromat-Matsushita (Markenname NAI<sub>S</sub>), Omron, Siemens (jetzt Tyco) mit jeweils über 10% Marktanteil sowie NEC und Fujitsu mit jeweils etwa 5%. Teledyne und Hella haben je etwa 2%, danach sinken die Marktanteile unter 1% [1].

## 1.1 Mikrorelais erweitern das klassische Relais-Angebot

Relais können nach ihrer Bauart in drei Gruppen eingeteilt werden, die jeweils auf verschiedenen Technologien beruhen und unterschiedliche, sich zum Teil überlappende Anwendungsgebiete abdecken:

- elektromechanische Relais (EMR),
- Halbleiterrelais (Solid-State-Relay SSR) und
- mikromechanische Relais (MMR).

EMR beruhen auf dem elektromagnetischen Prinzip. Der Aufbau umfasst die Erregerspule und den Elektromagnet, der bei Stromfluss eine Kraft auf den Relaisanker ausübt. Dieser bewegt sich gegen eine Federkraft und schließt die metallischen Kontakte [2], [3].

Die Vorteile des mechanischen Aufbaus sind die galvanische Trennung und der geringe Kontaktwiderstand. Zudem bestehen moderne elektromagnetische Relais nur aus sehr wenigen Teilen und werden dank einer vollständig automatisierten Fertigung kostengünstiger hergestellt als Halbleiterrelais. Aber auch die kleinstmögliche EMR-Bauform, das Miniaturrelais, wird mit klassischen Herstellungstechnologien gefertigt. Das heißt, Antriebsspulen werden maschinell gewickelt, Kontaktmaterialien werden mittels Walzplattierung, zum Teil auch galvanisch, aber selten durch Sputtern aufgebracht, mechanische Elemente werden durch feinwerktechnische Prozesse hergestellt und mit den übrigen Komponenten durch Stecken, Kleben, Lötten oder Schweißen zusammengefügt.

So nimmt ein gehäustes Miniaturrelais ein Volumen von etwa 0.5 cm<sup>3</sup> ein, bei einer Strukturhöhe von mindestens 4 mm. Fläche, miniaturisierte Baugruppen, die durch die Verwendung von  $\mu$ SMD (Surface Mounted Devices) und IC (Integrated Circuits) heute möglich sind, lassen sich nicht realisieren, wenn ein EMR integriert werden muss. Der Einsatz elektromechanischer Relais beschränkt sich auf PWB (Printed Wireboards) und SMD der ersten Generation.

Der Aufbau weist wegen der beweglichen, massenträgen Teile ein prellendes Schaltverhalten auf und die Schaltzeit ist relativ groß. Um die Schaltzeit zu verkürzen, wurde das Reedrelais entwickelt, bei dem massenreduzierte, ferromagnetische Federelemente, welche die Kontakte tragen, in einem vom Spulendraht umwickelten Glaskolben eingeschlossen sind.

Höchstfrequenzrelais erreichen Grenzfrequenzen von mehr als 5 GHz mit Einfüge- und Sperrdämpfungen von typischerweise 0.25 bzw. 60 dB bei 1 GHz. Sie sind aber größer als Miniaturrelais und durch die aufwändige Schirmung und speziell ausgeführten Signalwege mit 10 - 50 €/ St. deutlich teurer.

Mikromechanische Relais (MMR) können als Untergattung der elektromechanischen Relais gelten, da sie ebenfalls über einen mechanisch betätigten Kontaktsatz und metallische Kontakte verfügen. Sie nutzen aber nicht ausschließlich das elektromagnetische Antriebsprinzip und werden mit den Technologien der Mikrosystemtechnik hergestellt [4], die viele der Halbleitertechnischen Prozesse übernommen hat, mit denen SSR produziert werden. Mikrorelais sind typische MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems), die in großen Stückzahlen durch batch processing hergestellt werden. Es besteht auch die Möglichkeit, mikromechanische Strukturen und elektronische Schaltkreise auf einem Siliziumplättchen zu integrieren, wenn der Herstellungsprozess IC-kompatibel ausgelegt ist [5], [52]. Selbst GaAs-kompatible Mikrorelais wurden schon vorgestellt [45], [59].

Das Volumen eines gehäusten Mikrorelais oder Mikrorelais-Arrays entspricht dem von IC-Bausteinen, wobei die geringe Strukturhöhe eine Integration in flache Gehäuse wie etwa Handys oder PCMCIA-Steckkarten für Laptop-Computer erlaubt.

MMR bieten gegenüber Halbleiterrelais eine vollständige galvanische Trennung. Die Schaltzeiten liegen wegen der um mehrere Größenordnungen verkleinerten Abmessungen und der damit einhergehenden Volumen- und Massenreduktion deutlich unter denen von EMR. Mikrorelais schalten oft sogar schneller als SSR und meist ebenfalls prellfrei. Die Zahl der Schaltspiele erreicht zwangsläufig nicht die der Halbleiter-Relais. Der beschränkende Faktor ist die elektrisch-mechanische Lebensdauer der Mikrokontakte.

Typische Relais aus jeder Gattung sind in Tabelle 1.1 mit ihren Kenndaten gegenübergestellt. Als Vertreter der breiten Palette der Halbleiterrelais wurde ein Photo-MOS-SSR ausgewählt, da es sich dabei um ein Bauelement mit galvanischer Trennung von Schalt- und Lastkreis handelt, die mit einem Optokoppler realisiert wird. Andere SSR, wie Dioden, Transistoren, Thyristoren oder Triacs haben keine galvanische Trennung. Für Funktionsbeschreibungen wird auf die Literatur verwiesen [6].

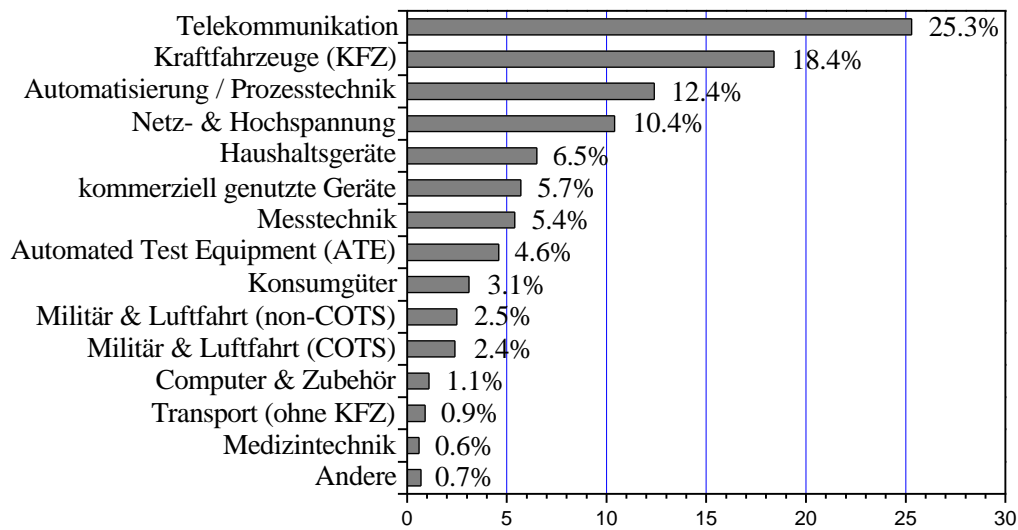
Die Anwendungen von Relais reichen von Standardanwendungen wie dem Betätigen eines Blinkers, bis hin zu hoch spezialisierten Aufgaben der Mikrowellenmesstechnik. Wie Abbildung 1.1 zeigt, werden die größten Stückzahlen im Bereich Telekommunikation eingesetzt. Für Mikrorelais kommen daneben vor allem die Bereiche Messtechnik und ATE (Automated Test Equipment) in Frage.

Mikrorelais werden das Relaisangebot im untersten Lastbereich erweitern und weitere, neue Anwendungen ermöglichen, wobei die Grenze bei einigen Milliampere Laststrom zu ziehen ist. Die Fortschritte auf dem Gebiet der Mikrosystemtechnik haben allerdings auch Auswirkungen auf die klassische Relais-technik, die beginnt, mikrostrukturierte Bauteile zu verwenden, um das Gehäusevolumen zu verkleinern [11]. Ebenso werden die Leistungsdaten der Halbleiterrelais dank moderner Fertigungstechnologien und Materialien stetig verbessert, und der Stückpreis ist inzwischen fast auf den der EMR gesunken.

	<b>Miniaturrelais (EMR)</b>	<b>Miniatur-Photo-MOS-Relais (SSR)</b>	<b>Mikrorelais (MMR)</b>
<i>Herstellungstechnologie</i>	Elektromechanik	Siliziumtechnologie	Mikrosystemtechnik
<i>Länge, Breite, Höhe, geh. Volumen ungehäust (Höhe)</i>	10*9*4 mm <sup>3</sup>	6*5*3 mm <sup>3</sup>	1 – 20 mm <sup>3</sup> (0.5 – 2 mm)
<i>Ansteuer- / Verlustleistung</i>	150 mW	5 mW	50 µW – 150 mW
<i>Durchgangswiderstand</i>	0.05 – 0.2 Ω	1 – 10 Ω	0.5 – 50 Ω
<i>Laststrombereich</i>	1 A	0.2 A	1 – 300 mA
<i>Galvanische Trennung des Lastkreises</i>	ja (TΩ)	nein (MΩ)	ja (GΩ - TΩ)
<i>Galvanische Trennung zwischen Schalt- und Lastkreis</i>	ja	ja (nicht bei anderen SSRs)	meistens ja
<i>Spannungsfestigkeit</i>	1500 V	1500 V	100 – 500 V
<i>Ansprechzeit</i>	2 ms (Reed 500 µs)	1 ms	10 µs – 10 ms
<i>Prellzeit</i>	> 100 µs	nicht vorhanden	meist nicht vorhanden
<i>Lebensdauer</i>	ca. 10 <sup>6</sup> Schaltspiele bei kleiner Last	MTBF > 10 Jahre schaltspielunabhängig, nahezu lastunabhängig	bis 10 <sup>6</sup> Schaltspiele bei geringer Trockenlast
<i>Abschalten einer induktiven Last</i>	Lichtbogen übernimmt die Energie (unkritisch)	Sperrschicht übernimmt die Energie (u.U. Schutzbeschaltung nötig)	Lichtbogen
<i>Empfindlich gegenüber elektromagnetischer Störung (EMV)</i>	nein	ja	nein
<i>Schockfestigkeit</i>	10 – 50 g	sehr hoch	hoch (>> 100g)
<i>Schaltgeräusche</i>	ja	nein	nein
<i>Integrierbar (Relais-Arrays, IC-Technik)</i>	nein	ja	ja
<i>Stückpreis</i>	~ 40 Cent	~ 50 Cent	?

**Tabelle 1.1: Typische Kenndaten für die kleinsten Relais in elektromechanischer Bauform und kleine Photo-MOS-Halbleiterrelais im Vergleich zu Mikrorelais [7], [8], [9]. Die Werte geben nur Größenordnungen wieder, um die Bauformen qualitativ vergleichen zu können. Exakte Werte für EMR und SSR sind den Datenblättern der zahlreichen Hersteller zu entnehmen. Eine Herstellerübersicht findet sich z. B. in [10].**

**Mikrorelais haben noch keine vergleichbare Serienreife erreicht. Die Werte geben hier die Bandbreite publizierter Daten an, die im Anhang detailliert vorgestellt werden.**



**Abbildung 1.1: Anteil des Marktvolumens in Prozent des Gesamtumsatzes von 4.66 Mrd. Dollar im Jahr 2001 der Relais im Bereich bis 30 A Laststrom, aufgeteilt nach Anwendungsfeldern [1]. Mikrorelais sind auf Anwendungen im untersten Lastbereich beschränkt, womit sich vor allem die Bereiche Telekommunikation und Messtechnik inklusive ATE anbieten. (COTS steht für Components-Off-The-Shelf und bezeichnet Serienprodukte, die preiswert auf dem allgemeinen Markt zu beziehen sind und trotzdem besonderen Anforderungen genügen).**

## 1.2 Mögliche Anwendungen für Mikrorelais

### 1.2.1 Bereich Telekommunikation

Der Einsatz von Mikrorelais ist im gesamten Frequenzspektrum möglich, das heute für Kommunikationszwecke genutzt wird. Die Anwendung im klassischen Sektor der Telekomrelais wird allerdings durch die entsprechenden Normen erschwert, die sich mit Rücksicht auf den neuen Relaisstyp weiterentwickeln müssen. Insbesondere die hohe Spannungsfestigkeit und die geforderten Luft- und Kriechstrecken können von Mikrobau-elementen nicht erreicht werden. Die Bellcore-Norm (Bell Labs) verlangt eine Spannungsfestigkeit von 2500 Volt, die IEC-Norm immerhin 1500 Volt. Die Isolationsstrecken im untersten Nennspannungsbereich bis 12 Volt liegen je nach Einsatzland bei mindestens 0.4 mm [3].

Im Hoch- und Höchsthfrequenzbereich bilden RF-Relais mit weiteren hochfrequenztauglichen, mikromechanischen Bauelementen die Gruppe der RF-MEMS. Sie werden Radio-Frequency-MEMS genannt, auch wenn der Radiofrequenzbereich nach der offiziellen Terminologie nur bis 300 MHz reicht. RF-MEMS ersetzen kostenintensive Schaltkreise, die mit pin-Dioden, GaAs-FETs, Shottky-Dioden, platzraubenden Hochfrequenz-EMR und passiven Komponenten wie Quarzresonatoren und SAW-Filter aufgebaut sind (SAW: Surface Acoustic Wave).

Schon in der aktuellen Mobiltelefon-Generation (meist Triband-Handys) wird der meiste Platz von passiven Bauteilen im Hochfrequenzteil des Transceivers verbraucht. Nguyen [12] und Tilmans [13] geben jeweils einen umfangreichen Überblick und Rebeiz [14] hat ein aktuelles Buch zu RF-MEMS veröffentlicht. Eine im Internet verfügbare Einführung zu RF-Relais, die auch Informationen und Vergleiche zu Hochfrequenz-Halbleiterschaltern enthält, findet sich bei Kiyawat [15].

RF-Relais werden meist in der technologisch einfachsten Form speziell für die jeweiligen Frequenzbereiche konzipiert und schalten oftmals keine Gleichlasten oder Signale niedrigerer Frequenz, worauf in Kapitel 2 „Stand der Technik“ näher eingegangen wird. Anwendungen finden sich unter anderem mit schaltbaren LR- [88] oder CR-Netzwerken [16] und mikromechanischen Antennenumschaltern in den GSM-Bändern zwischen 0.9 und 1.9 GHz, UMTS, WLAN (Wireless Local Area Network) und Bluetooth bei 2.4 GHz [17] oder in den Radar-Bändern X bis W zwischen 10 und 100 GHz [18], die ein großes Marktvolumen bei fahrerunterstützenden Radarsystemen im KFZ erwarten lassen.

## 1.2.2 Bereich Messtechnik

### 1.2.2.1 Einsatz in der Samplingsoszilloskopie

Nach Radius [44] müssen die zum Entwurf und zur Kontrolle impulsverarbeitender Schaltungen nötigen messtechnischen Geräte eine Bandbreite haben, die um mindestens eine Zehnerpotenz größer ist als die des zu messenden Signals. Erreicht dieses aber bereits die größte technisch mögliche Bandbreite, dann ist eine direkte Oszillografie nicht möglich, da keine Schaltung mit noch größerer Bandbreite zur Verfügung steht. Hier wird die Sampling-Methode angewendet, bei der unter der Voraussetzung periodisch sich wiederholender Signale Amplitudenproben aus dem zu messenden Spannungsverlauf entnommen und anschließend zusammengesetzt werden, wobei dann nur einzelne Bauteile der Messverstärkerschaltung jene große Bandbreite haben müssen.

Der Flankengenerator ist für die erreichbare Bandbreite von ausschlaggebender Bedeutung. Die geforderten scharfen Pulse können auf einfache Weise von schnell schaltenden Mikrorelais durch Öffnen und Schließen der Kontakte geliefert werden, wobei deren geringe Baugröße die Integration in die für diese Frequenzbereiche nötigen Microstrip- oder Coplanarleitungen ermöglicht. Auch die Prellfreiheit der Mikrorelais ist für diese Anwendung interessant.

### 1.2.2.2 Miniaturisierung piezoelektrischer Messsysteme

Piezoelektrische Aufnehmer werden zur Kraft-, Druck- und Beschleunigungsmessung eingesetzt. Das piezoelektrische Material (z.B. Quarz) wird durch äußere Einwirkung verformt, wobei die auftretende Polarisierung zu einer elektrischen Ladung auf den äußerlich angebrachten Elektroden führt, die als Strom  $i$  an einen Integrierer abgegeben wird (sog. „Ladungsverstärker“ [21]). Nach der Messung ist die Spannung über dem geladenen Kondensator im Rückkopplungszweig des Operations-Verstärkers ein Maß für die Verformung des Piezo-Kristalls. Bevor die nächste Messung vorgenommen werden kann, muss dieser Kondensator entladen werden. Ein paralleler Schalter schließt dazu den Kondensator kurz. Abbildung 1.2 zeigt schematisch das Ersatzschaltbild.

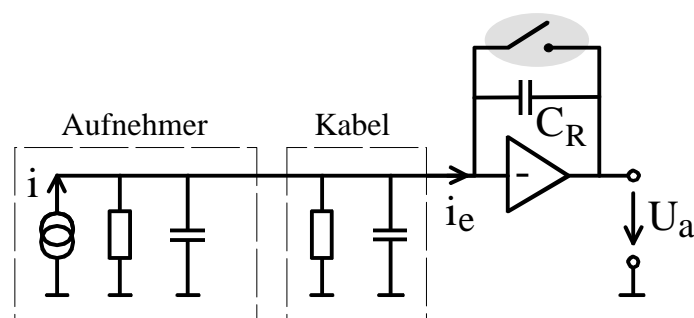
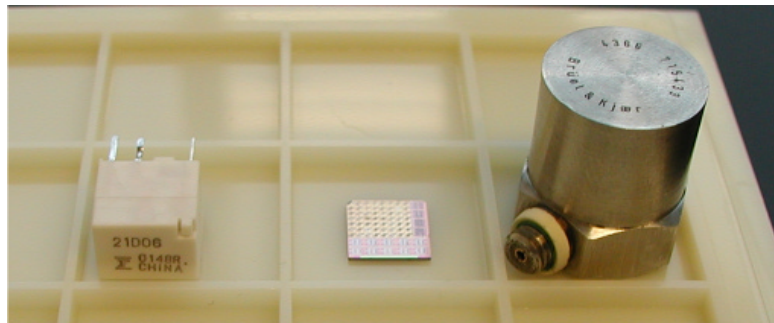


Abbildung 1.2: Prinzipbild eines piezoelektrischen Aufnehmers für niedrige Frequenzen mit Ladungsverstärker. Die im Aufnehmer durch Deformation auftretende Ladung fließt als Strom  $i_e$  in den Integrierer und sitzt dann im Rückkopplungskondensator  $C_R$ . Die Spannung  $U_a$  ist also ein Maß für diese Ladung und schließlich für die Verformung des Aufnehmers durch Kraft, Druck etc. Der Schalter im Rückkopplungszweig des OPV, in der Zeichnung grau hinterlegt, entlädt den Kondensator nach der Messung durch Kurzschluss.

Um kleine Aufnehmer realisieren zu können, muss dieser Schalter zusammen mit der Auswertelektronik und dem piezoelektrischen Sensor in ein Gehäuse passen. Halbleiterschalter sind wegen zu kleiner Sperrwiderstände nicht geeignet, der Leckstrom würde den Kondensator vorzeitig entladen. Die Anwendung stellt dagegen keine Anforderungen an einen besonders niedrigen Durchgangswiderstand, mithin ein ideales Einsatzgebiet für Mikrorelais.

Abbildung 1.3 zeigt den Beschleunigungssensor 4366 der Firma Brüel&Kjaer ohne integrierte Auswerteschaltung im Größenvergleich zu einem Miniaturrelais und einem  $8 \times 8 \text{ mm}^2$  großen Chip, auf dem 56 der in dieser Arbeit vorgestellten Mikrorelais untergebracht sind.



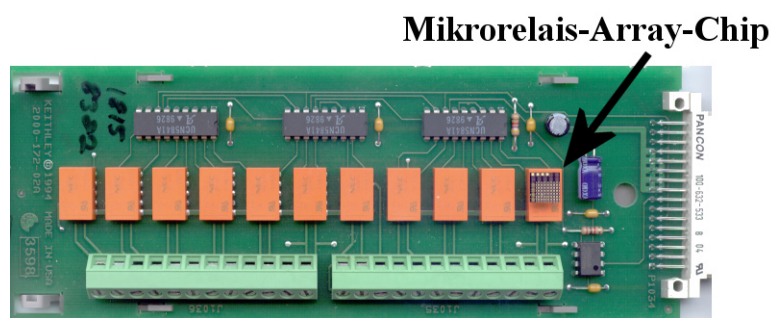
**Abbildung 1.3: Foto eines piezoelektrischen Beschleunigungssensors (BK 4366, rechts) im Größenvergleich zu einem klassischen, elektromagnetischen Miniaturrelais (links) und dem  $8 \times 8 \text{ mm}^2$  großen Mikrorelais-Array-Chip (mittig). Auf dem dargestellten Chip befinden sich 56 Relais und einige Teststrukturen.**

Das Gehäuse des piezoelektrischen Aufnehmers enthält keine Auswerteschaltung, sie wird extern angeschlossen. Vor allem bei noch kleineren Piezosensoren, die der Markt bereithält, ist die Integration zu einem Messsystem mit klassischen Relais aus Platzgründen und aus Gründen der Leistungsaufnahme nicht möglich, während der Einsatz eines elektrostatischen Mikrorelais ein integriertes, miniaturisiertes und energiesparendes System ermöglichen würde.

Eine zweite Anwendung im Bereich piezoelektrischer Messtechnik nutzt den reziproken piezoelektrischen Effekt für eine miniaturisierte, integrierte Ultraschallsonde, deren PZT-Array von Mikrorelais angesteuert wird [75]. Allerdings müssen dabei hohe Spannungen geschaltet werden, wenn auch mit verschwindend kleinem Laststrom.

### 1.2.2.3 Hochintegrierte Relaiskarten / ATE

Das größte Marktvolumen für Mikrorelais in der Messtechnik bietet sich im Bereich Automated Test Equipment (ATE). Relaiskarten werden zum Scannen von Signalen eingesetzt, deren Lastbereiche meist so klein sind, dass Mikrorelais dafür eingesetzt werden könnten. Ein einziger Mikrorelais-Array-Chip würde den größten Teil einer Relaiskarte ersetzen, so dass Scanner in portablen Geräten oder als PCMCIA-Einschub für Laptops möglich würden, die nicht nur schneller wären, sondern auch weniger Leistung verbrauchten als ihre konventionellen Verwandten. Abbildung 1.4 zeigt eine Relaiskarte mit zehn Eingängen im Größenvergleich zum Mikrorelais-Chip aus Abbildung 1.3.



**Abbildung 1.4: Relaiskarteneinschub mit zehn Eingängen eines Multimeters der aktuellen Generation (Keithley 2000) im Größenvergleich zum 8\*8 mm<sup>2</sup> großen Mikrorelais-Array-Chip (siehe Pfeil), dessen Fläche ausreichen würde, mehr als 100 Mikrorelais unterzubringen.**

Der Eingangswiderstand des der Relaiskarte nachfolgenden Messgeräts wird in die Mitte des Dynamikumfangs gelegt, der vom On/Off-Verhältnis der Relais bestimmt wird, welche die Messkanäle durchschalten. Ein niedriger Durchgangswiderstand ist für die Anwendung also weniger wichtig, wenn der Sperrwiderstand ausreichend groß ist.

Der Durchgangswiderstand bestimmt den Spannungsabfall des Messsignals über dem ausgewählten Kanal, während der Sperrwiderstand die Nebensprechdämpfung der Nachbarkanäle festlegt. Dieses On/Off-Verhältnis ist bei Mikrorelais kleiner als bei konventionellen EMR. Jedoch wird auch bei Mikrorelais ein Wert von mehr als  $10^{10}$  erreicht. Dies entspricht mehr als 32 Bit und der Messfehler ist für viele Anwendungen ausreichend klein.



### 1.3 Anforderungen an ein Mikrorelais für messtechnische Anwendungen

Es gibt bisher keine Leitapplikationen, in denen Mikrorelais in großen Stückzahlen eingesetzt werden. Im Bereich Messtechnik bietet sich jedoch ein sehr großer Markt, der hinsichtlich der technischen Anforderungen für Mikrorelais interessant ist und deren Entwicklung auch kommerziell rechtfertigt.

Bei der Konzeption müssen anwendungsspezifische Schwerpunkte gesetzt werden. Im konkreten Fall soll sich das Mikrorelais für eine Integration in piezoelektrische Aufnehmer eignen. Dies schließt einen Einsatz in anderen Gebieten, wie den im vorigen Kapitel genannten, nicht aus.

Das Mikrorelais soll einen möglichst schnell ansprechenden, energiesparenden Aktuator, galvanisch trennbare, metallische Kontakte und einen vom Lastkreis galvanisch getrennten Schaltkreis aufweisen. Darüber hinaus muss es unter Verwendung einer für Batchprozessierung geeigneten Standard-Mikrotechnologie realisierbar sein, um die Herstellungskosten zu senken, wobei die Fertigung von Relais-Arrays in einfacher Weise möglich sein soll.

Die Wunschspezifikationen an ein Mikrorelais für messtechnische Anwendungen, speziell piezoelektrische Messsysteme, sind in Tabelle 1.2 aufgeführt.

<i>Baugröße</i>	< 1mm <sup>3</sup>
<i>Ansprechspannung</i>	< 10 V, galvanisch getrennter Eingang
<i>Leistungsaufnahme</i>	< 1 mW, je nach Anwendung auch mehr
<i>Schaltzeit</i>	< 1 ms, prellfrei
<i>Durchgangswiderstand</i>	< 10 Ω
<i>Sperrwiderstand</i>	> 1000 T Ω
<i>Spannungsfestigkeit</i>	> 20 V
<i>Schockfestigkeit</i>	> 1000g
<i>schaltbare Last</i>	≤ 1 mW
<i>Schaltzyklen</i>	> 10 <sup>6</sup> bis > 10 <sup>9</sup> , je nach Anwendung

**Tabelle 1.2: Zielspezifikationen des in dieser Arbeit zu entwickelnden Mikrorelais für messtechnische Anwendungen.**

## 2 Stand der Technik

In diesem Kapitel wird zunächst eine Übersicht über die gesamte Familie der mikrotechnisch realisierten und (mikro)mechanisch schaltenden Bauelemente gegeben. Mögliche Antriebsprinzipien und Herstellungstechnologien werden diskutiert und ausgewählte Mikrorelais vorgestellt.

In der Übersicht im Anhang sind jeweils die Kennwerte, das Antriebsprinzip, die Herstellungstechnologie, das Kontaktmaterial und weitere relevante Informationen bisher veröffentlichter Bauelemente aufgeführt, soweit bekannt. Dabei werden neben Mikrorelais auch diejenigen verwandten Bauelemente genannt, die das Potential haben, zu Mikrorelais „aufgerüstet“ werden zu können, z. B. weil (bisher) kein Aktuator integriert wurde.

Im zweiten Teil des Kapitels wird das Verhalten von Mikrokontakten ausführlich diskutiert. Sie bilden neben dem Mikroaktuator die zentralen Elemente eines jeden Mikrorelais und prägen die Anforderungen an den Aktuator entscheidend mit. Die Kenntnis und Beachtung ihrer mechanischen und elektrischen Eigenschaften muss die Grundlage eines jeden Mikrorelaisdesigns sein und bildet in dieser Arbeit einen entsprechenden Schwerpunkt.

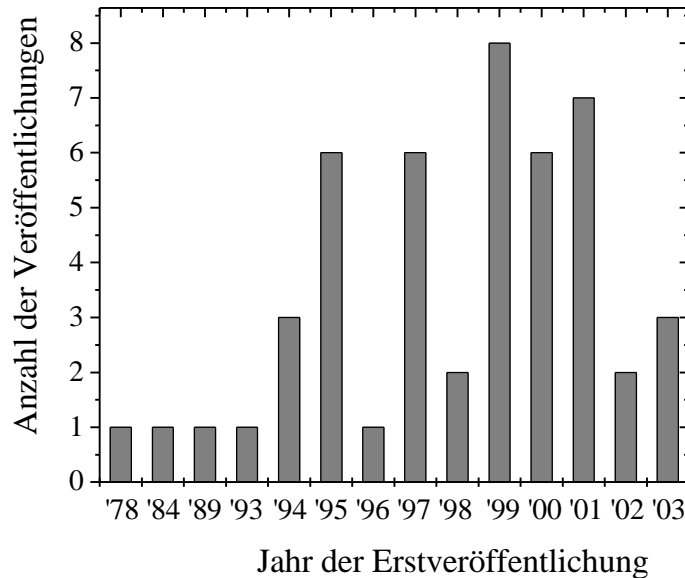
### 2.1 Mikrorelais-Aktuatoren

Mikrorelais, die Gleichlasten für messtechnische Anwendungen schalten können, decken bei richtiger Auslegung der Signalleitung dank metallischer Kontakte, dielektrischer Isolierung und kleiner Kontaktkapazität oft den gesamten Frequenzbereich bis in den unteren GHz-Bereich ab, auch wenn die aktuelle Forschung immer noch im Begriff ist, schrittweise die grundsätzlichen Probleme zu lösen. Bestes Beispiel ist das Mikrorelais der Firma Omron. Nach ersten Versuchen von Sakata 1989 [41] und Seki et al. [70], weist das Bauelement inzwischen sehr gute DC-Kennwerte auf und die aktuelle Weiterentwicklung betrifft die Konfektionierung für hohe Frequenzen und das Packaging [54] - [57].

Bereits 1978 erwähnt Petersen zum ersten Mal integrierte Mikrorelais [38], die er 1979, zehn Jahre vor Sakata, in einem eigenen Aufsatz vorstellt [39]. 1984 folgen Zavracky und Morrison [40] mit einem sehr einfachen, elektrostatisch schaltenden Bauelement. Seitdem hat die Forschung ein wechselndes Interesse an der Entwicklung von Mikrorelais gezeigt, wobei, wie Abbildung 2.1 graphisch darstellt, die Zahl der vorgestellten Bauelemente um die Jahrtausendwende besonders groß war.

Die Qualität der Mikrorelais ließ Anwendungen mit großen Stückzahlen allerdings nicht zu, so dass die Kommerzialisierung bislang nicht den Stand anderer Bauelemente der Mikrosystemtechnik erreicht hat.

In den letzten zehn Jahren hat vor allem Siemens [42] die Markteinführung von Mikrorelais angekündigt, andere große Hersteller engagieren sich ebenfalls in der Entwicklung von Mikrorelais. Beispiele hierfür sind Omron (s. o.), Aromat-Matsushita [73], Analog Devices [51], NEC [64], NTT [59], Ford [76] und ABB [77]. (Weitere Hersteller wie Motorola [17], Bosch [18], Infineon [19] oder Samsung [20] konzentrieren sich auf die Entwicklung von RF-Relais.) Bisher hat jedoch nur die Firma Cronos ein Mikrorelais auf den Markt gebracht [74].



**Abbildung 2.1:** Anzahl der veröffentlichten Mikrorelaisentwicklungen pro Jahr seit den Anfängen durch Petersen 1978, soweit bekannt. Weiterentwicklungen und Mehrfach-Veröffentlichungen in unterschiedlichen Konferenzbänden und Zeitschriften sind nicht aufgeführt. Die Grafik berücksichtigt nur die erste Hälfte des Jahres 2003.

### 2.1.1 Herstellungstechnologien

Mikrorelais werden in allen Technologien der Mikrosystemtechnik gefertigt. Meist wird eine Kombination mehrerer Technologien eingesetzt, um Materialien für die Antriebe und die Isolation bereitzustellen und die Integration der Metallkontakte zu ermöglichen.

Neben den in der Halbleiterfertigung genutzten Standardprozessen [22], stehen der Mikrosystemtechnik drei wesentliche Verfahren für die Batch-Fertigung von Mikroaktuatoren zur Verfügung, die in der Literatur eingehend dokumentiert sind [4], [34]:

- 1) Bulk-Mikromechanik (BMM), bei welcher der Siliziumkristall durch nasschemisches Ätzen (z. B. mit KOH) oder Trockenätzen mittels DRIE (Deep Reactive Ion Etching) dreidimensional strukturiert wird.
- 2) Oberflächen-Mikromechanik (OMM), bei der flächige, dreidimensionale Strukturen auf einem Silizium-Substrat durch abwechselnde Abscheidung (LPCVD) und Strukturierung polykristalliner Siliziumschichten (Polysilizium) und Opferschichten (Siliziumdioxid) erzeugt werden. LPCVD steht für Low-Pressure-Chemical-Vapor-Deposition und bezeichnet die Abscheidung dünner Schichten aus der Gasphase in einem Niederdruckreaktor bei Temperaturen zwischen 400 und 800°C. Andere OMM-Prozesse nutzen z. B. Aluminium für die aktiven Strukturen und organische Materialien (Polyimid, Photolack) als Opferschicht.
- 3) Abformverfahren, zu denen die galvanische Erzeugung metallischer Strukturen (Ni, NiFe, Cu oder Au) in Negativformen aus photostrukturierbarem Material und das LIGA-Verfahren gehören. (LIGA steht für: Lithographie, Galvanoformung, Abformung).

Ein stabiles Schaltverhalten der Mikrorelais setzt gleichbleibende Materialeigenschaften über die gesamte Lebensdauer voraus. Trotz extrem hoher Lastwechselzahlen wird mit mikro-mechanischen Strukturen eine hohe Langzeitstabilität bei hohen Genauigkeitsanforderungen erreicht [23]. Besonders Silizium bietet aufgrund seiner hervorragenden elastischen Eigenschaften beste Voraussetzungen für die Realisierung elektromechanischer Bauelemente [24]. Auch Mikrorelais-Aktuatoren sind deshalb überwiegend aus Silizium gefertigt [s. Anhang].

Nur bei der Bulk- und Oberflächen-Mikromechanik kann Silizium als elektromechanisches Material eingesetzt werden, wobei die klassische BMM mit KOH-Ätzung ausschließlich Formen erlaubt, die sich an den Kristallebenen des Siliziums orientieren. Dies schränkt die Komplexität der realisierbaren Strukturen deutlich ein und ist ein großer Nachteil gegenüber der OMM. Um Mikrorelaisaktuatoren herstellen und Kontakte integrieren zu können, müssen meist zwei Substrate prozessiert und anschließend anodisch gebonded werden [25].

Mittels DRIE strukturiertes Silizium bietet hier mehr Möglichkeiten. Vor allem SOI (Silicon-On-Insulator) ist ein sehr interessantes Materialsystem, das zunehmend auch für die Herstellung von Mikrorelais eingesetzt wird [s. Anhang]. Der Herstellungsprozess ähnelt dem SCREAM-Prozess [26] und ist eigentlich ein Grenzgänger zwischen Oberflächen- und Bulk-Mikromechanik. Die vergrabene Oxidschicht dient als Ätzstopp- und Opferschicht.

Mit der SOI-Technologie sind flächig ausgedehnte, sehr planare und steife Strukturen realisierbar, aber auch dieser Prozess bietet weniger Freiheitsgrade als die Oberflächen-Mikromechanik. SOI-Wafer sind zudem etwa zehnmal teurer als die bei den anderen Technologien verwendeten Standardwafer.

Mit der Polysilizium-OMM werden heute, nachdem die Technologie bereits Ende der achtziger Jahre vorgestellt wurde [27], [28], ebenfalls Bauelemente von großer lateraler Ausdehnung hergestellt [29] - [31], wobei zusätzlich zwei oder mehr Schichten übereinander angeordnet und unabhängig voneinander prozessiert werden können. Inzwischen gibt es mit MUMPs (Multi-User MEMS Processes) eine Fertigungslinie, welche die Herstellung dreilagiger Polysilizium-Bauelemente als Dienstleistung anbietet [32], die Designregeln (v. a. Schichtdicken) sind allerdings fest vorgegeben.

Die Technologie der Oberflächen-Mikromechanik bietet die besten Voraussetzungen für die Herstellung kleiner, komplexer Aktuator-Strukturen und wird deshalb für die Realisierung von Mikrorelais am häufigsten ausgewählt [s. Anhang].

Neben den elektromechanischen Strukturen des Aktuators müssen auch die Kontakte und die Isolation prozesskompatibel hergestellt werden. Dabei ist zu beachten, dass einige Materialien durch die eingesetzten Prozesschemikalien Schaden nehmen oder nicht hochtemperaturstabil sind. Das Design des Mikrorelais und der Prozessablauf zur Herstellung müssen eng aufeinander abgestimmt werden

Die meisten Mikrorelais haben Kontakte aus Gold, daneben findet man Beispiele für Rhodium, Platin, Silber, Chrom, Nickel, Quecksilber, Polysilizium und Diamant [s. Anhang]. Das Kapitel 2.2 geht ausführlich auf die Anforderungen und das Verhalten der Mikrokontakte ein und zeigt, dass Gold, weil geeignete Legierungen für Mikrokontakte derzeit nicht zur Verfügung stehen, das Kontaktmaterial der Wahl ist. Metallische Kontakte werden durch Sputtern (Kathodenzerstäubung) oder Aufdampfen hergestellt und oft galvanisch verstärkt.

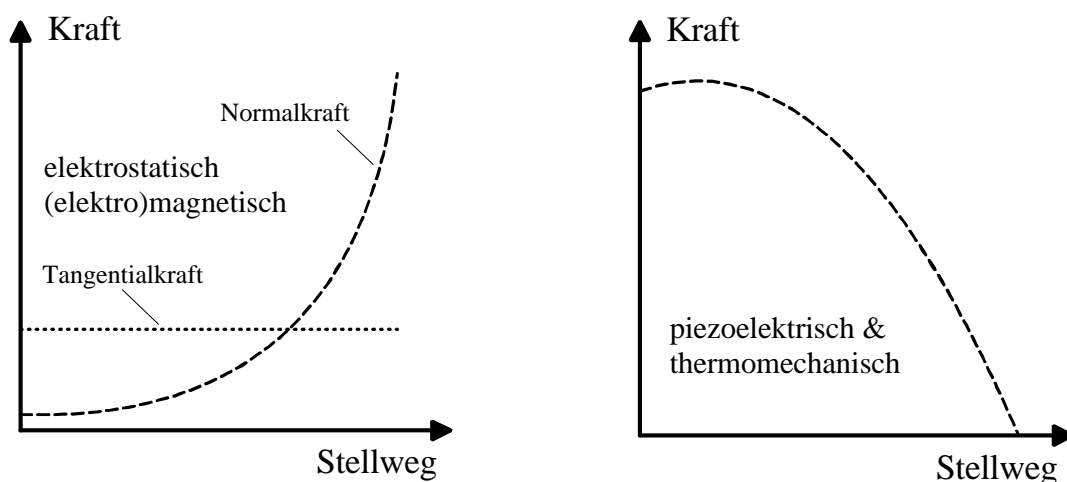
Die (Schalt-Lastkreis)-Isolation wird mit den in der Mikrosystemtechnik üblichen Materialien wie Siliziumoxid und Siliziumnitrid oder Photolack, BCB und anderen Polymeren realisiert [s. Anhang].

## 2.1.2 Antriebsprinzipien

Die in Mikroaktuatoren integrierten Antriebe können prinzipiell in zwei Gruppen eingeteilt werden:

- Antriebe, die äußere Kräfte zwischen einem festen und einem beweglichen Teil der Struktur aufbauen. Sie nutzen elektrostatische oder magnetische Felder sowie thermopneumatische oder elektrochemische Effekte.
- Intrinsische Antriebe, die Piezokeramiken, Formgedächtnis-Legierungen (Shape-Memory Alloys → SMA), elektro- und magnetostruktive Materialien oder den thermomechanischen Effekt nutzen. Sie beziehen ihren Stellweg aus der Veränderung der Gitter- oder Kornstruktur des Materials, die zu klein ist, um damit einen direkten Relaisantrieb zu realisieren. Die geringen Auslenkungen werden deshalb von bimorphen Strukturen oder „buckling beams“ in ausreichend große Stellwege übersetzt. Bei der Auslenkung wird Arbeit gegen das Material geleistet, bis die am Ende des Stellweges nach außen wirkende Kraft Null wird. Die mechanische Energie ist in der Deformation des Antriebes gespeichert.

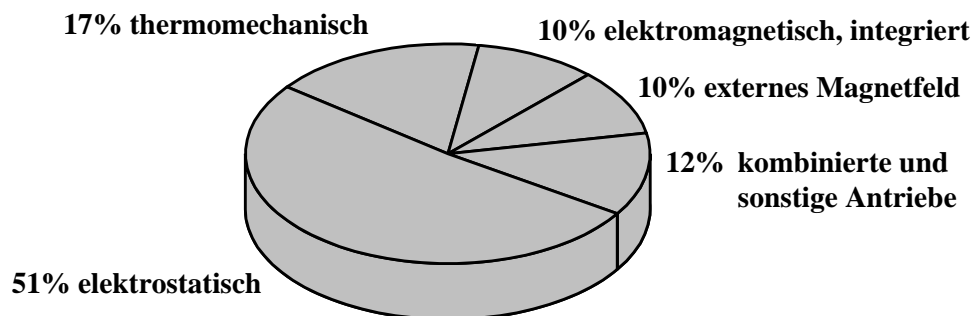
Eine Beschreibung der physikalischen Wirkungsweisen findet sich in der Literatur [33], [34]. Abbildung 2.2 vergleicht schematisch das Kraft-Weg-Verhalten der Antriebsprinzipien.



**Abbildung 2.2:** Schematische Kraft-Weg-Diagramme für elektrostatische und -magnetische Antriebe (links) und intrinsische Antriebe (rechts), zu denen die in Mikrorelais-Aktuatoren eingesetzten piezoelektrischen und thermomechanischen Antriebe gehören.

Mikrorelais nutzen eine breite Palette mikrotechnischer Antriebe, wobei, wie Abbildung 2.3 zeigt, die elektrostatischen [38] - [69] und thermomechanischen Antriebe [70] - [77] am häufigsten anzutreffen sind. Seltener findet man elektromagnetische Relais-Aktuatoren [78] - [85] und sehr selten Aktuatoren, die thermisch kontrollierte Magnetkräfte [86] oder einen thermisch induzierten Phasenübergang [87] nutzen.

Darüber hinaus werden Kombinations-Antriebe eingesetzt, entweder um die Verlustleistung zu minimieren (thermomechanisch schalten, elektrostatisch halten [88]) oder um die Schaltkraft zu erhöhen (piezoelektrisch schalten, permanentmagnetisch halten [89]) oder beides (magnetisch mit Lorentz-Kraft schalten, elektrostatisch halten [90]). Elektrete wurden ebenfalls vorgeschlagen, die damit realisierten Bauelemente schalten aber bisher nicht [91].



**Abbildung 2.3: Anteile der bisher in Mikrorelais-Aktuatoren genutzten Antriebsprinzipien. Die Verwendung eines externen Magnetfeldes führt zu einem großen Gesamtaufbau, so dass mit dieser Variante streng genommen kein Mikrorelais realisierbar ist.**

In Relaisantrieben muss die größte Kraft am Ende des Stellwegs zur Verfügung stehen, wenn die Kontakte geschlossen sind. Der elektrostatische und -magnetische Normkraftantrieb hat hier Vorteile gegenüber den intrinsischen Varianten. Der Vorteil wird besonders deutlich, wenn man die Stell-Energien vergleicht, die den Flächen unter den Kurven entsprechen (vgl. Abbildung 2.2). Die Verlustleistung ist dabei noch nicht berücksichtigt.

Tangentialkräfte, z. B. in elektrostatischen Kammantrieben, verhalten sich konstant über dem Stellweg und sind, legt man den erzielbaren Maximalwert zu Grunde, deutlich kleiner als Normkräfte, so dass sie sich für Relaisantriebe nicht so gut eignen.

Besonders für kleine Mikroaktuatoren ist der elektrostatische Antrieb den anderen Prinzipien überlegen, da die Kraft aus der Fläche und nicht aus dem Volumen generiert wird und somit weniger stark skaliert [35], [36]. Ab einem Volumen größer etwa  $10 \text{ mm}^3$  ist der elektromagnetische Antrieb vorteilhaft. Die technologische Realisierung ist allerdings schwieriger, da Mikrospulen und magnetische Werkstoffe integriert werden müssen.

Elektrostatische und piezoelektrische Antriebe benötigen hohe Ansteuerspannungen, aber nur geringe elektrische Leistung. Sie stellen im Idealfall einen rein kapazitiven Widerstand dar. Die in den Spezifikationen geforderte Betriebsspannung von unter zehn Volt ist für eine direkte Ansteuerung der meisten elektrostatischen Antriebe zu klein und muss von einer Spannungswandler-Schaltung hochgesetzt werden. Wenn die nötige Ansteuerspannung wenige zig Volt nicht überschreitet, können, wegen des niedrigen Leistungsbedarfs, Spannungswandler in Chip-Größe eingesetzt werden, die den Baugrößen der Mikrorelais-Anwendungen gerecht werden [37].

Dagegen ist bei den elektromagnetischen und sämtlichen thermischen Antrieben die Stromstärke maßgeblich für die Höhe der Kraft. Dies erlaubt eine kleinere Betriebsspannung, bringt aber auch eine höhere Verlustleistung mit sich. Thermische Antriebe eignen sich nur für Relais, deren Anwendung eine große Leistungsaufnahme gestattet und nicht zu kurze Schalt-

zeiten erfordert, wobei dann der thermomechanische Antrieb die technologisch einfachste Variante darstellt.

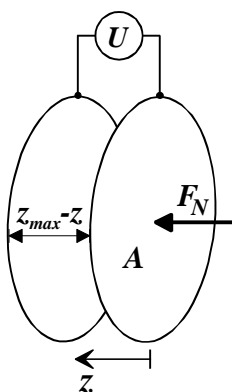
Tabelle 2.1 fasst die gegenwärtig für Mikrorelais zur Verfügung stehenden Antriebsprinzipien zusammen und bewertet sie nach ihrer Eignung. Für Zahlenwerte kann die Übersicht im Anhang herangezogen werden, die zu jedem Bauelement den jeweils implementierten Aktuator mit seinen Kenndaten aufführt.

Antriebsprinzip	große Stellwege	große Kräfte	Leistungsaufnahme Verlustleistung	Prozessierbarkeit
<i>thermopneumatisch</i>	o	++	-	o
<i>thermomechanisch</i>	o	++	--	++
<i>shape memory</i>	+	+	-	-
<i>piezoelektrisch</i>	o	++	++	-
<i>magnetostruktiv</i>	-	+	-	--
<i>elektromagnetisch</i>	+	+	o	o
<i>elektrostatisch</i>	+	o	++	++

**Tabelle 2.1: Eignung der Antriebsprinzipien für Mikrorelais. Die Abstufungen reichen von: „++“: sehr gut, über: „o“ befriedigend, bis: „--“ sehr schlecht. Dabei ist zu beachten, dass die großen Kräfte intrinsischer Antriebe durch entsprechende mechanische Elemente in große Stellwege umgesetzt werden können. Ausschlaggebend für die Auswahl des Relais-Antriebs ist auch die Kraftentfaltung über dem Weg (vgl. Abbildung 2.2).**

In der Summe der Eigenschaften ist das elektrostatische Prinzip am besten geeignet, die Anforderungen an einen kleinen Mikrorelais-Aktuator zu erfüllen und wird deshalb am häufigsten ausgewählt (vgl. Abbildung 2.3).

Der elektrostatische Normalkraft-Antrieb ist das am häufigsten eingesetzte Prinzip. Die Aktuatoren sind als Kondensatoren mit einer feststehenden und einer beweglichen Elektrode realisiert. Mit abnehmendem Elektrodenabstand wird die in einer solchen Anordnung erzielbare Normalkraft theoretisch beliebig groß ( $z \rightarrow z_{\max}$  in Gleichung (2.1) der Abbildung 2.4).



$$F_N = \frac{1}{2} \epsilon_0 \cdot U^2 \cdot \frac{A}{(z_{\max} - z)^2} \quad \text{für } A \gg z_{\max}^2 \quad (2.1)$$

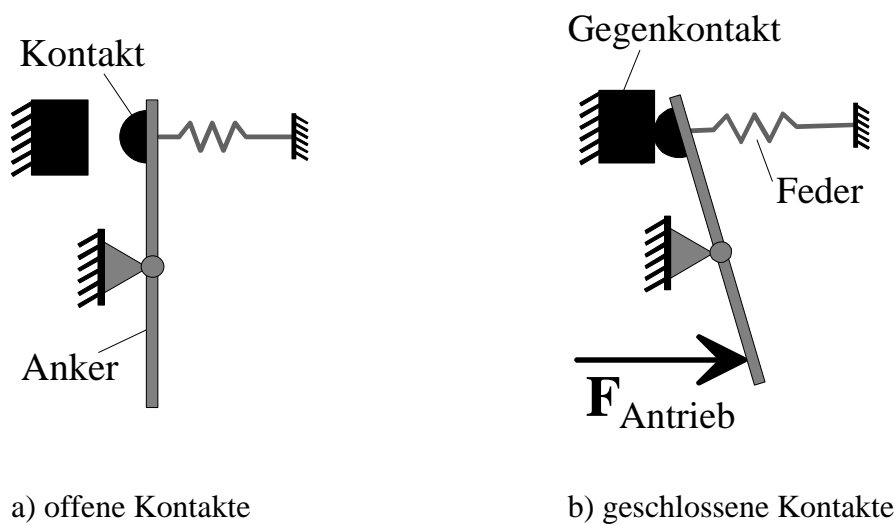
**Abbildung 2.4: Elektrostatischer Parallelplatten-Antrieb. Die Normalkraft nach Gleichung (2.1) zieht die Platten der Fläche A gegenseitig an. Randfelder können für große Platten und kleinen Abstand vernachlässigt werden. Die zwischen den Platten anliegende Potentialdifferenz ist U, der größte Plattenabstand ist  $z_{\max}$ .**

### 2.1.3 Bauformen

Allen mikromechanisch schaltenden Bauelementen ist gemein, dass der Lastkreis durch die Bewegung eines Relaisankers geschlossen wird, der von einer der oben genannten äußeren oder inneren Kräfte gegen eine Federkraft aus der Ruhelage ausgelenkt wird.

Beim Abfall der Antriebskraft wird der Anker durch die Federkraft (Kontakt-Rückstellkraft) in die Nulllage zurückgeholt und die Kontakte wieder getrennt. Das grundsätzliche Prinzip ist nicht von dem der EMR verschieden und in Abbildung 2.5 skizziert.

Als Federn, die sich in Mikroaktuatoren integrieren lassen, kommen ein- oder beidseitig eingespannte Biegebalken [39], [52], Torsionsbalken [41] oder Membranen [61] zum Einsatz.



**Abbildung 2.5: Prinzip eines mechanischen Relais oder Schalters. Oft bilden der Relaisanker, an dem die Schaltkraft angreift, und die Feder, welche die Öffnungskraft zur Verfügung stellt, eine funktionale Einheit, wie aus den in diesem Kapitel vorgestellten Beispielen zu ersehen ist.**

Wie bereits im vorangegangenen Kapitel festgestellt wurde, ist der elektrostatische Normalkraft-Antrieb das geeignetste Aktuatorprinzip, so dass hier nur elektrostatische Mikrorelais-Aktuatoren vorgestellt werden. Sie lassen sich nach ihren Funktionsweisen in Parallelplatten- und Wanderkeil-Aktuatoren aufteilen.



### 2.1.3.1 Mikrorelais mit elektrostatischem Parallelplatten-Aktuator

Die am häufigsten anzutreffende Bauform eines Mikrorelais ist der Zungenaktuator. Der Aufbau geht auf Petersen [39] zurück und ist dem klassischen, elektromechanischen Relais nachempfunden, wobei hier nicht ein magnetisches, sondern ein elektrostatisches Feld auf den Relaisanker einwirkt. Die Relaisanker-Elektrode und die Rückstellfeder werden zu einem einseitig eingespannten, parallel zum Substrat verlaufenden Biegebalken zusammengefasst. Der Kontakt sitzt am freien Ende der Biegebalken-Feder, wie im linken Teil der Abbildung 2.6 skizziert.

Andere Varianten, bei denen die Relaisanker in Brückenform [53] oder als Membran [61] ausgeführt sind, unterscheiden sich in ihrer Funktionsweise prinzipiell nicht vom Zungenaktuator, unabhängig davon, ob die Relaisanker-Elektrode und die Feder wie in den eben zitierten Beispielen in einem Element zusammengefasst sind oder nicht [54]. Bei einem Relaisanker in Brückenform ist die Biegebalken-Feder beidseitig gelagert und der Kontakt wird in der Balkenmitte platziert. Beim Membrantyp befindet sich der Kontakt in der Mitte einer ringsum eingespannten Membran-Feder.

Die meisten dieser Mikrorelais werden mittels Oberflächen-Mikromechanik mit unterschiedlichen Federmaterialien hergestellt [s. Anhang]. Die Federn haben für kleine Auslenkungen  $z$  eine lineare Kennlinie mit der Federkonstanten  $k$ .

$$F_{\text{Feder}} = k \cdot z \quad (2.2)$$

Die Federkonstante muss so klein sein, dass die elektrostatische Kraft an jedem Ort des Stellwegs bis zur Kontaktgabe größer ist als die Federkraft. Andernfalls wird der Relaisanker nicht ausgelenkt. Die Federkennlinie muss also unterhalb der Kennlinie der elektrostatischen Kraft verlaufen und darf diese erst nach der Kontaktgabe schneiden, wie im rechten Teil der Abbildung 2.6 dargestellt.

Diese generell gültige Vorgabe führt bei den bisher veröffentlichten Parallelplatten-Mikrorelais, die einen ausreichend großen Kontaktabstand in Ruhelage realisieren, zu einer verhältnismäßig geringen Kontakt-Rückstellkraft. Die Gefahr, dass sich die Kontakte nicht mehr öffnen lassen, ist entsprechend hoch.

Am Ende der Auslenkung dürfen die Elektroden des elektrostatischen Antriebs keinen Kurzschluss verursachen. Das elektrostatische Feld bricht sonst zusammen, der Aufbau beginnt zu schwingen, oder er wird, bei hoher Leitfähigkeit der Elektroden, durch den Kurzschlussstrom zerstört.

Es können zwei Aufbauvarianten unterschieden werden, die diesen Kurzschluss verhindern. Entweder werden die Elektroden mechanisch auf einem Mindestabstand gehalten und von der verbleibenden Luftschicht isoliert (wie im obigen Beispiel), oder sie werden mit einer Isolationsschicht überzogen. Die zweite Variante ruft zusätzliche Probleme hervor, die auch beim Wanderkeilantrieb auftreten und dort diskutiert werden.

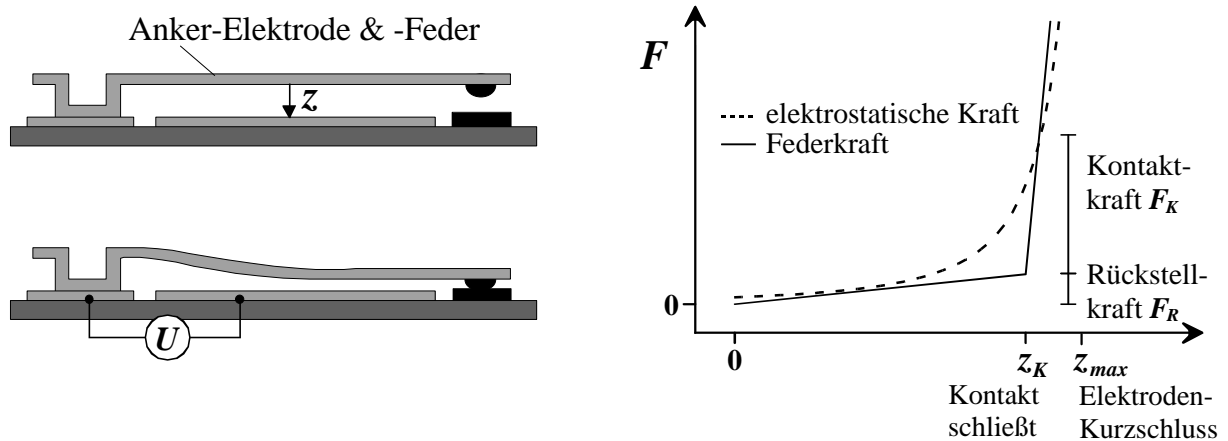


Abbildung 2.6: Links: schematischer Aufbau des elektrostatischen Zungenaktuator-Relais. Oben mit offenen, darunter mit geschlossenen Kontakten. Kontakt und Gegenkontakt sind schwarz gezeichnet.

Die Feder ist einseitig eingespannt und bildet gleichzeitig die auslenkbare Elektrode (kombinierte Relaisanker-Elektrode & -Feder). Beim Anlegen einer Potentialdifferenz zwischen den Elektroden senkt sich der Relaisanker und schließt den Kontakt. Nachdem der Kontakt geschlossen ist, nimmt die Federkonstante stark zu, da der Balken nun beidseitig gelagert wird, und die Auslenkung stoppt.

Rechts: Dazugehöriges Kraft-Weg-Diagramm mit den Kennlinien der elektrostatischen Kraft (gestrichelt gezeichnet) und der Feder (durchgezogene Linie). Die im Moment der Kontaktgabe bei  $z_K$  in der Feder gespeicherte Energie stellt die Rückstellkraft. Die übrige Kraft ist Kontaktkraft oder geht an der Einspannung der Feder im Substrat verloren.

Die elektrostatische Kraft ist am Anfang der Auslenkung sehr klein. Die Feder-Elektrode muss eine kleine Federkonstante besitzen, damit das Relais bei geringer Spannung schaltet. Eine hohe Rückstellkraft kann dagegen nur aufgebaut werden, wenn die Federkonstante groß ist.

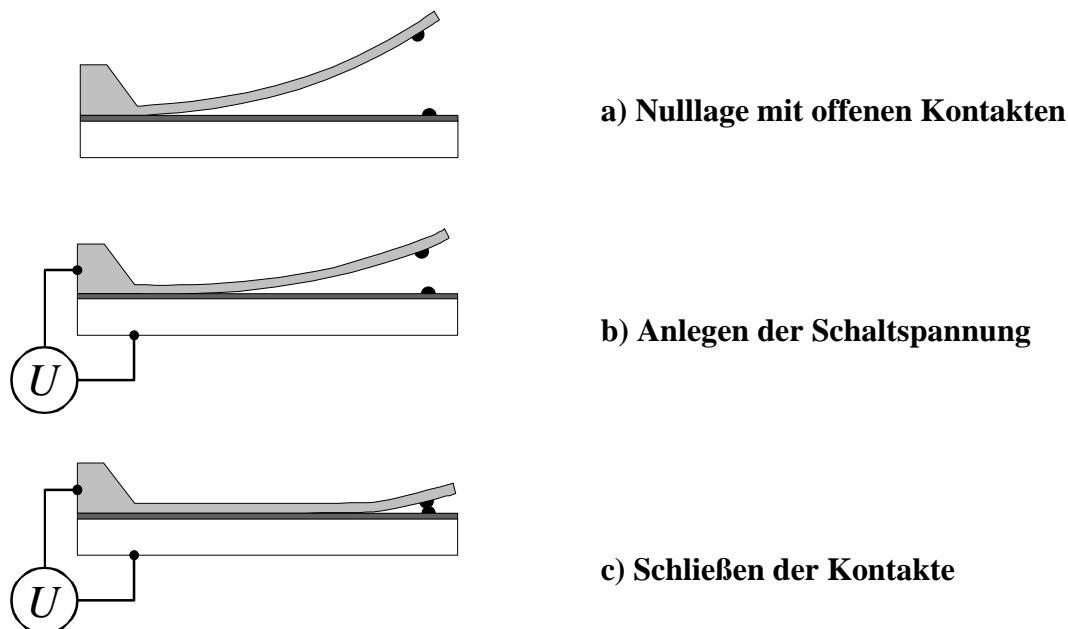
### 2.1.3.2 Mikrorelais mit elektrostatischem Wanderkeilantrieb

Der Wanderkeilantrieb geht auf den Mikrorelais-Aktuator von Siemens zurück [42]. Er besteht aus einer BMM-Siliziumzunge, die sich unter dem Einfluss einer auf ihrer Oberseite aufgetragenen und unter Zugspannung stehenden, dünnen Siliziumnitrid-Schicht aufwölbt. Andere Ausführungen nutzen die OMM-Technologie [49], [65].

Der Wanderkeil-Aktuator wäre prinzipiell hervorragend geeignet, weil er der Tatsache gerecht wird, dass die elektrostatische Kraft für kleine Abstände stark zunimmt. Durch das sukzessive Anlegen der gebogenen Relaisanker-Elektrode schaltet das Relais bereits bei vergleichsweise kleiner Ansteuerspannung, wobei der Anker trotzdem einen großen Kontaktabstand überwindet. In Abbildung 2.7 ist das Funktionsprinzip skizziert.

Der überwiegende Anteil der elektrostatischen Kraft geht jedoch an das Substrat verloren, weil der gebogene Anker fast vollständig aufliegt, wenn die Kontakte geschlossen sind. Wegen der kleinen effektiven Elektrodenfläche erzeugt der Antrieb entweder wenig an den Kontakten zur Verfügung stehende Kraft, oder der Aktuator fällt verhältnismäßig groß aus, um diesen Umstand zu kompensieren.

Da sich die Elektroden prinzipbedingt aneinander anlegen, müssen sie von einer Isolationsschicht dielektrisch getrennt werden. Die elektrische Aufladung dieser Isolationsschicht stellt allerdings ein großes Problem dar. Das Isolationsmaterial, im Fall des Siemens-Relais Siliziumoxid, verhält sich wie ein Elektret und verschiebt die Schaltschwelle des Bauelements. Im ungünstigsten Fall bleibt die Kontaktzunge elektrostatisch-mechanisch haften und der Lastkreis lässt sich nicht wieder öffnen.



**Abbildung 2.7:** Prinzip des elektrostatischen Wanderkeilantriebs (Moving-Wedge-Actuator). Oben im Grundzustand. Mit dem Anlegen einer Potentialdifferenz schmiegt sich die gebogene Anker-Elektrode an die isolierte Substratelektrode an und schiebt dabei einen Luftkeil nach rechts, der dem Antrieb den Namen gegeben hat. Am Ende der Bewegung wird der Kontakt geschlossen.

### 2.1.4 Abgrenzung der Mikrorelais von anderen Mikroschaltern

Unter dem Begriff Mikrorelais wurde im engeren Sinne ein vierpoliges Bauelement verstanden, das einen mechanisch betätigten Kontaktsatz mit ohmschen Kontakten, einen mikromechanischen Aktuator und eine Schalt-Lastkreis-Isolation integriert. Den nun vorgestellten Schaltern, Dreipol-Relais ohne Isolation und RF-Relais fehlt mindestens eine dieser Eigenschaften, so dass die Bauelemente technologisch meist einfacher zu realisieren sind.

Dennoch ist ihre Kenntnis für die Konzeption von Mikrorelais interessant, denn außer im Fall der kapazitiven RF-Relais ist das Mikrokontaktverhalten dasselbe. Darüber hinaus sind die Bezeichnungen in der Literatur oft nicht konsistent und es ist für einen Vergleich der veröffentlichten Bauelemente wichtig, die prinzipiellen Unterschiede zu kennen.

#### 2.1.4.1 Mikroschalter und -relais mit externem Aktuator

Bei Mikroschaltern wird die Schaltkraft von außen aufgebracht, der Aktuator ist nicht in das mikrotechnisch realisierte Bauelement integriert. Manuell betätigte Mikroschalter (Taster) [92], Beschleunigungsschalter [93], [94] und Relais, welche die Hilfe externer magnetischer [53], [95] - [99] oder pneumatischer Kräfte benötigen [61], stellen deshalb keine Mikrorelais im eigentlichen Sinne dar.

Die Kennwerte sind wegen der zur Verfügung stehenden hohen Aktuatorkräfte teilweise sehr gut. Gleichzeitig vergrößert sich das Bauvolumen wegen des externen Antriebs um ein Vielfaches. Die mikrotechnisch realisierten Kontaktsätze machen diese Bauelemente trotzdem für die Konzeption von Mikrorelais interessant.

#### 2.1.4.2 Dreipol-Mikrorelais ohne Schalt-Lastkreis-Isolation (FET-Relais)

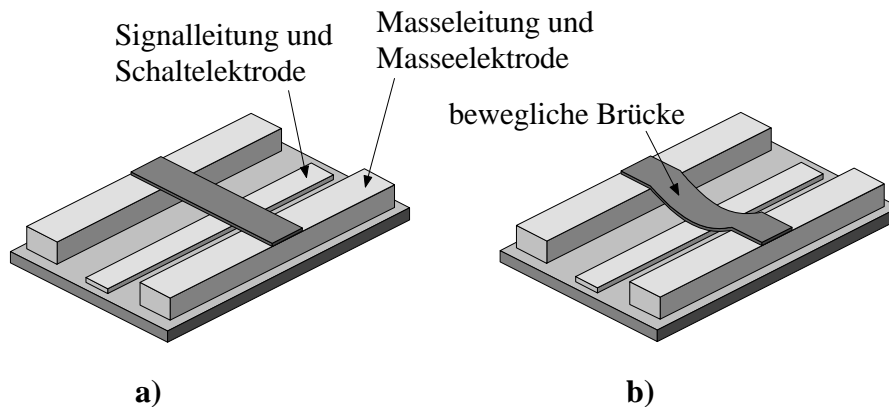
Einige Bauelemente besitzen mit Source, Drain und Gate nur drei Pole, wodurch die Schaltcharakteristik (Threshold-Voltage) vom Lastkreis mitbestimmt wird. Die Spannungsfestigkeit wird von der Polung abhängig und die Gefahr eines unbeabsichtigten Schaltens ist erhöht. Diese Dreipol-Relais haben Transistor- bzw. FET-Charakter und werden deshalb in dieser Arbeit auch als FET-Relais bezeichnet [s. Anhang].

Sie unterscheiden sich aber wesentlich von Halbleiter-FET, da der Lastkreis mittels beweglicher, ohmscher Kontakte galvanisch getrennt werden kann. (Bei Photo-MOS-SSR ist zwar der Schalt- vom Lastkreis galvanisch getrennt, nicht aber der Lastkreis selbst.) Insofern stellen Dreipol-Relais eine neue, eigene Gruppe dar, deren technologische Realisierung wegen der fehlenden Isolation einfacher als die der Vierpol-Relais ist.

### 2.1.4.3 Kapazitive RF-Relais und Shunt-Switches

Reine RF-Relais für den Höchsthfrequenzbereich (ab 300 MHz, Zentimeter- und Millimeterwellen) sind meist in technologisch einfacher Weise als kapazitiver Schalter oder Nebenschlusswiderstand (Shunt Switch) realisiert [69]. Eine Schalt-Lastkreis-Isolation wird nicht benötigt. In der einfachsten Form elektrostatisch geschalteter RF-Relais fallen Schalt- und Lastkreis sogar zusammen, da das Gleichsignal, welches zum Schalten angelegt wird, den hochfrequenten Lastkreis nicht stört.

Abbildung 2.8 zeigt schematisch einen solchen RF-Schalter, der als bewegliche Brücke über einer Coplanar-Leitung ausgeführt ist. Mit Hilfe elektrostatischer Kräfte lässt sich der Abstand der Brücke zur Signalleitung verkleinern, wodurch sich mit der Kapazität die Einfügedämpfung des Bauelementes ändert oder die Leitungen kurzgeschlossen werden. Ein frühes Beispiel ist das von Sun et al. [100].



**Abbildung 2.8: Prinzip eines RF-Shunt-Switches mit Coplanar-Leitungen. Die bewegliche Brücke wird so ausgelenkt, dass die Signal- und Masseleitung (kapazitiv) kurzgeschlossen werden.**

### 2.2 Mikrokontaktverhalten

Die zuverlässige Funktion eines jeden mechanischen Schalters und Relais steht und fällt mit den Kontakten. Auch das Design eines Mikrorelais muss sich an den Anforderungen der implementierbaren Kontakte orientieren. Dazu ist die Kenntnis des mechanischen, elektrischen und physikalischen Verhaltens mikromechanisch realisierbarer Kontakte nötig, von dem in den vorangegangenen Kapiteln schon mehrfach die Rede war, ohne dass auf die Details eingegangen wurde. Dies wird jetzt nachgeholt.

Das Relais soll einen kleinen Durchgangswiderstand und einen möglichst großen Sperrwiderstand erreichen, gepaart mit einer hohen Lebensdauer bei möglichst großer Schaltlast. Üblicherweise sinkt der Kontaktwiderstand, der den Durchgangswiderstand wesentlich beeinflusst, mit der Kontaktkraft. Aber auch die Kontakt-Rückstellkraft ist ein wichtiger Faktor, denn sie sorgt dafür, dass sich die Kontakte nach der elektrisch-mechanischen Belastung wieder öffnen. Der Sperrwiderstand steigt mit dem Abstand der offenen Kontakte, ebenso wie die elektrische Durchbruchfestigkeit.

Dem entgegen steht die Tatsache, dass die in einem Mikroaktuator erzeugte Kraft und der mögliche Stellweg mit abnehmender Baugröße geringer werden. Die Kräfte liegen bei Mikroaktuatoren im unteren  $\mu\text{N}$ - bis  $\text{mN}$ - und die Stellwege im unteren  $\mu\text{m}$ -Bereich. Da das Mikrorelais möglichst klein werden soll, stellt sich somit zunächst die Frage, welche Kräfte mindestens nötig sind, um ein gleichbleibendes Schaltverhalten zu erreichen und welcher Kontaktabstand im geöffneten Zustand erreicht werden muss, um eine ausreichende Signaltrennung sicher zu stellen.

Weitere Parameter haben Auswirkungen auf das Design und die Prozessierung des Mikrorelais-Aktuators, wie zum Beispiel das Kontaktmaterial und die Kontaktfläche. Erst nachdem alle Anforderungen der Mikrokontakte festliegen, kann das Mikrorelais konzipiert werden.

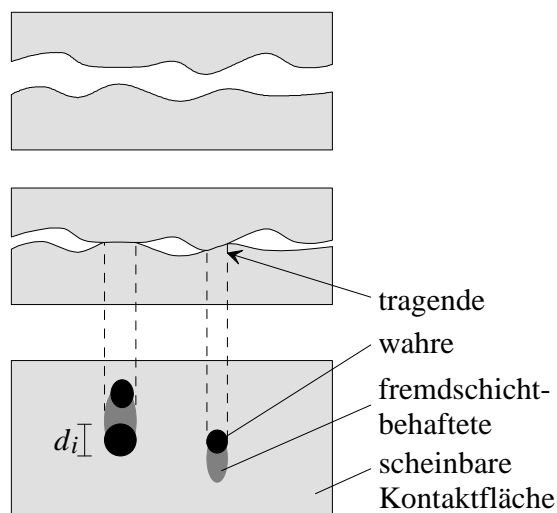
#### 2.2.1 Kontaktwiderstand bei Kontaktkräften im $\mu\text{N}$ -Bereich

Die Kontakttheorie geht zurück auf Holm [101] und wurde in den letzten zehn Jahren im Wesentlichen auch für Mikrokontakte bestätigt. Nach einer kurzen Einführung in die allgemeine Theorie werden die aus der Literatur verfügbaren Daten für Mikrokontakte vorgestellt und kommentiert.

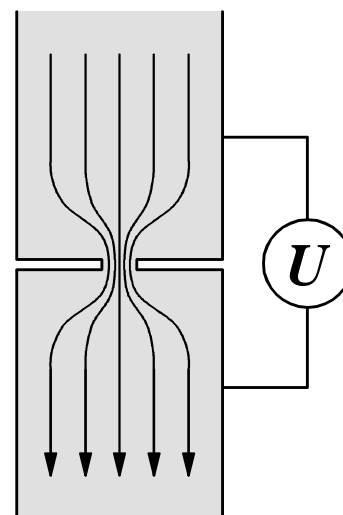
### 2.2.1.1 Grundlagen der Kontakttheorie

Die Kontaktabmessungen, wie sie von den Dimensionen des Kontaktniets im klassischen Relais oder den Maskenstrukturen im photolithographischen Prozess des Mikrorelais vorgegeben werden, entsprechen der sogenannten *scheinbaren Kontaktfläche*, deren Oberfläche nicht ideal plan ist. Sie weist Unebenheiten auf, die den eigentlichen mechanischen Kontakt bilden und deshalb *tragende Kontaktfläche* genannt werden. Zudem bedecken Fremdschichten die Kontaktoberfläche teilweise oder vollständig und verkleinern damit die rein metallische Kontaktfläche zur sogenannten *wahren Kontaktfläche*.

Abbildung 2.9 zeigt schematisch die Kontakte mit scheinbarer, tragender, wahrer und fremdschichtbehafteter Kontaktfläche. Der Laststrom muss durch die engen Kontaktbereiche fließen, die in der Terminologie der Kontakttheorie Mikrospitzen genannt werden, und wird dort eingeschnürt. Der Spannungsabfall ist im Bereich dieser Engstellen höher als im Bulkmaterial, der Widerstand ebenfalls.



**Abbildung 2.9:** Schematische Darstellung der mechanischen Kontaktgabe zweier Oberflächen mit Rauigkeiten im sub- $\mu\text{m}$ -Bereich. Presst man die Kontakte mit kleiner Kraft aufeinander, verhält sich das Material elastisch und die Berührungsflächen werden zu kleinen Kreisflächen mit Durchmesser  $d_i$  abgeflacht. (Die allgemein elliptischen Flächen lassen sich leicht als Kreisflächen desselben Inhalts darstellen.)



**Abbildung 2.10:** Jeder Querschnitt, an dem sich die Kontaktoberflächen aus der nebenstehenden Abbildung berühren, lässt sich schematisch durch die gezeigte Engstelle darstellen, unabhängig davon, ob sie mit einer Fremdschicht bedeckt ist oder nicht. Der Strom erfährt einen erhöhten Widerstand, wenn er die Engstelle passiert. Dies ist am Verlauf der Stromlinien zu sehen.

Der Gesamt-Kontaktwiderstand ist eine Parallelschaltung aus den Widerständen aller Berührungsflächen („Mikrospitzen“), wobei die einzelnen Mikrospitzen-Widerstände im allgemeinen Fall eine Serienschaltung aus dem Widerstand der Fremdschicht  $R_F$ , und dem Engwiderstand  $R_E$  bilden. Bei fremdschichtfreien Mikrospitzen ist  $R_F$  Null.

$$R_K = R_E + R_F \quad (2.3)$$

Zunächst wird von einem fremschichtfreien Kontakt ausgegangen und das Phänomen des Engewiderstands genauer erläutert. Im Anschluss wird der Einfluss einer Fremdschicht mit konstanter Dicke und Beschaffenheit dargestellt.

Die Mikrospitzen werden durch den Druck der Kontaktkraft abgeflacht, so dass sich die Breite der Engstelle auf den Wert  $d_i$  einstellt. Dem Engewiderstand  $R_E$  entspricht der Ausbreitungswiderstand (Spreading Resistance) [102], der hier aber doppelt so groß ist, da sich die Stromlinien gemäß Abbildung 2.10 in beide Halbräume ausbreiten. Aus der Parallelschaltung der einzelnen Engewiderstände folgt die Addition der Durchmesser  $d_i$ . Der spezifische Widerstand des Kontaktmaterials ist  $r$ .

$$R_E = \frac{r}{\sum d_i} \quad (2.4)$$

Die Abflachung der Mikrospitzen ist für kleine Kräfte ein elastischer Vorgang, der als Hertzsche Pressung bezeichnet wird [103]. Abhängig vom Spitzenradius  $r_i$ , dem Elastizitätsmodul  $E$  und der Kontaktkraft  $F_{K,i}$  ergibt sich der Kontaktpunkt-Durchmesser für die meisten Metalle zu etwa:

$$d_i \cong 1,11 \cdot \sqrt[3]{\frac{F_{K,i} \cdot r_i}{E}} \quad (2.5)$$

Der Engewiderstand, der dem Kontaktwiderstand für fremschichtfreie Kontakte entspricht, verringert sich folglich mit der Kontaktkraft nach Gleichung (2.6), wobei sämtliche material- und herstellungsspezifischen Größen in der Konstanten  $b_E$  zusammengefasst sind.

$$R_E = b_E \cdot F_K^{-\frac{1}{3}} \quad (2.6)$$

Die Kontakte sind nur in Ausnahmefällen rein metallisch, Fremdschichten bilden sich auf der Kontaktoberfläche in Form von Oxiden, Sulfiden oder als Anlagerung von z. B. Fetten, Feuchtigkeit und Staub. Auch ausgasende Materialien wie Kunststoffe (Packaging) und Rückstände der Prozessierung können die Kontaktoberflächen mit Fremdschichten belegen.

Dünne Schichten werden vom Laststrom getunnelt, dickere Schichten haben einen sehr hohen Widerstand und müssen mechanisch oder elektrisch zerstört werden, um einen guten Kontakt zu gewährleisten. Diesen Vorgang bezeichnet man als Frittung, wobei hohe Kontaktkräfte und eine Relativbewegung der Oberflächen helfen, die nötige Frittspannung zu verringern.

Mikroaktuatoren liefern nur sehr geringe Kräfte und eine ausreichende Relativbewegung ist schwierig zu realisieren. Um die Kontakte fremschichtarm zu halten, ist hier die Wahl edler Kontaktmaterialien, die Art der Fertigung und der Betrieb in einer sauberen, hermetisch gekapselten Umgebung besonders wichtig.



Die Fremdschicht bildet einen spezifischen Hautwiderstand  $r_H$  (die Einheit ist  $\Omega\text{m}^2$ ), so dass sich deren Widerstand beschreiben lässt als:

$$R_F = \frac{r_H}{\frac{p}{4} \sum d_i^2} \quad (2.7)$$

Setzt man Gleichung (2.5) in (2.7) ein und fasst die Konstanten in  $b_F$  zusammen, ergibt sich die Abhängigkeit des Fremdschichtwiderstands von der Kontaktkraft  $F_K$  zu:

$$R_F = b_F \cdot F_K^{-\frac{2}{3}} \quad (2.8)$$

Für die Kontakte in Mikrorelais ist im allgemeinen Fall eine Mischform aus beiden Widerständen nach den Gleichungen (2.6) und (2.8) zu erwarten, wobei die Fremdschicht zumindest teilweise bei einer bestimmten Kraft oder Lastspannung zerstört wird (Frittung).

Wenn, wie bei Mikrokontakten, wegen der kleinen Fläche nur sehr wenige Spitzen aufsetzen, das Material eine geringe Härte aufweist und die Kontaktkräfte ausreichen, sind plastische Verformungen wahrscheinlich, die bei Makrokontakten üblicherweise erst bei Kräften im oberen mN- oder unteren N-Bereich auftreten, die von Mikroaktuatoren nicht mehr erreicht werden. Dann wird die Kontakttopographie dauerhaft verändert und Fremdschichten brechen leichter auf. Auch die Anzahl der Berührungspunkte kann sich vermehren, wenn sich die Kontaktoberflächen näher kommen und weitere Mikrospitzen aufsetzen. Für diese Fälle gelten in Gleichung (2.6) andere Exponenten zwischen -0.5 und -0.9 [101], [104], [105].

Abschließend lässt sich feststellen, dass der Kontaktwiderstand nicht ohne einige Annahmen und verlässliche Materialdaten berechnet werden kann, die im nötigen Umfang für Mikrokontakte nicht zur Verfügung stehen. Die Rechenergebnisse werden in weiten Grenzen beliebig.

Nur wenige Autoren haben deshalb analytische Abschätzungen durchgeführt und dabei feststellen müssen, dass sich mit der Rechnung alles und damit nichts nachweisen ließ, weil der gemessene Kontaktwiderstand etwa zwischen einer Größenordnung über oder deutlich unter dem berechneten lag, je nachdem wie die Kontakte beansprucht wurden [107], oder weil darüber hinaus der berechnete Kontaktwiderstand, je nach Modell, um zwei Größenordnungen schwankte [44].

Auch diese Tatsache macht die Problematik deutlich: Die Veröffentlichung [107] ist eigentlich das gleiche Paper wie [106], mit dem Unterschied, dass der Kontaktwiderstand mit einer größeren Schwankungsbreite angegeben ist.

### 2.2.1.2 Gold als Kontaktmaterial

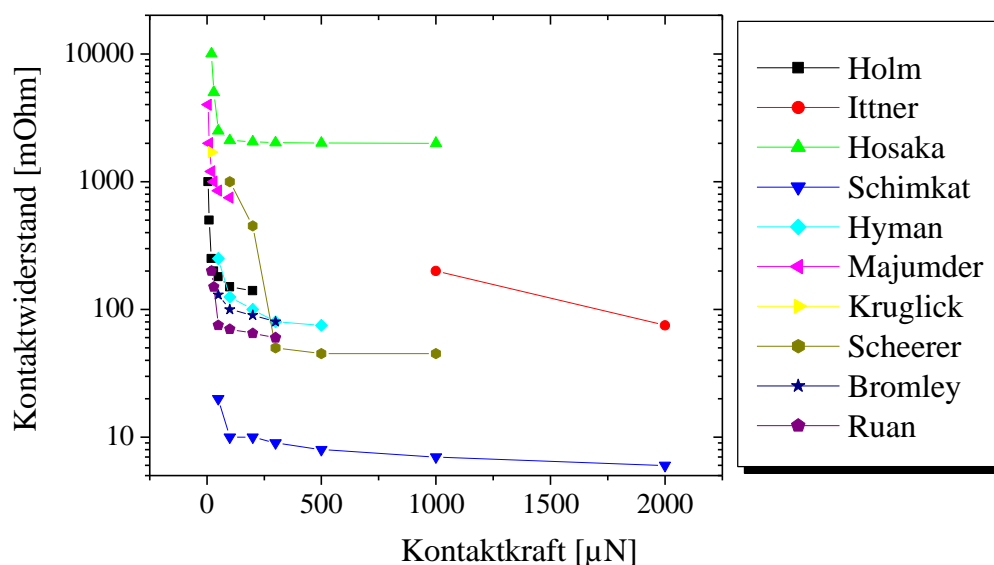
Kein Material bildet so dünne Fremdschichten wie Gold, weswegen die meisten Mikrorelais-Kontakte aus diesem Edelmetall gefertigt sind. Man findet auch Beispiele für Rhodium [44], Platin [45], Silber [98], Chrom [39], Nickel [47], Quecksilber [67], [87], Polysilizium [52] und Diamant [60], wobei die Werkstoffe in der Reihenfolge ihrer Eignung genannt sind.

In den meisten Fällen stellt die Wahl eines dieser Materialien keine sinnvolle Erweiterung des Spektrums dar, sondern ist auf technologische Randbedingungen zurückzuführen. Quecksilber als Ausnahme würde sich sehr gut eignen und hat dies in prellfreien Quecksilber-Relais mit hoher Lebensdauer bewiesen, ist aber nur schwer in Verbindung mit einem Mikroaktuator einzusetzen.

Neben den frühen Untersuchungen von Holm bestätigen Messungen in Kontaktprüfgeräten von Ittner und Magill [105] und später Hosaka [96], Schimkat [108] und weiteren Autoren, [109] - [115], dass sich Gold und Legierungen mit hohem Goldanteil für Mikrokontakte am besten eignen.

### 2.2.1.3 Messdaten zum Kontaktwiderstand aus der Literatur

Für Gold sind Mindestkontaktkräfte von größer 100  $\mu\text{N}$  für einen stabilen, aber je nach Autor sehr unterschiedlichen Kontaktwiderstand zwischen 10  $\text{m}\Omega$  und 2  $\Omega$  nötig. Abbildung 2.11 fasst die Ergebnisse zusammen.



**Abbildung 2.11: Kontaktwiderstand über der Kontaktkraft, wie er für Goldkontakte von verschiedenen Autoren in Kontaktprüfgeräten oder MEMS-Devices gemessen wurde. Im Gegensatz zu den erzielbaren Widerstandswerten sind sich die Autoren bei der Mindestkontaktkraft nahezu einig. Ab einem Wert oberhalb etwa 100  $\mu\text{N}$  sinkt der Kontaktwiderstand deutlich und folgt dann in guter Näherung dem Holmschen Modell für kleine Kräfte.**

Die Übersicht im Anhang bestätigt, dass extrem niedrige Kontaktwiderstände von wenigen Milliohm mit Mikrorelais-Aktuatoren nach dem aktuellen Stand der Technik nicht realisierbar sind. Dafür bedarf es Hartgoldkontakte und Kräfte von einigen Hundert Millinewton, wie sie nur in EMR erreicht werden [116]. Einige Werte aus Abbildung 2.11 sind daher mit Vorsicht zu betrachten. Die große Bandbreite resultiert aus der unterschiedlichen Präparation der Kontakte und der Verwendung verschiedener Testparameter, die aber in den Veröffentlichungen nicht immer dokumentiert sind. Zum Teil wird unter Bedingungen gemessen, die bei Mikrorelais nicht möglich sind.

#### **2.2.1.4 Einflüsse auf die Messergebnisse**

##### ***2.2.1.4.1 Einfluss der Kontaktherstellung***

Der Größe und Beschaffenheit implementierbarer Mikrokontakte sind Grenzen gesetzt. So sind geläppte, walzplattierte oder vorgefertigte, nachträglich aufgenietete Kontakte mikro-technologisch nicht herstellbar, werden aber z. T. in Kontaktprüfgeräten eingesetzt.

Mikrokontakte werden durch Aufdampfen, Kathodenzerstäubung oder mittels galvanischer Abscheidung hergestellt, wobei sich die Materialeigenschaften gegenüber dem Bulk-Material verändern. Bulk-Kontakte haben andere Kennwerte als Dünnschicht-Kontakte und auch diese unterscheiden sich je nach Herstellungsweise. Pruitt [114] hat für hartvergoldete Kontakte einen Kontaktwiderstand von  $200 \text{ m}\Omega$  mit einer Mindestkontaktkraft von  $50 \mu\text{N}$  und für gesputtertes oder aufgedampftes Kontaktgold  $1 \Omega$  bei  $< 20 \mu\text{N}$  gemessen. Er hat jedoch keine detaillierten Kraft-Widerstands-Kurven angegeben.

##### ***2.2.1.4.2 Einfluss von Fremdschichten und einer Reinigung der Kontakte***

Fremdschichten haben einen sehr großen Einfluss auf die Kontakteigenschaften. Je dicker sie sind, desto schwerer lassen sie sich durchtunneln oder aufbrechen. Trotz bester Voraussetzungen mit Gold als dem edelsten Kontaktmaterial sind die Einflüsse sehr stark. Das chemische Fremdschichtwachstum erfolgt zwar nur bis zur Absättigung der Oberfläche, trotzdem weisen „saubere“ Goldschichten in normaler Luft adsorbierte Fremdschichten bis zu einigen Nanometern Dicke auf [117]. Wenige ppm anderer Verunreinigungen in der Umgebungsluft (z. B. Polysiloxane (Silicone) [118]) können zum Ausfall des Bauelements führen, ihr Einfluss auf Mikrokontakte ist bisher noch nicht untersucht.

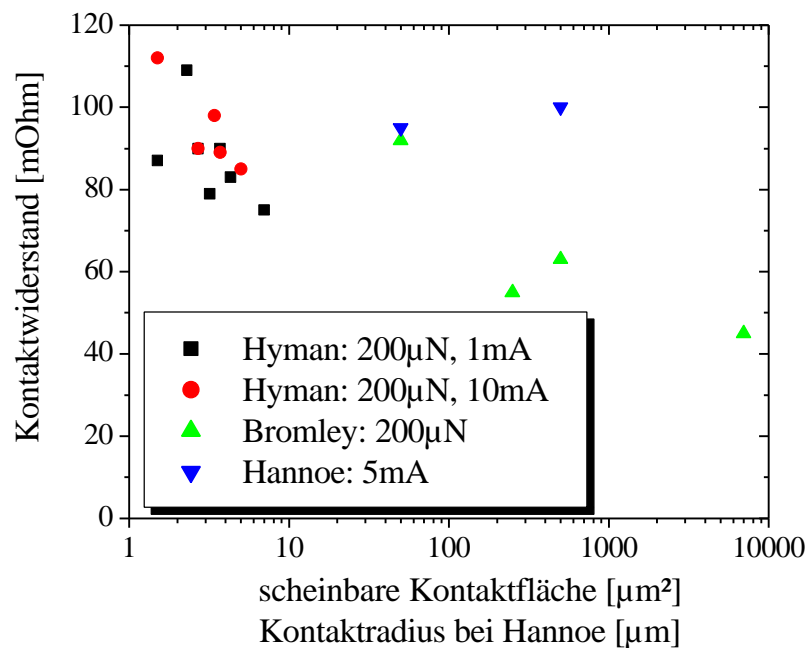
Einige Autoren reinigen die Kontakte in mehreren Schritten (z.B. Tetrachlorethylen, Alkohol und DI-Wasser bei Hyman [109]) oder führen vor der Messung eine elektrisch-mechanische Schaltreinigung unter Stickstoffatmosphäre durch. Danach sinkt der Kontaktwiderstand, z. B. bei Schimkat, deutlich, wohingegen er nach einer „Reinigung“ mit Isopropanol auf den etwa zehnfachen Wert ansteigt [119].

### 2.2.1.4.3 Einfluss der Kontaktabmessungen

An sich sollte eine größere Kontaktfläche einen kleineren Kontaktwiderstand zur Folge haben. Dies ist aber nicht unbedingt richtig, da mit der lateralen Kontaktabmessung nur die *scheinbare* Kontaktfläche festgelegt wird. Deren Vergrößerung erhöht zwar die Anzahl der Mikrospitzen, verringert aber nicht notwendigerweise die Summe ihrer Widerstände.

Verteilt man die kleine, in Mikroantrieben zur Verfügung stehende Kraft auf eine größere Anzahl Mikrospitzen, verformt sich jede einzelne weniger stark, weil der Druck abnimmt. Die Summe der Einzelflächen nimmt aber zu, so dass der Gesamt-Engewiderstand sinkt. Wie aus Abbildung 2.12 zu entnehmen ist, bestätigen zwei Quellen, dass eine Zunahme der scheinbaren Kontaktfläche *gereinigter* Mikrokontakte zu einer geringen Abnahme des Kontaktwiderstands führt.

Verteilt man die Kraft dagegen auf wenige Spitzen, erhöht sich der Druck und die einzelnen Spitzen werden stärker abgeflacht. Der Gesamt-Engewiderstand ist deshalb nicht wesentlich größer als im ersten Fall, doch der höhere Anpressdruck erleichtert die Reinigung der Kontaktoberfläche und verkleinert den Fremdschichtwiderstand. Da in den meisten Mikrorelais fremdschichtbehaftete Kontakte unvermeidlich sind, könnten kleinere Kontakte also vorteilhaft sein. Dieser Effekt wurde allerdings bisher nicht untersucht.



**Abbildung 2.12: Widerstand in Abhängigkeit der lateralen Abmessungen gereinigter Gold-Kontaktproben. Gemessen an der starken Zunahme der scheinbaren Kontaktfläche nimmt der Kontaktwiderstand nur sehr leicht ab. Die technologisch realisierte Kontaktfläche ist folglich nahezu unerheblich für den Engewiderstand, der bei den hier vorliegenden fremdschichtfreien Kontakten auch der Kontaktwiderstand ist.**

**Bei fremdschichtbehafteten Kontakten mag sich eine größere Kontaktfläche sogar nachteilig auswirken, weil das Fritten wegen des abnehmenden Kontaktdrucks schwieriger wird.**

#### ***2.2.1.4.4 Einfluss der Stromstärke auf den Kontaktwiderstand***

Der größte Leistungseintrag des Messstroms herrscht am Ort des größten Widerstands, normalerweise also in den Mikrospitzen. Über die resultierende Temperaturerhöhung ändert sich mit der Duktilität des Werkstoffes und der Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstands auch der Kontaktwiderstand. Die gewählten Stromstärken zur Widerstandsmessung sind nur in wenigen Veröffentlichungen dokumentiert.

Hyman berichtet, dass der Kontaktwiderstand mit dem Strom (0.1 auf 50 mA) um einen Faktor von maximal 2 zunimmt. Er nutzt für seine Messungen ein Kontaktprüfgerät und gereinigte Kontakte. Kruglick [110] gibt für sein MEMS-Device einen deutlich höheren Effekt an. Der Faktor beträgt etwa 4 bei einer kleineren Stromzunahme (0.2 auf 2 mA).

Die Gruppe der Northeastern Universität (Analog-Device-FET-Relais) hat die Auswirkungen der Strombelastung auf die Erwärmung der Kontakte und auf den Kontaktwiderstand simuliert und bei Strömen zwischen 2 und 300 mA gemessen. Die Autoren kommen aber für dasselbe Device in zwei Veröffentlichungen zu gegenteiligen Aussagen. In [120] fällt der Kontaktwiderstand von 0.6 auf 0.1  $\Omega$ , in [121] steigt er von 0.6 auf 1.3  $\Omega$ .

### 2.2.2 Stromtragfähigkeit von Mikrokontakten

Eine kleine wahre Kontaktfläche, die in Mikrorelais eine Folge der kleinen Kräfte ist, begrenzt schnell die Stromtragfähigkeit des Kontakts (und damit des Relais), da die Stromdichte lokal steigt und die Mikrospitzen erwärmt. Die Wärme muss über die Kontakte und die Zuleitungen in das Substrat abgeführt werden.

Die Auswirkungen des Stroms auf die Mikrospitzen und deren Verformung durch den Wärmeeintrag wurden schon in Kapitel 2.2.1.4.4 erwähnt. Die Effekte reichen von einer Abnahme der Duktilität des Kontaktmaterials bis hin zu Mikroverschweißungen der Kontakte. Tabelle 2.2 gibt einen Überblick über die Einteilung schaltender Kontakte nach Lastbereichen und die Auswirkungen auf den Kontakt.

<b>Kontakt-beanspruchung</b>	<b>Spannung am Kontakt</b>	<b>geschalteter Strom</b>	<b>Einflüsse auf die Kontaktoberfläche</b>
<i>trocken schaltend</i>	< 80 mV	< 10 mA	Partikel, sowie mechanische und chemische Einflüsse
<i>geringe Lasten</i>	80 – 300 mV	< 10 mA	wie oben und Stromwärme im Mikrobereich
<i>Lasten im Zwischenbereich</i>	300 mV – 10 V	< 300 mA	wie oben und Entladungsvorgänge in Form kurzer Bögen
<i>Starkstrom für niedrige Leistung</i>	10 – 400 V	300 mA – 50 A	Auswirkungen des stabilen Lichtbogens

**Tabelle 2.2: Allgemeine Einteilung der schaltenden Kontakte für kleine und mittlere Lasten nach Draxler [122]. Die angegebenen Spannungen sind die geschalteten, nicht die über dem geschlossenen Kontakt abfallenden Spannungen, auch wenn die in Mikrorelais üblichen Kontaktwiderstände im Ohm-Bereich ähnliche Spannungen am geschlossenen Kontakt hervorrufen. Ein Einsatz von Mikrorelais mit sehr hoher Lebensdauer ( $> 10^6$  Schaltspiele) muss auf die beiden oberen Lastbereiche beschränkt bleiben.**

Hohe Ströme bei den in Mikrorelais üblichen Kontaktwiderständen führen zu einem hohen Leistungseintrag, gemessen an der Größe der Bauelemente. Hyman berichtet zum Beispiel für ein Relais mit einem Kontaktwiderstand von 1 - 1.6  $\Omega$  von einer DC-Stromtragfähigkeit von 160 mA [58]. Dies entspricht einem Spannungsabfall von etwa 200 mV und einem Leistungseintrag am Kontakt von bis zu 40 mW.

Der Betrieb eines Relais im Bereich der maximalen Stromtragfähigkeit erfordert eine hohe Rückstellkraft, damit sich die mikroverschweißten Kontakte wieder trennen, wenn die Last abgeschaltet werden soll. Diese Kraft steht meist, so wie im konkreten Beispiel bei Hyman, nicht zur Verfügung, so dass das Bauteil ausfällt. Einige Autoren zeigen die Auswirkungen verschiedener Stromstärken auf die Kontaktoberfläche und den Kontaktmaterialtransport, der zur Degradation der Kontakte führt, allerdings berichtet kein Autor quantitativ über die Abhängigkeit der nötigen Kontaktrückstellkraft von der geschalteten Stromstärke.

Auch machen nicht alle Veröffentlichungen Angaben zur Lebensdauer der vorgestellten Mikrorelais in Abhängigkeit der Last, obwohl die Stromtragfähigkeit auf die Lebensdauer und die Art der Belastung bezogen werden muss. Die bloße Angabe einer maximalen Stromtragfähigkeit ist entsprechend kritisch zu betrachten. In [106] wird der Laststrom zum Beispiel erst eingepreßt, wenn die Kontakte mechanisch geschlossen sind. Der Strom wird auch vor dem Öffnen der Kontakte wieder abgeschaltet.

Die Last wird also nicht von den Mikrokontakten geschaltet, sondern nur getragen (sog. Carry-Curent). Trotzdem beträgt die Lebensdauer schon bei 20 mA Laststrom nur noch 1000 Zyklen, während die maximale Stromtragfähigkeit mit 300 mA angegeben wird.

Es ist derzeit kein Mikrorelais mit Kräften unter 1 mN zu finden, das bei Lastströmen im Bereich von einigen zehn Milliampere  $10^4$  bis  $10^6$  Schaltzyklen erreicht. Mikrorelais unter einem Quadratmillimeter Chipfläche werden diese Grenze in naher Zukunft wohl nicht überschreiten. Ab einer Chipfläche von meist deutlich mehr als 10 mm<sup>2</sup> sind (bevorzugt thermomechanische und elektromagnetische) Aktuatoren implementierbar, deren Kraft ausreicht, Ströme über 100 mA sicher ein- und auszuschalten [74], [77], [82], [84].

### 2.2.3 Rückstellkraft für Mikrokontakte

Wie sich im vorigen Kapitel gezeigt hat, ist die Rückstellkraft, neben der Kontaktkraft, der zweite wichtige Parameter für ein stabiles Schaltverhalten. Die Rückstellkraft muss in jedem Fall groß genug sein, um die Kontakte sicher zu trennen. In konventionellen, elektro-mechanischen Relais für kleine Lasten ist das kein Problem, da in jedem Fall genügend Kraft vorhanden ist. Die Erzielung ausreichend hoher Kontakt- *und* Rückstellkräfte ist für das Mikrorelais-Design dagegen gleich wichtig, was bei früheren Entwicklungen oft vernachlässigt wurde, so dass das Kleben der Kontakte eine häufige Ausfallursache war.

#### 2.2.3.1 Die Adhäsion von Metallkontakten

Pashley und Pethica [123] haben die Adhäsion von Metallen im  $\mu\text{N}$ - und  $\mu\text{m}$ -Bereich bereits Mitte der achtziger Jahre untersucht und dazu Wolframnadeln mit einem Spitzenradius von  $1\ \mu\text{m}$  verwendet, die auf einer ebenen, etwa zehnmal weicheren Nickeloberfläche aufsetzten. Die Messungen zeigen, dass die Adhäsionskraft einen Offset hat, im konkreten Fall  $12\ \mu\text{N}$ , der von Oberflächenkräften herrührt und unabhängig von der aufgewendeten Kontaktkraft ist.

Das heißt, auch ohne das Aufbringen einer Kontaktkraft und ohne elektrische Verbindung, muss die Rückstellkraft einen Mindestwert übersteigen, um die Kontakte zu trennen. Nach diesem Bereich konstanter Adhäsion steigt die Haftkraft  $F_R$  nach Gleichung (2.9) linear mit der Kontaktkraft  $F_K$  an. Der erste Summand in der Klammer ist der oben genannte Offset.

$$F_R = \mathbf{b} \cdot (2\mathbf{p} r_K \cdot \Delta\mathbf{g} + F_K) \quad (2.9)$$

Die Variable  $r_K$  ist der Krümmungsradius des Kontakts, der auf einer ebenen Gegenkontaktfläche aufsetzt. Die Konstante  $\mathbf{b}$  liegt bei etwa 0.4 und die Oberflächen-Adhäsionsenergie  $\mathbf{Dg}$  liegt im Bereich von 2-2.5 J/m<sup>2</sup> für saubere Metalle. Auch für gesputtertes Gold, allerdings bei Kräften größer 5 mN, wurde dieses Verhalten gemessen [124]. Die Adhäsionskraft ist dabei stets etwas kleiner als die Kraft, mit welcher die Kontaktoberflächen zuvor aufeinandergepresst wurden. Je nach Kontaktgröße und -form kann sich der oben beschriebene Offset bei Kontaktkräften im 100  $\mu\text{N}$ -Bereich aber stark bemerkbar machen, denn die Adhäsion durch Oberflächenkräfte steigt flächenproportional.

Zudem erhöht sich die Adhäsion durch elektrostatische Kräfte, die eine Folge des Spannungsabfalls über der Kontaktgrenzschicht sind und mit steigendem Kontaktwiderstand und Laststrom zunehmen. Auch hier sind kleine Kontakte im Vorteil, weil die elektrostatische Anziehung gemäß Abbildung 2.4 quadratisch mit dem Kontaktdurchmesser (bzw. linear mit der Fläche) sinkt.

Andererseits verringern Fremdschichten normalerweise die Adhäsion der Kontakte. Pashley und Pethica haben zum Beispiel an der Kontaktpaarung Wolfram/Nickel eine Abnahme um den Faktor 2 bis 3 gemessen, wenn der Nickelgegenkontakt mit nur zwei Atomlagen Sauerstoff belegt war.



### 2.2.3.2 Messdaten zur Rückstellkraft aus der Literatur

Die Rückstellkräfte sind sehr wenig untersucht, obwohl sie auf die Funktionssicherheit des Relais einen viel größeren Einfluss haben als die Kontaktkraft. Tabelle 2.3 fasst die Literaturangaben für Goldkontakte zusammen.

Autor	Rückstellkraft	Mindestkontaktkraft	Kontaktwiderstand
<i>Hosaka et al.</i>			
<i>Gold gesputtert [96]</i>	10 $\mu\text{N}$	100 $\mu\text{N}$	2000 $\text{m}\Omega$
<i>Gold gesputtert [115]</i>	300 $\mu\text{N}$	140 $\mu\text{N}$	100 – 200 $\text{m}\Omega$
<i>Pruitt [114]</i>			
<i>Gold aufgedampft</i>	20 $\mu\text{N}$	< 20 $\mu\text{N}$	1000 $\text{m}\Omega$
<i>hartvergoldet</i>	60 $\mu\text{N}$	50 $\mu\text{N}$	200 $\text{m}\Omega$
<i>Gold gesputtert</i>	600 $\mu\text{N}$	< 20 $\mu\text{N}$	1000 $\text{m}\Omega$
<i>Schimkat [108]</i>			
<i>Gold</i>	2700 $\mu\text{N}$	100 $\mu\text{N}$	30 $\text{m}\Omega$
<i>AuNi5</i>	300 $\mu\text{N}$	300 $\mu\text{N}$	100 $\text{m}\Omega$

**Tabelle 2.3: Zusammenfassung der zum Trennen geschalteter Kontakte nötigen Rückstellkräfte für Goldkontakte. Zum Vergleich sind die von denselben Autoren ermittelten Mindestkontaktkräfte und die erzielten Kontaktwiderstände mit angegeben. Die tatsächlich angelegte Kontaktkraft, die der Messung der Rückstellkraft und des Kontaktwiderstands zugrunde liegt, dürfte in den meisten Fällen höher gewesen sein.**

**Die Autoren kommen bei der Messung der Mindestkontaktkraft zu ähnlichen Ergebnissen, während sie sich bei der Angabe der Rückstellkraft stark unterscheiden.**

Obwohl die Werte für die Mindestkontaktkraft dicht beisammen liegen, unterscheiden sich die Angaben für die Rückstellkraft sehr stark. Auch hier ist die Bandbreite der Werte den unterschiedlichen Messmethoden und -bedingungen geschuldet, die, wie in Kapitel 2.2.1 diskutiert, meist nur unvollständig dokumentiert sind.

Die in [108] im Kontaktprüfgerät gemessene Rückstellkraft ist so hoch, dass damit keines der bisher veröffentlichten Mikrorelais mit Goldkontakten funktionieren dürfte, weil die in den vorgestellten Mikrorelais-Aktuatoren erzielten Rückstellkräfte ausnahmslos deutlich kleiner sind [s. Anhang]. Der sehr geringe Kontaktwiderstand mag ein Indiz dafür sein, dass die Oberfläche sehr sauber und die bei der Messung angelegte Kraft deutlich größer als die Mindestkontaktkraft war, so dass diese starke Adhäsion auftrat.

Der Wert von Pruitt für gesputtertes Gold ist ebenfalls so hoch, dass damit nur sehr wenige Mikrorelais funktionieren würden. Der Wert liegt unerwarteter Weise über dem von aufgedampftem Gold, obwohl gesputterte Schichten wegen der höheren kinetischen Energie der Atome beim Herstellungsprozess eine größere Härte aufweisen. Die Adhäsion der Oberflächen ist aber bei härteren Metallen geringer als bei weichen, wie Schimkats Untersuchungen für Metalle wie AuNi5 und Rhodium zumindest qualitativ gezeigt haben [108].

Von Hosaka et al. gibt es unter Umständen deshalb zwei Werte, weil sich die Bedingungen geändert haben. Sie sind in der ersten Veröffentlichung nicht dokumentiert [96]. In der späteren Veröffentlichung von Hannoë et al. werden relativ große Kontakte von 100 bis 500  $\mu\text{m}$  Radius und ein Messstrom von 5 mA verwendet [115].

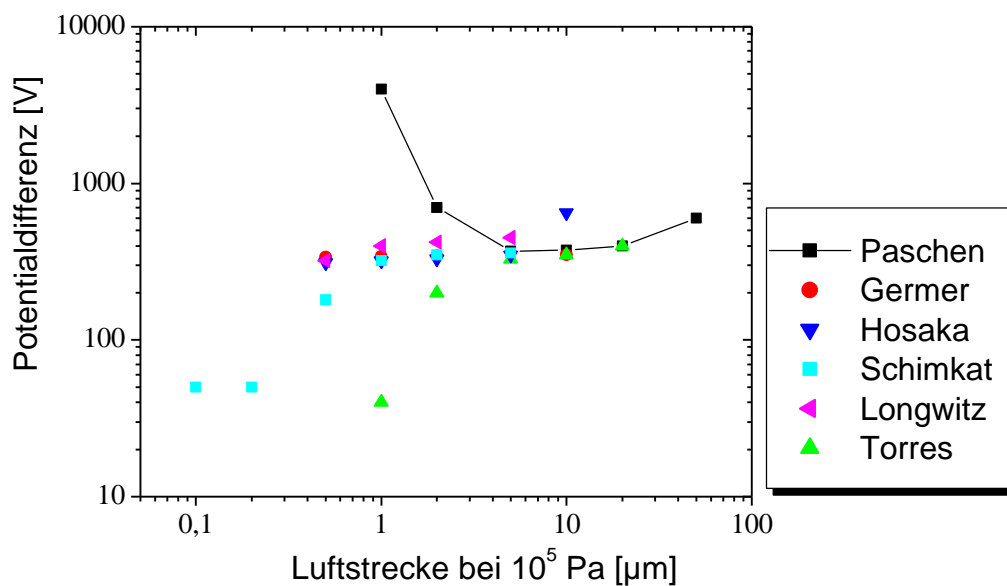
## 2.2.4 Isolation und Spannungsfestigkeit der geöffneten Kontakte

Neben dem Erreichen eines niedrigen Durchgangswiderstands sind die erzielbare Sperrspannung und ein hoher Widerstand bei geöffneten Kontakten wesentliche Kriterien eines Relais. Die geöffneten Kontakte werden durch eine Gasstrecke, in der Regel Luft, isoliert, deren Verhalten bezüglich eines elektrischen Durchbruchs bereits 1889 von Paschen [125] untersucht wurde.

### 2.2.4.1 Durchbruchspannung für Luftstrecken im $\mu\text{m}$ -Bereich

Wie Germer [126], mit späterer Bestätigung durch Hosaka et al. [96] und Schimkat [108], schon 1959 festgestellt hat, bleibt die Durchbruchspannung für Abstände zwischen 0,5 und 5  $\mu\text{m}$  konstant bei etwa 340 Volt.

Torres und Dhariwal [127] geben deutlich kleinere Werte an, wobei wiederum Longwitz et al. [128] in eigenen Messungen an Mikrostrukturen feststellen, dass ihre Werte für Abstände unter 2  $\mu\text{m}$  besser zu denen Germers als zu denen von Torres et al. passen. Abbildung 2.13 zeigt alle Kurven in einem Diagramm.



**Abbildung 2.13: Durchbruchspannung über dem Elektrodenabstand in Luft bei Normaldruck ( $10^5 \text{ Pa}$ ). Die Werte von Paschen sind für makroskopische Dimensionen korrekt, für Abstände unter 10  $\mu\text{m}$  jedoch zu groß.**

Die einzigen an Mikrostrukturen gemessenen Werte stammen von Longwitz et al. Die Werte von Schimkat und Hosaka et al. sind mit Goldkontakten in Kontaktprüfgeräten gemessen, die speziell Daten für Mikrorelais liefern sollten. Die übrigen Werte wurden in Prüfgeräten gemessen, die für das allgemeine Studium des Überslagverhaltens verschiedener Elektrodennmaterialien und -formen in verschiedenen Medien konzipiert wurden.

Die meisten Kurven haben bis zu Abständen von unter 1  $\mu\text{m}$  ein Plateau bei etwa 350 Volt. Auch Torres et al., deren Wert sicherlich zu klein ist, weil viele elektrostatische Mikroaktuatoren mit kleineren Elektrodenabständen erfolgreich bei höheren Aktuatorspannungen betrieben werden, messen mindestens 40 Volt.

Die Tatsache, dass die Durchbruchspannung in einem weiten Bereich mit sinkendem Kontaktabstand konstant bleibt, ist sehr interessant für das Design eines Mikrorelais, denn ein geringer Kontaktabstand bedeutet weniger Stellweg und damit mehr Flexibilität bei der Auswahl des Aktuators sowie eine niedrigere Schaltzeit.

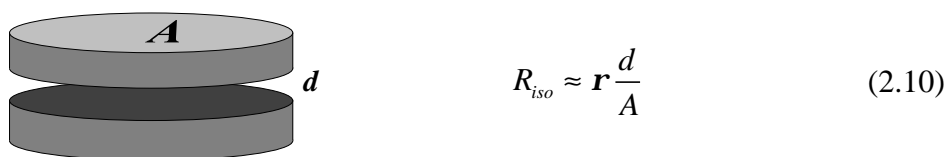
Neben dem Kontaktabstand hängt das Zündverhalten des mit dem Durchbruch verbundenen Lichtbogens auch vom Gasdruck, der Gaszusammensetzung (v. a. Feuchtigkeit), dem Partikelgehalt, der Elektrodenform (bzw. Kontaktform) und der Oberflächenrauigkeit ab.

Nicht zu vermeiden sind Schaltlichtbögen beim Trennen der Kontakte unter Last. Diese Entladungsvorgänge verstärken die bei mechanischer Beanspruchung auftretende Änderung der Kontakttopographie [129], [130] durch Materialtransport von der Anode zur Kathode (sog. Feinwanderung). Vor allem in schnell schaltenden Mikrorelais wird dieser Effekt durch induktive Lasten verstärkt, es finden sich jedoch keine systematischen Untersuchungen an Mikrokontakten in der Literatur. Vorschläge, die einen dem Kontakt parallel geschalteten Transistor als Löschkreis vorsehen [131], laufen der Relaisidee zuwider, weil dadurch der hohe Sperrwiderstand „überbrückt“ wird.

#### 2.2.4.2 Isolationswiderstand des Lastkreises

Der Sperr- oder Isolationswiderstand bestimmt sich zum einen über den Widerstand der Luftstrecke zwischen den Kontakten und zum anderen über Leckströme durch das Substrat, weswegen die Signalleitungen des Lastkreises auf eine gute Isolationschicht aufgebracht werden müssen, üblicherweise Siliziumoxid oder eine Oxid/Nitrid-Doppelschicht.

Betrachtet man das elektrische Feld zwischen den Kontakten näherungsweise als homogen ohne Randfelder, so ergibt sich der Widerstand der Luftsäule (spez. Widerstand  $r$ ) aus Gleichung (2.10). Der Widerstand wird mit dem Kontaktabstand  $d$  kleiner, ein weiterer Grund eine kleine Kontaktfläche  $A$  zu wählen, die dem entgegenwirkt.



**Abbildung 2.14:** Schematische Darstellung der Größenverhältnisse eines ungeschalteten Mikrorelais-Kontakts. Der Kontaktabstand  $d$  ist üblicherweise deutlich kleiner als der Kontaktdurchmesser. Die Fläche ist  $A$ , so dass sich der Isolationswiderstand der dazwischen befindlichen Luftsäule näherungsweise aus der rechten Gleichung ergibt.

Die Beschaffenheit der Luftsäule zwischen den Kontakten hat einen entscheidenden Einfluss. Die Ionisierbarkeit ermöglicht Leckströme [128], Luftfeuchte und Partikelgehalt setzen den Widerstand ebenfalls herab.

Nimmt man einen bei makroskopischen Dimensionen gemessenen Wert des spezifischen Widerstands von  $r = 4 \cdot 10^{13} \Omega\text{m}$  für Luft an [132], so liegt der Isolationswiderstand für Kontaktabmessungen im  $\mu\text{m}$ -Bereich rechnerisch bei über  $10^{17} \Omega$  und erfüllt die Mikrorelais-Spezifikation von  $1000 \text{ T}\Omega$  theoretisch leicht.

### 2.2.4.3 Ungewolltes Schalten durch Pull-In der Kontakte

Die Federkräfte, welche die Kontakte im geöffneten Zustand auf Abstand halten, sind in Mikroaktuatoren sehr klein. In elektrostatischen Antrieben sind sie meist besonders klein, damit sie von der elektrostatischen Antriebskraft überwunden werden können, so wie dies in Abbildung 2.6 dargestellt wurde.

Die elektrostatische Kraft wird üblicherweise zwischen großflächigen, parallelen Elektroden aufgebaut und ist nach Abbildung 2.4 abhängig vom Quadrat der anliegenden Potentialdifferenz.

Nun bilden aber die Kontakte ebenfalls einen solchen Plattenkondensator (vgl. Abbildung 2.14), dessen Abstand in etwa dem der Antriebselektroden entspricht. Bei ausreichend hoher Sperrspannung, die an diesen Kontaktplatten anliegt, schaltet das Relais, obwohl keine Spannung am Schaltkreis anliegt und wird durch den plötzlich bei Kontaktberührung fließenden Kurzschlussstrom zerstört (sog. Pull-In).

Um den Pull-In zu verhindern, sind wiederum kleine Kontakte vorteilhaft. Bei einem Kontaktabstand von zum Beispiel  $1.5\ \mu\text{m}$ , einer Sperrspannung von 200 Volt und einem Kontaktdurchmesser von  $40\ \mu\text{m}$  beträgt die elektrostatische Anziehung näherungsweise  $100\ \mu\text{N}$  und steigt quadratisch mit der Sperrspannung. Die Kraft kann je nach Auslegung des Aktuators ausreichen, die Kontakte zu schließen, ohne dass eine Steuerspannung am Schaltkreis anliegt. Bei einem Kontaktdurchmesser von  $10\ \mu\text{m}$  beträgt die Kraft nur etwa  $6\ \mu\text{N}$  und ist damit unkritisch.

### 2.2.5 Zusammenfassung

Die zentralen Elemente eines Relais sind die Kontakte. Auch ein Mikrorelais kann nicht entworfen werden, ohne die Anforderungen der Mikrokontakte zu berücksichtigen. Die inzwischen recht zahlreiche Literatur, die sich mit diesem Thema befasst, wurde ausgewertet und zusammen mit den theoretischen Grundlagen dargestellt.

Es muss ein bestimmter Wert der Kontaktkraft überschritten werden, um den Kontaktwiderstand von einem anfangs sehr hohen auf einen nahezu konstanten Wert abzusenken. Bei der Mindestkontaktkraft sind sich die Autoren mit Werten zwischen 100 und 150  $\mu\text{N}$  nahezu einig, wogegen die Angaben zum Kontaktwiderstand sehr unterschiedlich sind und zwischen  $<10\text{ m}\Omega$  und  $2\ \Omega$  schwanken. Die Messbedingungen haben einen starken Einfluss und wurden ausführlich diskutiert. Vor allem Fremdschichten auf den Kontaktoberflächen erhöhen den Kontaktwiderstand stark, weshalb edle Werkstoffe, bevorzugt Gold, eingesetzt werden.

Der Kontaktwiderstand ist wegen der vielen Einfluss nehmenden Parameter nicht zu berechnen. Nach einem Vergleich mit den real erzielten Werten (vgl. Anhang) sind für Mikrorelais, die knapp oberhalb der Mindestkontaktkraftgrenze operieren, eher die größeren der oben angegebenen Werte für den Kontaktwiderstand wahrscheinlich.

Für ein sicheres Schaltverhalten ist auch eine Mindestrückstellkraft nötig, um die Kontakte wieder zu trennen. Die Rückstellkraft ist bisher erstaunlich wenig untersucht worden, obwohl das Festkleben der Kontakte die Lebensdauer eines Relais abrupt beendet, wogegen eine Zunahme des Durchgangswiderstands, z. B. durch Verunreinigung oder mechanisch-elektrische Degradation der Kontakte, nicht sofort zum Ausfall des Bauelements führt. Die angegebenen Werte für die Mindestrückstellkraft liegen zwischen 10  $\mu\text{N}$  und 2700  $\mu\text{N}$ . Die Einflüsse von Fremdschichten, Laststrom, Kontaktfläche und Kontaktkraft sind groß und wurden diskutiert.

Die offenen Kontakte werden von einer Luftstrecke isoliert, die sowohl Leckströme, als auch den Durchschlag des Lastkreises verhindern soll. Untersuchungen aus der Literatur zeigen, dass ein Mindestkontaktabstand von etwa einem Mikrometer ausreicht, um die geforderten 20 Volt zu separieren. Mit diesem Abstand kann sogar eine Spannungsfestigkeit von etwa 340 Volt erwartet werden, wobei deutlich größere Werte erst mit Abständen von mehr als 30  $\mu\text{m}$  sicher zu erreichen sind.

Es hat sich gezeigt, dass kleine Kontakte für Mikrorelais Vorteile haben. Kleine Flächen vergrößern zum einen die Spannungsfestigkeit und den Isolationswiderstand, der rechnerisch die Spezifikation von  $>1000\text{ T}\Omega$  erfüllt, und verringern zum anderen die nötige Rückstellkraft. Der Einfluss der Kontaktgröße (scheinbare Kontaktfläche) auf den Kontaktwiderstand ist nicht eindeutig bestimmt.

### 3 Design des Relais-Aktuators

Aus dem vorgestellten Stand der Technik bezüglich des Verhaltens von Mikrokontakten geht hervor, dass sich zum jetzigen Zeitpunkt Gold als Kontaktmaterial am besten eignet, weil es unter den üblichen Kontaktwerkstoffen der Mikrosystemtechnik das beste Verhalten zeigt. Gold als relativ weiches Kontaktmaterial definiert die Anforderungen an den Aktuator hinsichtlich der Kontakt- und Rückstellkraft.

Um den gestellten Spezifikationen (Kapitel 1.3) gerecht zu werden, reicht ein Kontaktwiderstand im Bereich von einem Ohm aus, der mit Goldkontakten bereits bei einer Kontaktkraft erreicht wird, die nur wenig oberhalb der Mindestkontaktkraft liegt. Die Kontaktkraft wird deshalb für den zu entwickelnden Mikrorelais-Aktuator zu  $150\ \mu\text{N}$  gewählt.

Um eine hohe Lebensdauer bei möglichst großem Laststrom zu erzielen, werden für die Rückstellkraft ebenfalls  $150\ \mu\text{N}$  veranschlagt. Die Rückstellkraft ist damit im Verhältnis zur Kontaktkraft deutlich größer als bei früheren Mikrorelaisdesigns und liegt im mittleren Bereich der Werte aus Tabelle 2.3.

Es hat sich in den vorangegangenen Kapiteln gezeigt, dass kleine laterale Kontaktmessungen Vorteile für die Funktion und die Betriebssicherheit des Mikrorelais bringen. Es wird deshalb ein Kontaktdurchmesser von nur etwa  $5\ \mu\text{m}$  vorgesehen.

Der Kontaktabstand wird mit ca.  $1.5\ \mu\text{m}$  möglichst klein gewählt, um die Schaltzeit zu minimieren, aber doch so groß, dass die Sperrspannung sicher im konstanten Bereich der erweiterten Paschenkurve liegt.

Um die geforderte Baugröße von kleiner  $1\ \text{mm}^3$  realisieren zu können und beim Design des Aktuators maximale Freiheit zu haben, wird die Herstellungstechnologie der Oberflächen-Mikromechanik mit Polysilizium ausgewählt. Schichtdicken lassen sich mit dem heute zur Verfügung stehenden Equipment um einen Faktor 10 bis 100 genauer reproduzieren als lithographisch definierte, laterale Abmessungen. Eine hohe Genauigkeit des Relais-Aktuators wird folglich erreicht, indem die Abstände (z. B. der Kontakte) über die Schichtdicken eingestellt werden.

Dies ist auch die einfachste Art, einen elektrostatischen Parallelplattenantrieb zu realisieren, wobei dann die geforderte Betriebsspannung von unter 10 Volt nicht ohne Spannungswandler-Schaltung erreichbar ist. Das elektrostatische Prinzip ist jedoch geeignet, das Relais auch für batteriebetriebene, portable Anwendungen einsetzen zu können, wogegen ein thermomechanischer Antrieb, der mit der OMM-Technologie ebenfalls realisierbar wäre, wegen seines zu hohen Leistungsbedarfs nicht in Frage kommt.

In den folgenden Kapiteln wird der funktionale Aufbau des Mikrorelais sukzessive beschrieben. Dabei wird zunächst nicht die prozesstechnisch vorgegebene Abfolge eingehalten, sondern eine Reihenfolge vorgestellt, welche die einzelnen Funktionsteile des Bauelements verständlich macht. Die Abbildung 3.1 zeigt zur Übersicht die Gesamtheit dieser Einzelteile in einer Explosionszeichnung. In der Abbildung 3.2 ist das zusammengesetzte Mikrorelais dargestellt.

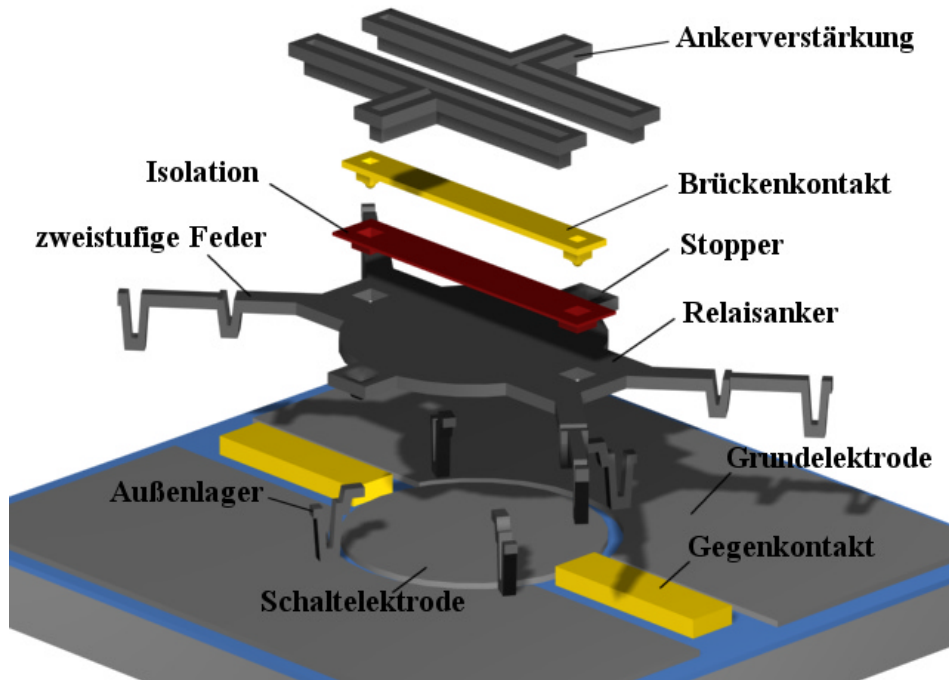


Abbildung 3.1: Die Einzelteile des Mikrorelais in einer in z-Richtung auseinander gezogenen Darstellung.

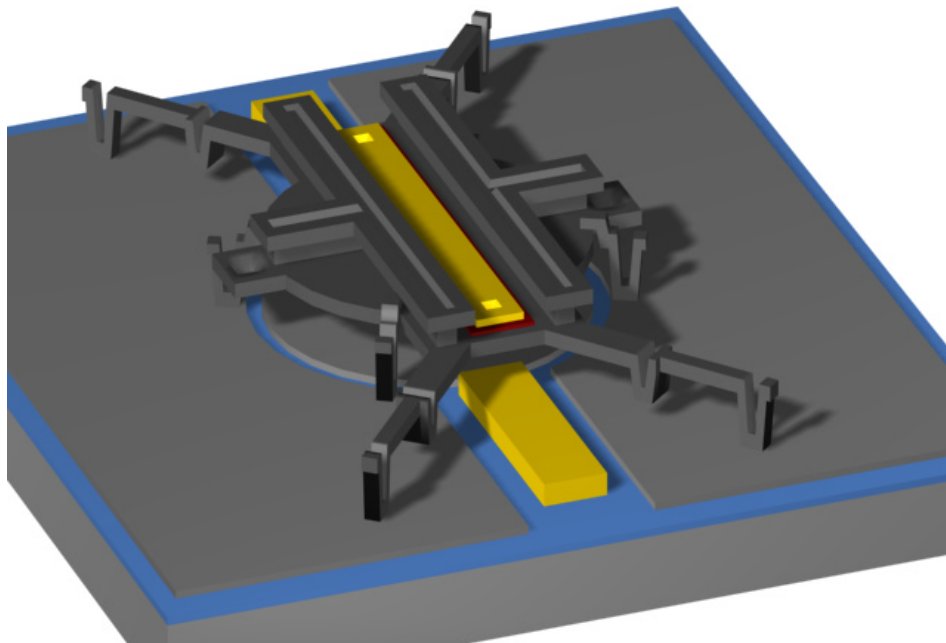
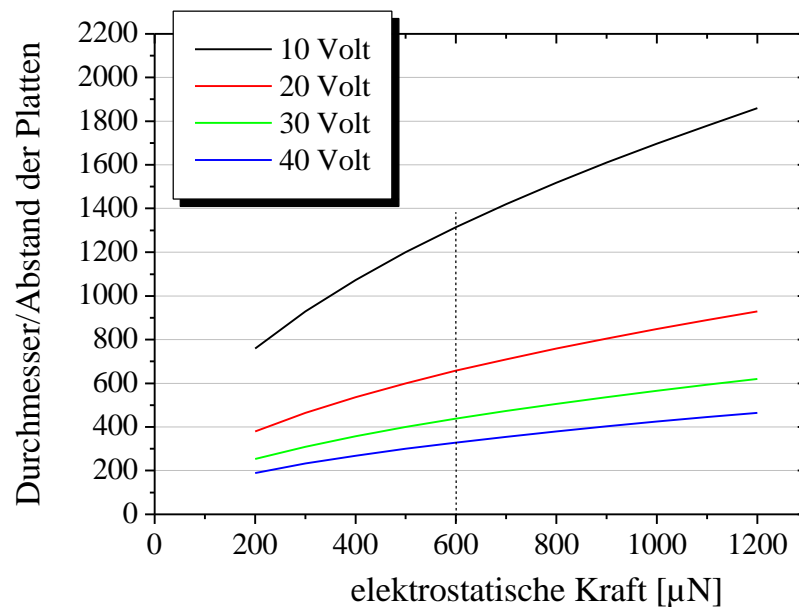


Abbildung 3.2: Das komplette Mikrorelais im Grundzustand, der im Folgenden als Nulllage bezeichnet wird. Der gelb gezeichnete Lastkreis wird durch eine Vertikalbewegung des Relaisankers geschlossen.

### 3.1 Elektrostatischer Parallelplattenantrieb

Für ein Relais mit Einzelkontakt wird eine Gesamtkraft von mindestens  $300 \mu\text{N}$  benötigt, je  $150 \mu\text{N}$  für die Kontakt- und die Rückstellkraft. Wird ein Brückenkontakt eingesetzt, der zwei Einzelkontakte schließt, sind mindestens  $600 \mu\text{N}$  erforderlich.

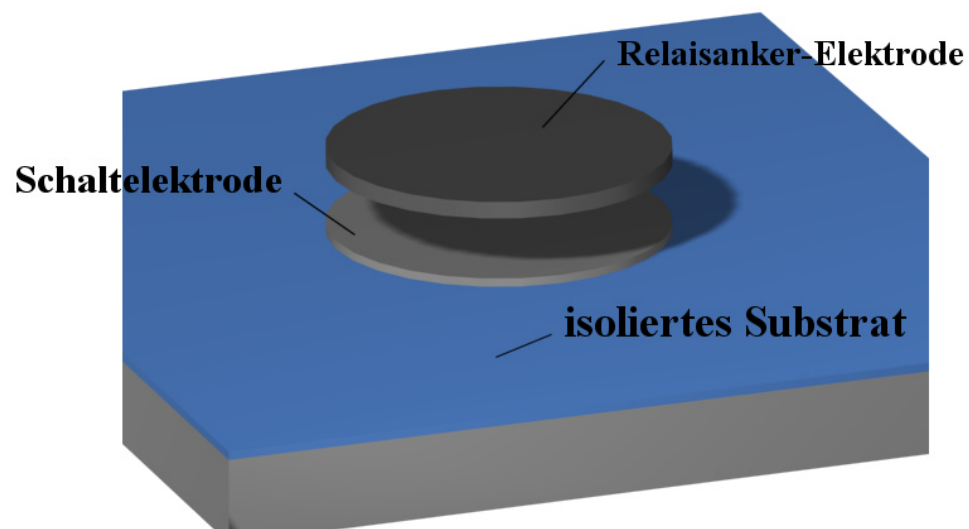
Basierend auf der in Abbildung 2.4 dargestellten Gleichung (2.1) ergeben sich die Kurvenverläufe der Abbildung 3.3, die verdeutlichen, dass sich die Elektrodenplatten des elektrostatischen Normalkraftantriebs bis auf wenige  $100 \text{ nm}$  annähern müssen, wenn mit einem Elektrodendurchmesser von wenigen  $100 \mu\text{m}$  ausreichend Kraft bei kleiner Schaltspannung bereitgestellt werden soll. Das große Aspektverhältnis von Durchmesser zu Abstand erfordert sehr ebene Kondensatorplatten, die in Abbildung 3.4 schematisch dargestellt sind.



**Abbildung 3.3:** Aspektverhältnis Plattendurchmesser zu Plattenabstand des elektrostatischen Antriebs, aufgetragen über der elektrostatischen Gesamtkraft, die auf die Kontakt- und Rückstellkräfte der Kontakte verteilt werden kann. Der Parameter ist die Potentialdifferenz zwischen den Platten.

Die geforderte Mindestgesamtkraft von  $600 \mu\text{N}$  für ein Relais mit Brückenkontakt ist nur dann mit einer vergleichsweise kleinen Spannung realisierbar, wenn sich großflächige Platten sehr nahe kommen (vgl. Gleichung (2.1) der Abbildung 2.4). Soll das Relais bei einer Spannung von  $10 \text{ Volt}$  schalten, beträgt das Aspektverhältnis des Luftfilms zwischen den Platten  $1300$ . Dies würde bedeuten, dass sich zum Beispiel Elektroden mit einem Durchmesser von  $500 \mu\text{m}$  ganzflächig auf weniger als  $400 \text{ nm}$  annähern müssten, ohne sich unter der elektrostatischen Flächenkraft so durchzubiegen, dass sie sich berühren. Der Zusammenhang wird später ausführlich in analytischer Form in Kapitel 4.1.1 und mit der FEM-Simulation in Kapitel 5 dargestellt.





**Abbildung 3.4:** Die kreisförmigen Elektroden des elektrostatischen Antriebs mit den in dieser Arbeit verwendeten Bezeichnungen. Unten die isoliert auf dem Substrat verankerte Schalt-, und oben die bewegliche Relaisanker-Elektrode. In der Realität ist der Abstand sehr viel kleiner als der Durchmesser.

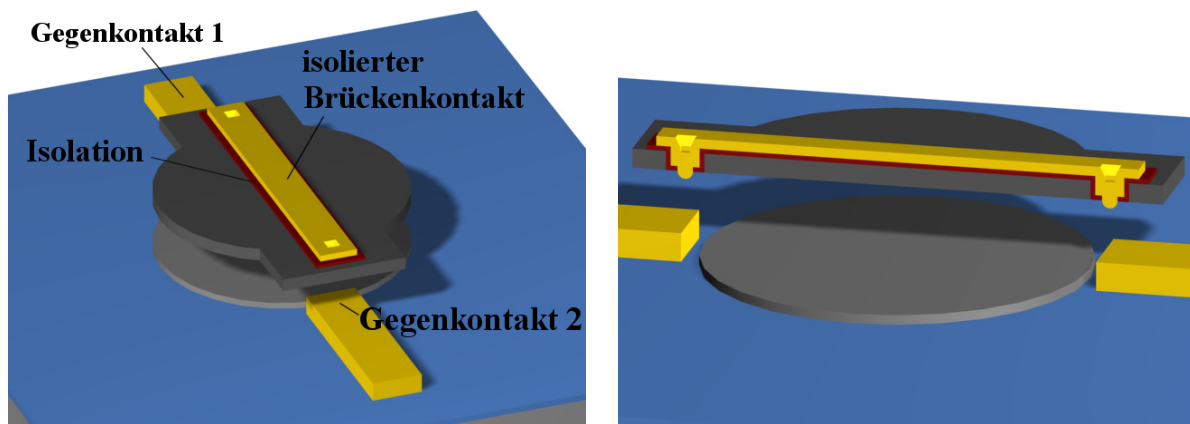
### 3.2 Isolierter Brückenkontakt

Die bewegliche Elektrode des elektrostatischen Antriebs trägt zwei Kontakte, die mit einer Kontaktbahn zu einem Brückenkontakt zusammengefasst sind. Diese Kontaktausführung ist gegenüber dem Einfachkontakt vorteilhaft, vor allem weil sich die Realisierung der Signalleitungen vereinfacht, da nur Leitbahnen von den feststehenden Gegenkontakten nach außen geführt werden müssen.

Zwischen den Goldkontakten und dem Polysilizium-Relaisanker wird eine Isolation zur galvanischen Trennung platziert. Die Kontaktbahn verläuft auf der Oberseite der Relaisanker-Elektrode. Die Relaisanker-Elektrode liegt beim Schaltbetrieb auf Masse und schirmt den Brückenkontakt und damit den Lastkreis von der Schaltspannung ab, die an die Schaltelektrode angelegt wird. So ist sichergestellt, dass sich Last- und Schaltkreis auch kapazitiv möglichst wenig beeinflussen.

Die eigentlich Kontakte ragen auf der Unterseite des Relaisankers als Durchkontaktierung heraus. Die Kontaktausführung ist in Abbildung 3.5 zu sehen. Weitere Vorteile des Brückenkontakts gegenüber dem Einfachkontakt sind aus der Gegenüberstellung der Abbildung 3.6 ersichtlich.

In der Relais-Terminologie wird dieser Relaisstyp mit SPST-NO-DM bzw. SPST-NO-Bridge bezeichnet (Single-Pole, Single-Throw, Normally-Open, Double-Make bzw. mit Brückenkontakt).



**Abbildung 3.5:** Erweiterung der Elektrodenanordnung aus Abbildung 3.4 mit dem von der Relaisanker-Elektrode isolierten Brückenkontakt. Links in der Gesamtansicht, rechts als Schnittbild, welches die Durchkontaktierung sichtbar macht.

Das Relais schaltet, indem sich der Relaisanker auf die Schaltelektrode zu bewegt, dabei die beiden Durchkontaktierungen des Brückenkontakts auf die Gegenkontakte drückt und diese leitend verbindet.

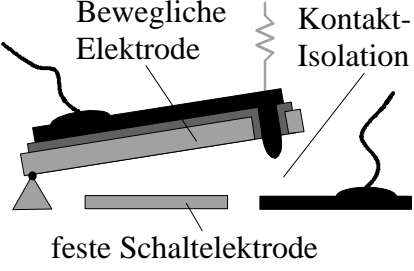
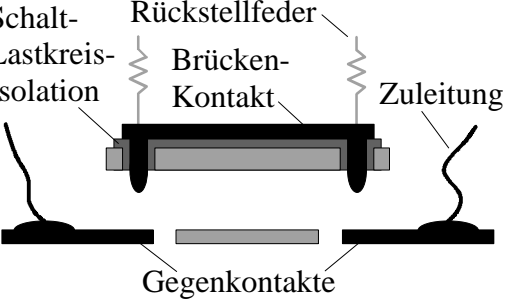
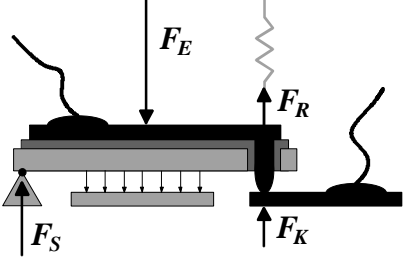
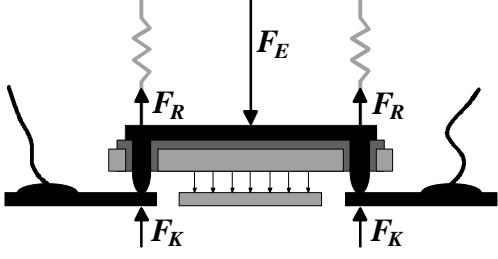
<i>Relais mit Einfachkontakt</i>	<i>Relais mit Brückenkontakt</i>
 <p data-bbox="320 674 695 707"><i>einfacher Isolationswiderstand</i></p>	 <p data-bbox="900 674 1275 707"><i>doppelter Isolationswiderstand</i></p>
 $F_E = F_S + (F_R + F_K)$ $(F_R + F_K) = \frac{1}{2} F_E$ <p data-bbox="336 1205 676 1238"><i>F<sub>S</sub> geht im Substrat verloren</i></p> <p data-bbox="363 1272 649 1305"><i>Durchgangswiderstand</i></p> $R_D = R_{Leitung} + R_{Kontakt}$	 $F_E = 2 \cdot (F_R + F_K)$ $(F_R + F_K) = \frac{1}{2} F_E$ <p data-bbox="906 1272 1267 1305"><i>Durchgangswiderstand höher</i></p> $R_D = R_{Leitung} + 2 \cdot R_{Kontakt}$

Abbildung 3.6: Gezeigt sind schematisch der Unterschied im Aufbau und die Auswirkungen auf die Parameter des Relais mit Einfach- und Brückenkontakt. Dargestellt ist die Schnittansicht durch die Kontakte, analog zum rechten Bild der Abbildung 3.5, oben mit offenen, darunter mit geschlossenen Kontakten. Der Lastkreis ist schwarz, die feste und bewegliche Antriebselektrode grau dargestellt. Federkräfte halten die parallelen Elektrodenplatten im offenen Zustand auf Abstand und stellen die zum Öffnen der Kontakte nötige Rückstellkraft  $F_R$  zur Verfügung.  $F_K$  ist die Kontaktkraft.

Das Relais mit Brückenkontakt schaltet, indem sich die bewegliche Elektrode durch die elektrostatische Kraft parallelgeführt absenkt und die beiden Gegenkontakte leitend verbindet. Dabei wird der Anteil  $F_S$  der elektrostatischen Aktuatorkraft  $F_E$ , der beim Einfachkontakt in das Substrat abgeleitet wird, für den zweiten Kontakt genutzt. Deswegen ist die jedem Kontakt zur Verfügung stehende Kraft  $(F_R + F_K)$  in beiden Ausführungen gleich groß.

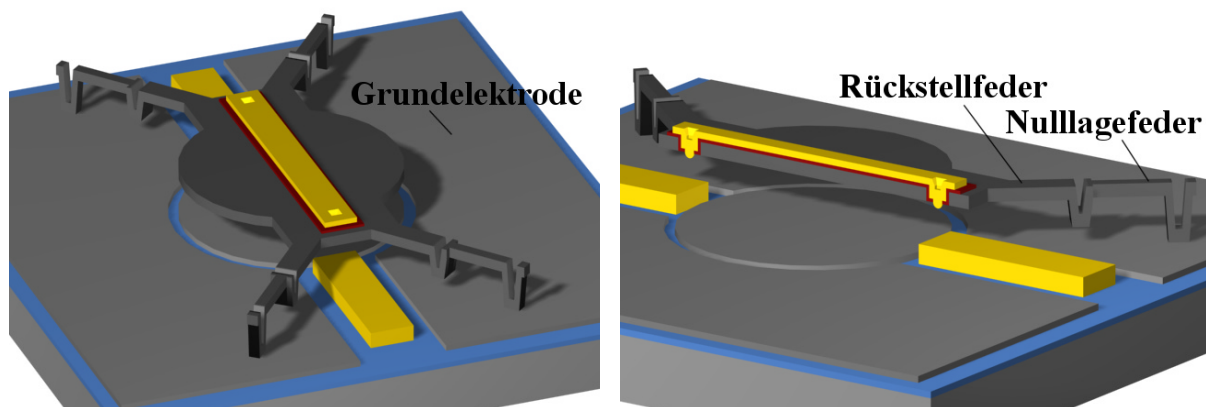
Der Isolationswiderstand ist beim Brückenkontakt doppelt so groß wie beim Einfachkontakt, da die Luftsäule zweimal vorhanden ist. Der Durchgangswiderstand ist dagegen nicht doppelt so groß, da der Leitungswiderstand hinzuaddiert werden muss. Daraus ergibt sich ein größeres On/Off-Verhältnis des Relais mit Brückenkontakt.

### 3.3 Federkonzept

Von ganz wesentlicher Bedeutung für die Funktion des Relais sind die Federn, die zum einen den Relaisanker im ungeschalteten Zustand in der Nulllage halten und zum anderen die Rückstellkraft zum Trennen der geschlossenen Kontakte aufbauen. Die Rückstellkräfte sollen im vorliegenden Fall ebenso groß sein wie die Kontaktkräfte.

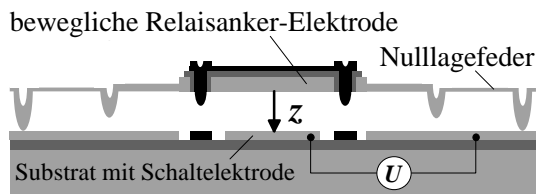
Schon in Abbildung 2.6 wurde erläutert, dass dies mit einfachen, linearen Federn nicht zu erreichen ist. Das Aktuatorkonzept sieht deshalb zweistufige Federn vor, die zusammen mit dem Relaisanker in Abbildung 3.7 dargestellt sind. Abbildung 3.8 zeigt die Funktionsweise.

Die elektrostatische Normalkraft wird mit diesem Aufbau sehr gut genutzt, weil sich auch bei verhältnismäßig kleiner Aktuatorfläche und Betriebsspannung der Stellweg, die Kontaktkraft und die Rückstellkraft in einem weiten Bereich unabhängig voneinander einstellen lassen. Diese für die Schaltfunktion wichtigsten Größen können somit optimal an die Anforderungen der Mikrokontakte angepasst werden.



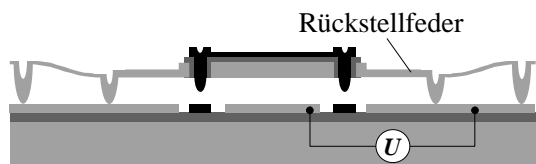
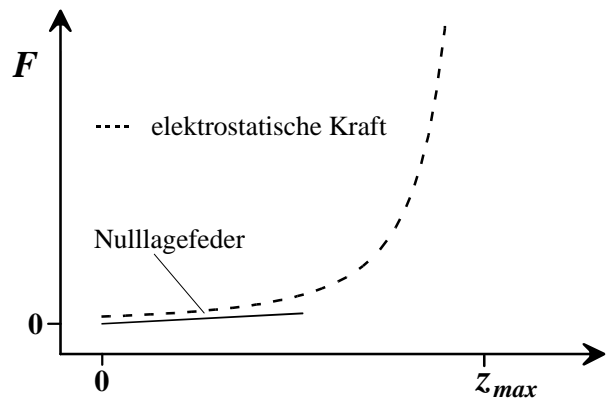
**Abbildung 3.7:** Erweiterung der Anordnung aus Abbildung 3.5 mit vier zweistufigen Federn, die sich nach ihrer Funktion in Nullage- und Rückstellfeder aufteilen. Links in der Gesamtansicht und rechts als Schnittbild. Die Federn tragen die Relaisanker-Elektrode und stellen deren elektrische Verbindung zur Grundelektrode her.

Legt man eine elektrische Spannung zwischen Grund- und Schaltelektrode, so bewegt sich der Relaisanker gegen die Federkraft wie in Abbildung 3.8 dargestellt.

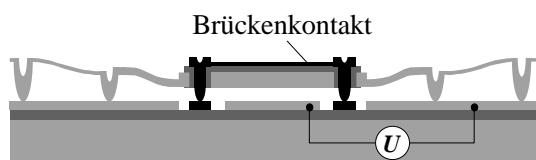
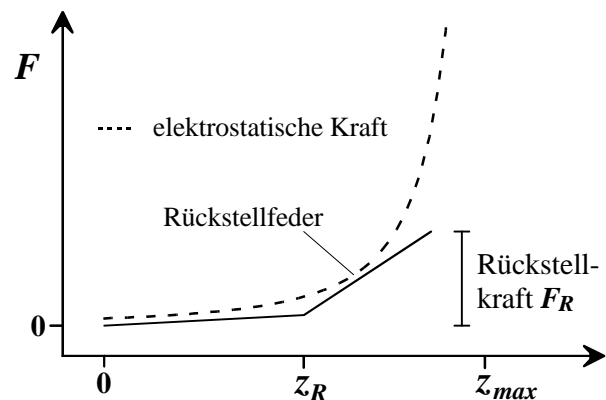


1.) Der Relaisanker wird von den dünnen Nulllagefedern mit einer sehr kleinen Federkonstanten im offenen Zustand auf Abstand gehalten.

Beim Einschalten reicht so die anfangs sehr geringe elektrostatische Kraft aus, den Relaisanker zu bewegen.



2.) Wenn die elektrostatische Kraft ausreicht, um die Rückstellkraft aufzubauen, setzen die Rückstellfedern mit großer Federkonstante auf und werden solange ausgelenkt, bis der Brückenkontakt auf den Gegenkontakten aufliegt.



3.) Die Rückstellkraft ist jetzt vollständig aufgebaut und die Federn werden nicht weiter ausgelenkt.

Die übrige elektrostatische Kraft wird in die Kontakte eingeleitet. Der steife Anker biegt sich zwischen den aufsitzenden Kontakten kaum durch, so dass ein Kurzschluss der Elektroden verhindert wird.

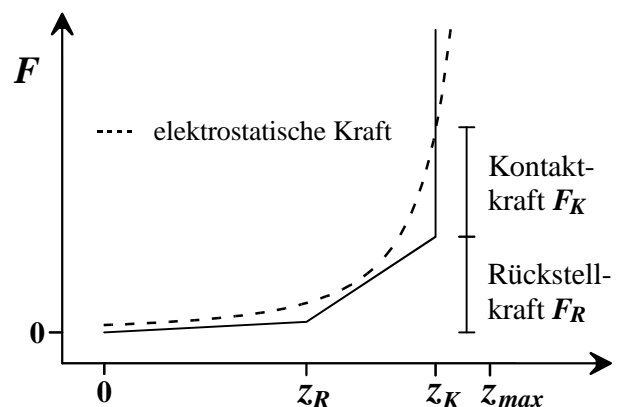


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung der Einschaltfunktion des Mikrelais in Schnittbildern (jeweils links) und den entsprechenden Kraft-Weg-Diagrammen (jeweils rechts).

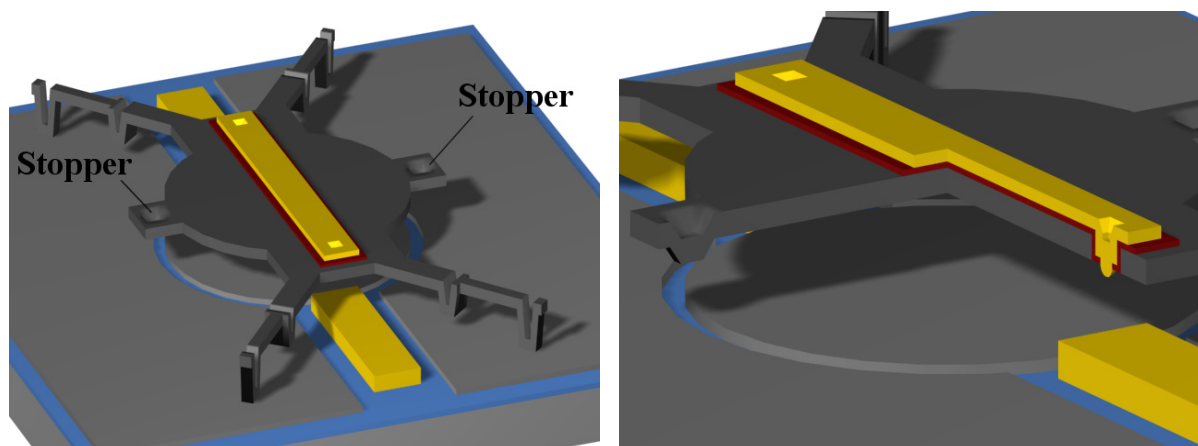
Um den Lastkreis wieder zu öffnen, wird die Schaltspannung abgeschaltet und die Kontakte von den Rückstellfedern getrennt. Anschließend stellen die Nulllagefedern den zum Erreichen der Spannungsfestigkeit nötigen Kontaktabstand wieder her.

### 3.4 Stopper statt Elektrodenisolation

Nach der Kontaktgabe werden die Elektroden des elektrostatischen Antriebs im Idealfall von den Kontakten auf Abstand und von den Rückstellfedern in der Parallelität gehalten, so dass sie sich nicht berühren und ein Kurzschluss des Schaltkreises verhindert wird (vgl. Schritt 3 in Abbildung 3.8). Diese Annahme ist allerdings nicht realistisch, denn der Relaisanker wird von der mit sinkendem Abstand quadratisch zunehmenden, elektrostatischen Flächenkraft weiter stark angezogen. Er kann um seine Längsachse quer zum Brückenkontakt verkippen und sich darüber hinaus wie eine flächig belastete Membran durchsenken. Dies kann zur Elektrodenberührung am Rand oder in der Elektrodenmitte führen.

Um diesem Effekt vorzubeugen, werden querab der Kontaktbahn zwei Stopper angebracht, die, nachdem der Lastkreis geschlossen und die Kontaktkraft aufgebaut ist, auf der Grundelektrode aufsetzen und zusammen mit den Kontakten dafür sorgen, dass zwischen den Elektroden stets eine isolierende Luftschicht verbleibt.

Diese Luftisolation ist besser geeignet, eine gleichbleibende Schaltspannung über die gesamte Lebensdauer zu garantieren, als eine Isolationsschicht, welche die Elektroden überzieht, da dann weder getrappte Ladungen (Elektret-Effekt), noch das Anhaften der Antriebselektroden (Sticking) den Schaltbetrieb stören. Der mit den Stoppern erweiterte Relaisanker ist in Abbildung 3.9 dargestellt.



**Abbildung 3.9:** Erweiterung der Anordnung aus Abbildung 3.7 mit zwei Stoppern, die querab der Kontaktbahn am Rand der Relaisanker-Elektrode angebracht sind. Sie verhindern den Kurzschluss der Elektroden, indem sie auf der Grundelektrode aufsetzen. Das rechte Bild zeigt eine Schnittansicht, in der die Ausformung eines Stoppers zu sehen ist, die den Ankopplungsabstand festlegt.

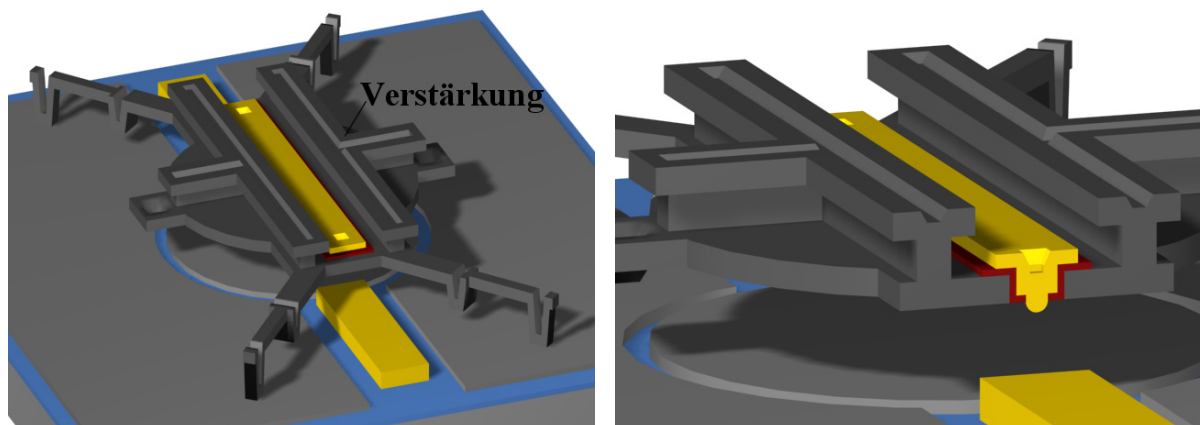
### 3.5 Berücksichtigung technologischer Randbedingungen

Bisher wurde das Mikrorelais anhand seines funktionalen Aufbaus vorgestellt. Dabei wurden einige von der Oberflächen-Mikromechanik erzwungene, technologische Randbedingungen in den Hintergrund gestellt, die sich jedoch wesentlich auf das Design des Mikrorelais auswirken und deshalb hier vorgestellt werden.

Die notwendigen Anpassungen betreffen die begrenzte Polysilizium-Schichtdicke, die eine Verstärkung des Relaisankers nötig macht und die Prozessierung der Goldkontakte, die erst nach den Hochtemperaturschritten erfolgen kann.

#### 3.5.1 Verstärkung des Relaisankers

Die Schichtdicken von Polysilizium liegen üblicherweise bei unter  $3\ \mu\text{m}$ , da die Abscheidung sehr lange dauert. Die im nächsten Kapitel 4 ausführlich vorgestellten Rechnungen zeigen, dass der mit der Standard-Oberflächenmikromechanik gefertigte Relaisanker die geforderte Kraft von mindestens  $600\ \mu\text{N}$  nur aufbauen kann, wenn er, wie in Abbildung 3.10 gezeigt, zusätzlich verstärkt wird.

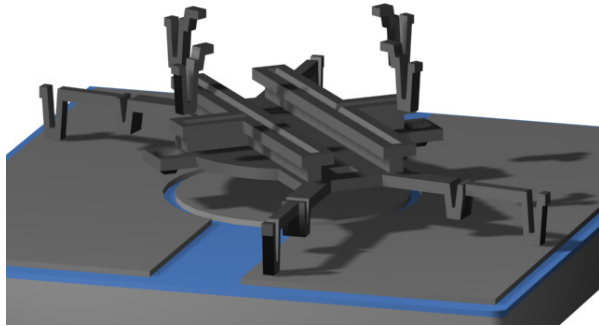


**Abbildung 3.10:** Erweiterung des Mikrorelais-Aufbaus aus Abbildung 3.9 mit Verstärkungsprofilen, die parallel zur Kontaktbahn und querab in Richtung Stopper verlaufen. Das rechte Bild zeigt einen Schnitt im Kontaktbereich.

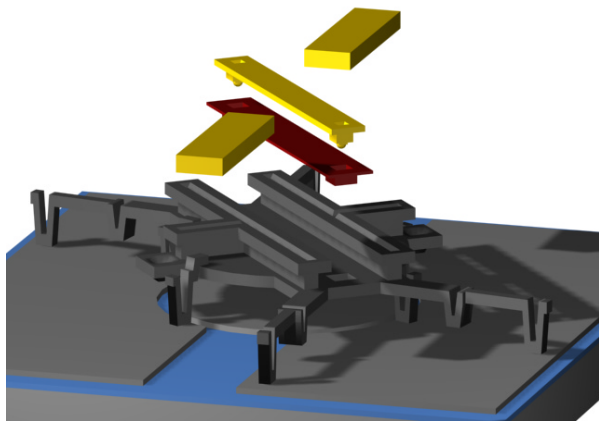
#### 3.5.2 Drehinitialisierung

Das Kontaktmaterial Gold ist nicht hochtemperaturstabil. Die Abscheidung und Temperung der Polysiliziumschichten erfolgt bei bis zu  $1050^\circ\text{C}$ , so dass das Gold keinesfalls vor, um nicht zu sagen „unter“ dem Polysilizium abgeschieden werden kann. Die Kontakte werden deshalb im letzten Batch-Schritt versetzt zueinander prozessiert und durch eine Drehinitialisierung zur Deckung gebracht.

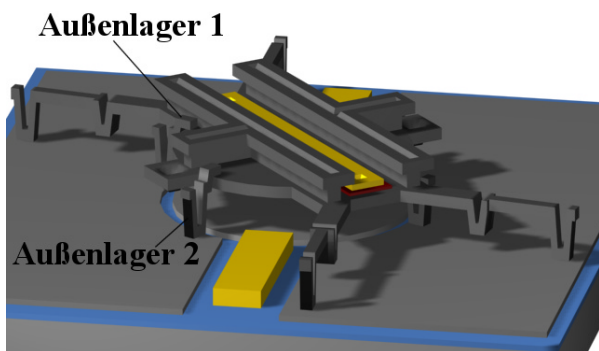
Dazu werden vier Außenlager auf der Grundelektrode positioniert, in denen der runde Relaisanker einmalig um etwa  $40^\circ$  gedreht wird. Er verbleibt dann in dieser Position und kann die Schaltfunktion in vertikaler Richtung beliebig oft ausführen. Die Abbildung 3.11 erläutert schematisch die Prozessierungsreihenfolge und die Drehinitialisierung.



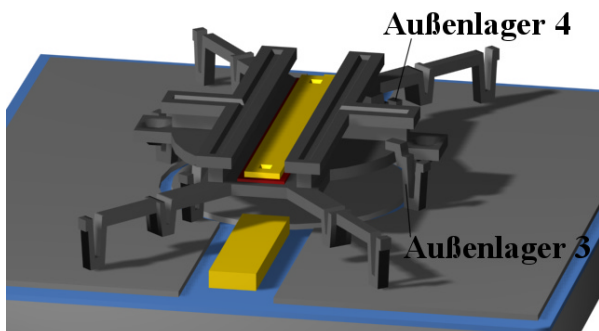
1.) Zunächst werden die Polysiliziumstrukturen des Relais fertiggestellt (die mechanische Struktur und der Schaltkreis). Darin sind nun vier Außenlager eingeschlossen, die im linken Bild in z-Richtung herausgehoben gezeichnet sind. Erst im Anschluss an die dafür nötigen Hochtemperaturschritte können die Kontakte prozessiert werden (der Lastkreis).



2.) Das Bild zeigt schematisch wie die Schaltlastkreis-Isolation und die Kontakte aufgebracht werden. Die Fertigung erfolgt bei der OMM stets „von oben“ (normal zur Substratoberfläche). Der isolierte Brückenkontakt und die Gegenkontakte werden zueinander versetzt angeordnet und in einem späteren Schritt zur Deckung gebracht.



3.) Das auf diese Weise „zusammengesetzte“, Relais ist in diesem Bild zu sehen. Eine Drehinitialisierung bringt die Kontakte anschließend zur Deckung. Dazu ist die runde Relaisanker-Elektrode in den Außenlagern drehbar gelagert und die Auflagepunkte der Federn gleiten auf der Grundlektrode.



4.) Das Relais nach der Drehinitialisierung. Der Relaisanker verbleibt von nun an in dieser Rotationslage und führt nur noch eine Vertikalbewegung (normal zur Substratoberfläche) zum Öffnen und Schließen des Lastkreises aus.

Abbildung 3.11: Die Prozessierungsreihenfolge und Drehinitialisierung des Mikrorelais.



### 3.6 Zusammenfassung

Das Mikrorelais mit elektrostatischem Antrieb ist in Oberflächen-Mikromechanik-Technologie mit Strukturen aus Polysilizium und Goldkontakten aufgebaut. Die Kennlinien mehrstufiger Federn passen sich dem Kurvenverlauf der elektrostatischen Kraft an und erlauben den Kontaktabstand zu überwinden und eine ausreichende Gesamt-Schaltkraft zu erzielen. Zahlenwerte werden die Berechnungen und die Simulation in den folgenden Kapiteln liefern.

Zur einfacheren Realisierung wird ein Brückenkontakt implementiert, der darüber hinaus Vorteile für das On/Off-Verhältnis des Relais hat. Der Aktuator wird so konzipiert, dass der zweite Kontakt die Kraft nutzt, die bei anderen Mikrorelais-Designs an das Substrat verloren geht. So verdoppelt sich zwar der Gesamtkontaktwiderstand, weil aber die Zuleitungswiderstände in Mikrorelais eine große Rolle spielen, ist der Durchgangswiderstand im Verhältnis zum ebenfalls doppelt so großen Sperrwiderstand kleiner als bei Mikrorelais mit Einfachkontakt.

Aus Gründen der Prozesskompatibilität erfolgt ein abschließender Initialisierungsschritt, der den Relaisanker in die zum Schalten notwendige Lage dreht. Der Relaisanker verbleibt dann in dieser Position und die Schaltfunktion wird durch eine Bewegung normal zum Substrat ausgeführt, wobei die Kontaktbrücke zwei Gegenkontakte elektrisch leitend verbindet.

Der Aufbau und die Art der Prozessierung sind aufwändig, haben aber folgende Vorteile:

1. Die zwei kontaktgebenden Bereiche des Brückenkontakts mit Durchmessern von etwa  $5\ \mu\text{m}$  entstehen ohne weiteren Aufwand aus einer im Opferoxid erzeugten Negativform. Die Gegenkontakte sind glatt und eben. Die scheinbare Kontaktfläche ist damit sehr klein auszuführen. Eine kleinere Kontaktfläche vergrößert zum einen die Spannungsfestigkeit und den Isolationswiderstand und verringert zum anderen die nötige Rückstellkraft und wahrscheinlich auch den Kontaktwiderstand.
2. Der auf Nullpotential liegende Relaisanker wirkt als Schirmung zwischen der Kontaktbahn des Brückenkontakts und der Schaltelektrode. Es sollte möglich sein, die Impedanz und den Verlauf der Signalwege so zu gestalten, dass das Relais hochfrequenztauglich wird.
3. Es wird kein Chip- oder Wafer-Bondprozess verwendet. Die Abstände werden sehr viel genauer über die Schichtdicken eingestellt. Das gesamte Relais wird mit der nötigen Präzision auf einem Substrat aufgebaut. Es ist damit in einfacher Weise möglich, mehrere Relais in Arrays oder einfachen Gattern anzuordnen und gemeinsam zu gehäusen.

### 4 Berechnung des statischen und dynamischen Schaltverhaltens

Zunächst wird das statische Verhalten des Mikrorelais untersucht und der Relaisanker mit den verschiedenen Federn vorläufig dimensioniert. Vorläufig deshalb, weil die später durchgeführte Simulation nach der Methode der Finiten Elemente (FEM) das tatsächliche Verhalten realistischer abbilden kann als die wegen der vorgenommenen Vereinfachungen ungenauere, analytische Berechnung. Trotzdem ist diese Abschätzung wichtig, vor allem um das FE-Modell und die Ergebnisse der Simulation verifizieren zu können.

Anschließend wird das dynamische Verhalten des Relais untersucht. Im Vordergrund steht dabei die Berechnung der Schaltzeit, die sehr stark davon abhängt, ob das Relais im Vakuum oder bei normalem Luftdruck betrieben wird.

#### 4.1 Statisches Verhalten (Auslenkungen und Kräfte)

In den letzten Kapiteln wurde die Funktionsweise des Relais-Aktuators erläutert. Die Federkräfte müssen dem Verlauf der elektrostatischen Kraft so angepasst werden, dass sich der Relaisanker stets weiter auslenkt, bis die Kontakte geschlossen sind. Dabei spielen sowohl die Federkonstanten als auch die Ankopplungspunkte der Federn eine Rolle.

Zusätzlich wird berücksichtigt, dass die Steifigkeit der Relaisanker-Elektrode im letzten Teil der Auslenkung nicht mehr ausreicht, um das Modell planparalleler Kondensatorplatten aufrechtzuerhalten. Die Kräfte sind so groß, dass sich der Relaisanker zwischen den beiden Kontakten durchsenkt und sich nun ebenfalls wie eine Feder verhält. Dies ist trotz der auf der Relaisanker-Elektrode angebrachten Verstärkungen der Fall.

Das idealisierte Kraft-Weg-Diagramm aus Abbildung 3.8 muss insofern erweitert werden, als die Durchsenkung zu einem weniger steilen Anstieg der Federkennlinie nach dem Aufsetzen der Kontakte führt. Das realistische Kraft-Weg-Diagramm des Aktuators, das den folgenden Berechnungen zu Grunde liegt, ist in Abbildung 4.1 skizziert.

Der Relaisanker muss so steif sein, dass er die gesamte geforderte Kraft von mindestens  $600 \mu\text{N}$  aufnehmen kann *bevor* beide Stopper aufsetzen, da sonst ein Teil der Kraft in diesen zusätzlichen Auflagern verloren geht.

Um die Federkonstanten und den Ankopplungsabstand  $z_R$  der Rückstellfeder festlegen zu können, muss zunächst der Kontaktabstand  $z_K$  und die dort zur Verfügung stehende elektrostatische Kraft bekannt sein. Von dieser  $F_R(z_K)$ -Koordinate aus werden anschließend die Rückstell- und Nulllagefedern berechnet.

Es gibt sehr viele Kombinationen möglicher Abmessungen, die zu einem funktionierenden Bauelement führen. Die meisten Abmessungen beeinflussen sich gegenseitig, entstehen sukzessive aus der Variation der einzelnen Parameter und stehen erst nach mehreren Durchläufen des vorgestellten Rechenweges fest. Um später tatsächlich die simulierten Ergebnisse mit den berechneten vergleichen zu können, werden hier, wenn konkrete Zahlen eingesetzt werden, stets die Abmaße des endgültigen Designs verwendet.

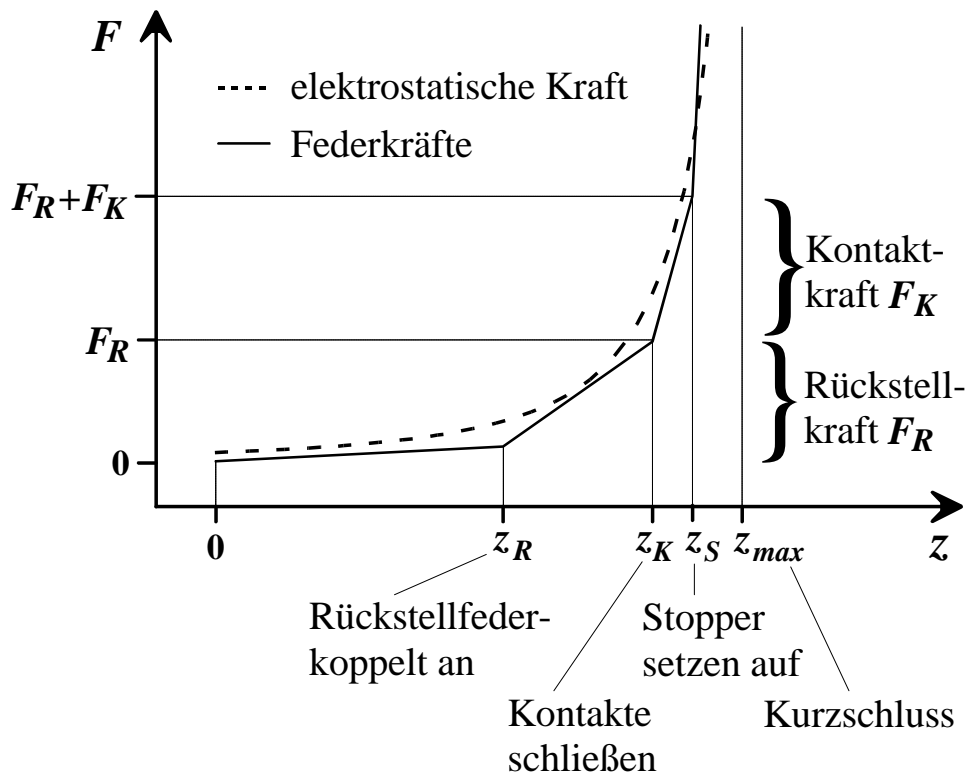


Abbildung 4.1: Prinzipielle Funktionsweise des Relais-Aktuators mit den Ankopplungspunkten der Rückstellfeder  $z_R$ , der Kontakte (bzw. des elastischen Relaisankers)  $z_K$ , und der Stopper  $z_S$ .

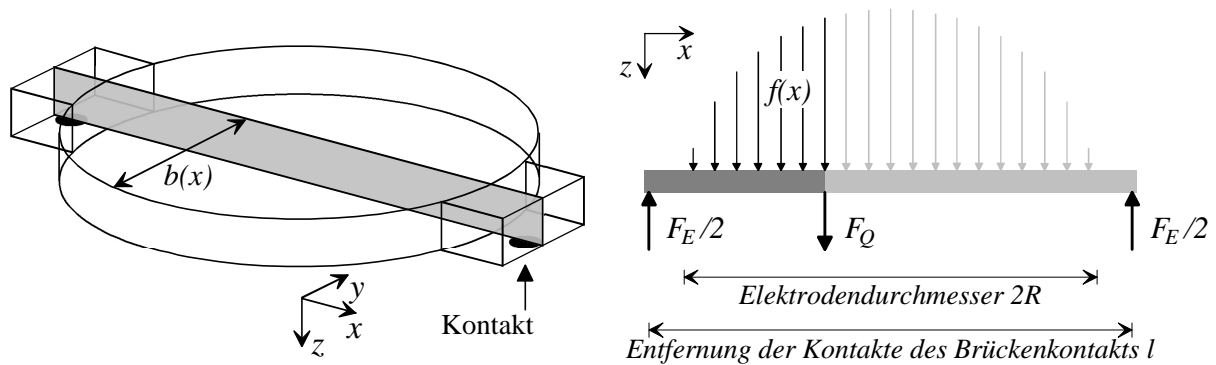
Durch das Verschieben der Ankopplungspunkte und das Verändern der Steigung (Federkonstante) der Federn können die zur Verfügung stehende elektrostatische Kraft optimal ausgenutzt und die Kontakt- und Rückstellkräfte an die Anforderungen des Kontaktmaterials angepasst werden.

Im vorliegenden Fall sollen die Kontakt- und Rückstellkraft mit je  $150 \mu\text{N}$  gleich groß dimensioniert werden. Wenn die Kräfte vollständig aufgebaut sind, setzen die Stopper auf und beenden die Auslenkung, bevor sich die Elektroden bei  $z_{max}$  berühren.

Bei der Dimensionierung hat man entsprechend viele Freiheitsgrade. Schlussendlich hängt aber die gesamte Funktion und die benötigte elektrische Spannung davon ab, wie groß und wie steif der Relaisanker ist und wohin also die  $F_R(z_K)$ -Koordinate gelegt werden kann.

### 4.1.1 Durchbiegung des Relaisankers und maximale Kraft

Der Relaisanker mit der kreisförmigen Relaisanker-Elektrode kann als beidseitig gelagerter Biegebalken mit veränderlichem Querschnitt dargestellt werden. Er wird von einer (elektrostatischen) Linienkraft  $f(x)$  belastet, die entlang des Längsschnitts durch die Kontakte in der  $xz$ -Symmetrieebene verläuft. Die Auflager werden von den Kontakten gebildet. Abbildung 4.2 zeigt diesen Zusammenhang.



**Abbildung 4.2:** Das linke Bild zeigt ein vereinfachtes 3D-Modell des Relaisankers. (Die Federn, die Verstärkungen und die Stopper sind nicht dargestellt). Die grau eingezeichnete Schnittebene verläuft durch die Symmetrieebene der kreisförmigen Elektrode und die außerhalb liegenden Kontakte (vgl. auch Abbildung 3.5).

Das rechte Bild zeigt den Relaisanker als zweidimensionales Biegebalkenmodell unter Belastung nach einem Freischnitt. Wegen der Reduzierung des 3D-Modells auf ein 2D-Modell wird aus der elektrostatischen Flächenkraft eine Linienkraft  $f(x)$ . Der Lastbereich beschränkt sich auf die Ausdehnung der kreisförmigen Relaisanker-Elektrode mit Radius  $R$ . Die Gegenelektrode ist nicht eingezeichnet. Sie liegt parallel zur Relaisanker-Elektrode und hat dieselbe Fläche (vgl. Abbildung 3.4). Die Querkraft  $F_Q$  ist eine entlang der  $x$ -Achse verschiebbare Hilfskraft, aus der sich das Biegemoment berechnen lässt.

#### 4.1.1.1 Biegemoment des elektrostatisch belasteten Relaisankers

Die elektrostatische Linienlast  $f(x)$  in Abbildung 4.2 hängt sowohl vom lokalen Elektrodenabstand  $z(x)$  als auch von der lokalen Breite  $b(x)$  der Elektrode ab:

$$f(x) = \frac{1}{2} \epsilon_0 U^2 \cdot \frac{b(x)}{(z_{\max} - z(x))^2} \quad (4.1)$$

Damit lässt sich die Gesamtkraft  $F_E$  angeben:

$$F_E = \int_{\frac{l}{2}-R}^{\frac{l}{2}+R} f(x) dx = \frac{1}{2} \epsilon_0 U^2 \int_{\frac{l}{2}-R}^{\frac{l}{2}+R} \frac{b(x)}{(z_{\max} - z(x))^2} dx \quad (4.2)$$

Es sei erwähnt, dass Gleichung (4.2) nur für  $z(x) = \text{const}$ , d.h. für nichtdeformierte, parallele Platten, zu dem in Abbildung 2.4 dargestellten einfachen Zusammenhang führt.

Wegen des symmetrischen Aufbaus beträgt die Kraft in jedem Auflager  $F_E/2$ , dabei ist es prinzipiell unerheblich, wie sich diese Auflagerkraft wiederum in die Rückstell- und Kontaktkraft aufteilt.

Die lokale Elektrodenbreite  $b(x)$  lässt sich bei einer kreisförmigen Elektrode mit Radius  $R$  und der Entfernung der Kontaktstellen (Balkenlänge)  $l$  schreiben zu:

$$b(x) = 2\sqrt{R^2 - \left(x - \frac{l}{2}\right)^2} \quad x \in \left[\left(\frac{l}{2} - R\right), \left(\frac{l}{2} + R\right)\right] \quad (4.3)$$

Der Wurzelausdruck ist für die weitere Lösung ungünstig. Zudem lässt sich die Linienkraft mit der Breite nach Gleichung (4.3) nicht in einem geschlossenen Ausdruck für die gesamte Balkenlänge angeben, da sie in einem kurzen Abschnitt vor den Auflagern zu Null wird (im Bereich der Strecken, die  $l$  in Abbildung 4.2 rechts und links über  $2R$  hinausragt). Der Balken müsste an drei Stellen freigeschnitten, drei Gleichungen gelöst und die Gesamtbiegung aus der Superposition der Einzellösungen berechnet werden.

Günstiger ist die Annäherung des Kraftverlaufs durch eine Parabelgleichung, die viel einfacher zu integrieren ist. Gleichzeitig wird die Parabel so gelegt, dass der gesamte Kraftverlauf  $f(x)$  zwischen den Kontakten in einem geschlossenen Ausdruck mit geringem Fehler dargestellt werden kann. Abbildung 4.3 vergleicht die gewählte Näherung für  $b(x)$  nach Gleichung (4.4) mit dem exakten Ausdruck nach (4.3).

$$b(x) = 4\left(x - \frac{x^2}{l}\right) \quad x \in [0, l] \quad (4.4)$$

Mit (4.1) und (4.4) folgt dann für die Linienlast:

$$f(x) = 2\epsilon_0 U^2 \frac{\left(x - \frac{x^2}{l}\right)}{\left(z_{\max} - z(x)\right)^2} \quad (4.5)$$

und für die Gesamtkraft:

$$F_E = 2\epsilon_0 U^2 \int_0^l \frac{\left(x - \frac{x^2}{l}\right)}{\left(z_{\max} - z(x)\right)^2} dx \quad (4.6)$$

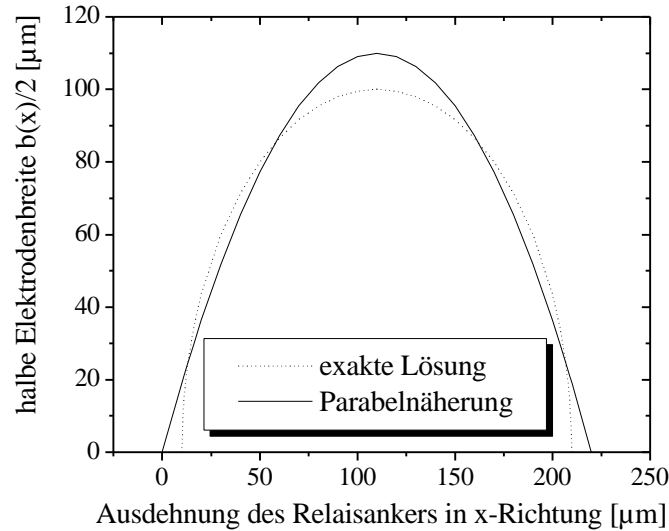


Abbildung 4.3: Vergleich der mit Gleichung (4.4) angenäherten und der korrekten, kreisförmigen Elektrodenform (4.3) für den Relaisanker mit 220  $\mu\text{m}$  Länge und einem Elektroden-durchmesser von 200  $\mu\text{m}$ .

Die Kraft im Bereich der Kontakte ist für die genäherte Breite nicht Null, spielt aber für die maximale Auslenkung wegen des dort geringen Moments eine vernachlässigbare Rolle.

Die genäherte Linienkraft ist in der Mitte des Balkens etwas zu groß, so dass sich eine sichere Abschätzung der maximalen Auslenkung ergibt. Die Gesamtkraft  $F_E$  ist mit der Parabelnäherung für  $b(x)$  nur um 3% zu groß.

Der Momentenverlauf  $M_{by}$ , der zur Biegung des Relaisankers in  $z$ -Richtung führt, ergibt sich aus der Integration der Querkraft  $F_{Qz}$ . Man erhält  $F_{Qz}$  durch Nullsetzen der Summe der Schnittlasten aus Gleichung (4.7). Wegen der oben eingeführten Näherung ist nur ein Schnitt erforderlich. Die Bezeichnungen sind gemäß Abbildung 4.2 gewählt.

$$\sum F_z = 0 = -\frac{1}{2}F_E + F_{Qz} + \int f(x) dx \quad (4.7)$$

Umstellen nach  $F_{Qz}$  und nochmalige Integration ergibt das Biegemoment  $M_{by}$  an jeder Stelle  $x$ :

$$M_{by}(x) = \int F_{Qz}(x) dx = \int \left[ \frac{1}{2}F_E - \int f(x) dx \right] dx \quad (4.8)$$

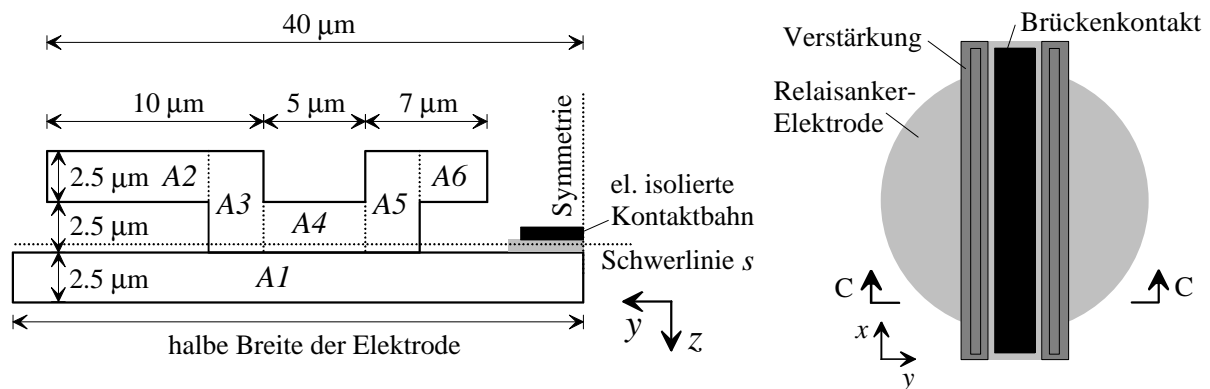
Dieses Moment wird durch die inneren Spannungen der Struktur kompensiert, die sich in einer Formänderung äußern. Diese ist klein gegenüber den Abmessungen. Der Körper besteht aus homogenem und isotropem Material (Polysilizium mit konstantem E-Modul von etwa 160 GPa [134]). Folglich kann die Biegelinie  $z(x)$  aus der in (4.8) gewonnenen Gleichgewichtsbedingung mit der Differentialgleichung für einfache Biegung (4.9) berechnet werden [136], wenn das Trägheitsmoment  $J_y$  bekannt ist.

$$\frac{\partial^2 z}{\partial x^2} = -\frac{M_{by}}{E \cdot J_y} \quad (4.9)$$

#### 4.1.1.2 Axiales Trägheitsmoment des verstärkten Relaisankers

Die Lastebene geht durch den Schwerpunkt parallel zur z-Achse, der Hauptachse des symmetrischen Querschnitts, womit das Zentrifugalmoment Null wird. In Abbildung 3.10 ist eine Schnittansicht des Relaisankers zu sehen. Das T-förmige Profil verläuft mit gleichbleibendem Querschnitt parallel zu beiden Seiten der Kontaktbahn.

Das zugehörige Trägheitsmoment  $J_y$  für den aus Rechtecken zusammengesetzten Querschnitt wird mit dem Satz von Steiner berechnet. Aus Symmetriegründen wird nur eine Seite des Aufbaus betrachtet, so dass sich der in Abbildung 4.4 skizzierte Querschnitt ergibt.



**Abbildung 4.4:** Schematische Darstellung einer Hälfte des symmetrischen Relaisanker-Querschnitts mit der Relaisanker-Elektrode (Fläche A1) und der Verstärkung (A2 bis A6).

Das Verstärkungsprofil wird wie die Relaisanker-Elektrode aus Polysilizium in Oberflächen-Mikromechanik-Technologie gefertigt. Die eingetragenen Maße ergeben sich nach Durchführung der hier vorgestellten Berechnung als günstigste Lösung unter Berücksichtigung der technologischen Randbedingungen.

Zur Orientierung ist die Draufsicht des Relaisankers rechts in der Abbildung dargestellt. Der Schnitt liegt bei C-C. Das Trägheitsmoment ändert sich mit der Lage des Schnittes, da die Breite der Relaisanker-Elektrode nicht konstant ist (vgl. Abbildung 3.10).

Für jedes Einzelträgheitsmoment  $J_{y1}$  bis  $J_{y6}$  der in Abbildung 4.4 mit A1 bis A6 bezeichneten Rechtecke gilt der Zusammenhang aus Gleichung (4.10) [137].

$$J_{yi} = \frac{b_i h_i^3}{12} \tag{4.10}$$

Mit dem in Gleichung (4.11) angegebenen Abstand der Schwerlinie  $s$  von der Nulllinie  $z = 0$ , die im linken Bild der Abbildung 4.4 eingezeichnet ist, ergibt sich das Gesamtträgheitsmoment  $J_y$  aus Gleichung (4.12). Der Term  $(s-s_i)$  bezeichnet jeweils den Abstand der Schwerlinien durch die einzelnen Flächen  $A_i$  parallel zu  $s$ .

$$s = \frac{\sum A_i s_i}{\sum A_i} \quad (4.11)$$

$$J_y = 2 \sum [J_{yi} + A_i (s - s_i)^2] \quad (4.12)$$

Tabelle 4.1 listet die Trägheitsmomente für die verstärkte und unverstärkte Relaisanker-Elektrode bei verschiedenen Schichtdicken auf. Daraus ist der große Einfluss der Verstärkung auf die Steifigkeit der Struktur zu ersehen. Die Standard-Oberflächen-Mikromechanik verwendet Schichtdicken von jeweils  $2 \mu\text{m}$  für das Polysilizium und die Opferschicht. Dicken von jeweils  $2.5 \mu\text{m}$  sind möglich, erhöhen die Steifigkeit nochmals um den Faktor 2 und werden deshalb hier verwendet.

Relaisanker-Aufbau	$J_y$ an der schmalsten Stelle	$J_y$ an der breitesten Stelle
<i>unverstärkt, <math>2 \mu\text{m}</math> Schichtdicke</i>	$53 \mu\text{m}^4$	$133 \mu\text{m}^4$
<i>mit Verstärkung, <math>2 \mu\text{m}</math></i>	$876 \mu\text{m}^4$	$1167 \mu\text{m}^4$
<i>unverstärkt, <math>2.5 \mu\text{m}</math></i>	$104 \mu\text{m}^4$	$260 \mu\text{m}^4$
<i>mit Verstärkung, <math>2.5 \mu\text{m}</math></i>	$1709 \mu\text{m}^4$	$2292 \mu\text{m}^4$

**Tabelle 4.1:** Aufgeführt ist das Trägheitsmoment des als Biegebalken modellierten Relaisankers nach dem Aufsetzen der Kontakte bei verschiedenen Schichtdicken mit und ohne Verstärkung, um den großen Einfluss der Verstärkung auf die Steifigkeit des Relaisankers deutlich zu machen. Die Maße sind wiederum die des endgültigen Designs mit einer Maximalbreite von  $200 \mu\text{m}$  und einer Minimalbreite von  $80 \mu\text{m}$  (vgl. Abbildung 4.4).

Die Form der Verstärkungs-Profile ist im Rahmen der technologischen Möglichkeiten so gewählt, dass die horizontale Schwerlinie des Gesamtquerschnitts nahe der Oberseite der Relaisanker-Elektrode verläuft. Dadurch wird erreicht, dass die unter Zugspannung stehende, isolierte Kontaktbahn den Relaiskörper nicht verwölbt. Abbildung 4.5 zeigt den berechneten Verlauf der Schwerlinie  $s(x)$  (neutrale Schicht) an einem Längsschnitt über die gesamte Länge des Relaisankers.

In derselben Abbildung ist das Trägheitsmoment  $J_y(x)$  aufgetragen. Für eine geringe Durchsenkung des Balkens ist ein großes Trägheitsmoment in der Mitte des Balkens ungleich wichtiger als in der Nähe der Auflager, so dass für die Berechnung der Biegelinie in guter Näherung ein konstanter, mittlerer Wert von  $J_y = 2100 \mu\text{m}^4$  gewählt werden kann.



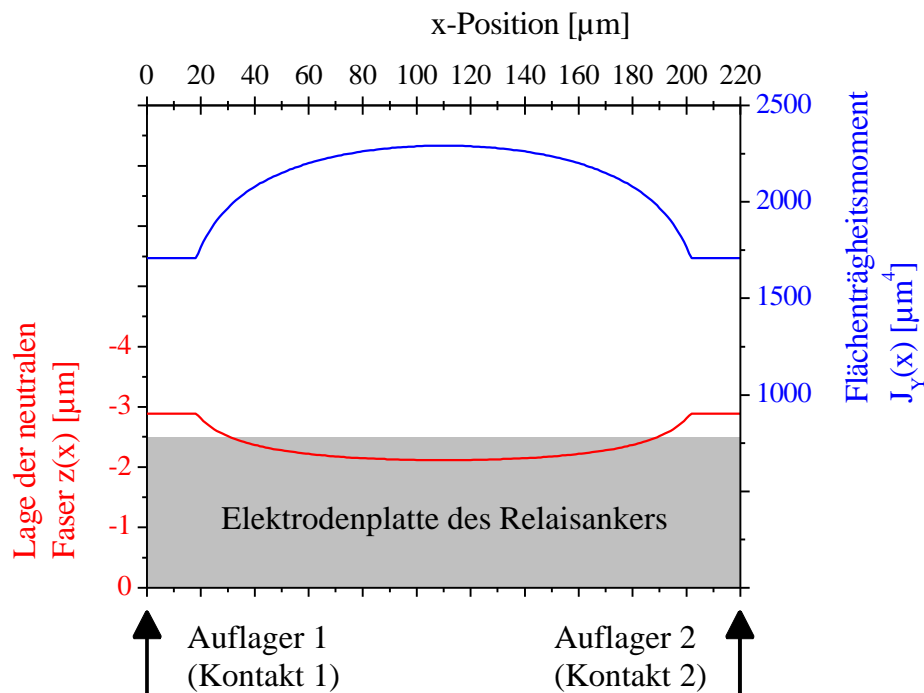


Abbildung 4.5: Die untere Kurve zeigt die Lage der neutralen Faser des als Biegebalken modellierten, verstärkten Relaisankers bei einer Biegung in  $z$ -Richtung. Mit der Wahl eines geeigneten Verstärkungsprofils liegt die neutrale Faser nahe der Oberseite der Relaisanker-Elektrode. Dies ist günstig, weil die darauf aufgebrachte, elektrisch isolierte Kontaktbahn unter Zugspannung steht. Je näher die Kontaktbahn der neutralen Faser liegt, desto weniger Biegemoment kann sie erzeugen, welches den Relaisanker verwölben würde.

Die obere Kurve zeigt die Änderung des Trägheitsmoments mit zur Mitte des Relaisankers zunehmender Elektrodenbreite. Die Auflager (resp. die Kontakte) befinden sich an den Enden des Längsschnitts (vgl. Abbildung 4.2).

### 4.1.1.3 Differentialgleichung der Biegung und Ergebnisse

Aus der Gleichung (4.9) erhält man mit (4.5), (4.6) und (4.8) sowie dem konstanten Trägheitsmoment  $J_y = 2100 \mu\text{m}^4$  die Differentialgleichung der Biegung des Relaisankers:

$$\frac{\partial^2 z}{\partial x^2} = -\frac{\mathbf{e}_0 U^2}{E \cdot J_y} \int \left[ \int_0^l \frac{\left(x - \frac{x^2}{l}\right)}{(z_{\max} - z(x))^2} dx - 2 \int \frac{\left(x - \frac{x^2}{l}\right)}{(z_{\max} - z(x))^2} dx \right] dx \quad (4.13)$$

Diese Gleichung ist wegen des variablen Abstands  $z(x)$  nicht in geschlossener Form lösbar. Deshalb wird der von  $x$  abhängige Elektrodenabstand  $(z_{\max} - z)$  nicht direkt in die Differentialgleichung (4.13) eingebracht, sondern der Einfluss dieses Terms durch eine Iteration berücksichtigt. Dazu wird die Kraft  $f_0(x)$  in einem ersten Schritt mit konstantem Plattenabstand  $(z_{\max} - z_K)$  berechnet. (Unmittelbar nach dem Aufsetzen der Auflager (Kontakte) ist der Relaisanker noch nicht durchgebogen und es gilt:  $z(x) \equiv z_K$ .)

Nach dem Lösen der nun deutlich vereinfachten Differentialgleichung ist die Biegelinie  $z_1(x)$  bekannt. Mit der sich daraus ergebenden neuen Last  $f_1$  wird wiederum die Biegelinie  $z_2(x)$  ermittelt und so fort.

Nur der erste Schritt der Iteration ist analytisch durchführbar, weil der funktionale Zusammenhang der Kraft  $f_i(x)$ , der sich aus jeder neuen Biegelinie ergibt, zu kompliziert ist. Für kleine Auslenkungen (Durchbiegungen) gelingt die Abschätzung damit trotzdem. Für größere Auslenkungen nimmt die elektrostatische Kraft weiter stark zu, so dass mehrere Iterationsschritte nötig sind und die Lösung numerisch erfolgen muss.

Die Lösung der Differentialgleichung für den ersten Iterationsschritt erhält man aus mehrfacher Integration der Gleichung (4.13) bei konstantem Plattenabstand  $(z_{\max} - z_K)$ .

Einsetzen der Randbedingungen  $F_Q(0) = 0$ ,  $M_{by}(0) = 0$ ,  $z(0) = z_K$  und  $z(l) = z_K$ , führt zur Biegelinie  $z_1(x)$ :

$$z_1(x) = \frac{\mathbf{e}_0 U^2 l^5}{12 E J (z_{\max} - z_K)^2} \left[ \frac{x}{5l} - \frac{x^3}{3l^3} + \frac{x^5}{5l^5} - \frac{x^6}{15l^6} \right] + z_K \quad (4.14)$$

Die maximale Durchbiegung tritt in der Mitte des Balkens auf:

$$\Delta z_{\max} = z_1\left(\frac{l}{2}\right) - z_K = \frac{61}{11520} \cdot \frac{\mathbf{e}_0 U^2 l^5}{E J (z_{\max} - z_K)^2} \quad (4.15)$$

Die elektrostatische Kraft bei konstantem Elektrodenabstand  $(z_{\max} - z)$  ergibt sich durch Integration der Gleichung (4.6) zu:

$$F_E = \frac{1}{3} \cdot \frac{\mathbf{e}_0 U^2 l^2}{(z_{\max} - z_K)^2} \quad (4.16)$$

Gleichung (4.16) lässt sich in Gleichung (4.15) einsetzen und man erhält den Zusammenhang zwischen der elektrostatischen Kraft  $F_E$ , die  $600 \mu\text{N}$  betragen soll, und der maximalen Durchsenkung  $\Delta z_{\max}$  des Relaisankers:

$$\Delta z_{\max} = \frac{61}{3840} \cdot \frac{l^3}{E J} \cdot F_E \quad (4.17)$$

Über der Relaisanker-Länge  $l$  (Länge des Brückenkontakts) aufgetragen, ergibt sich die maximale Durchsenkung aus dem Graph in Abbildung 4.6.

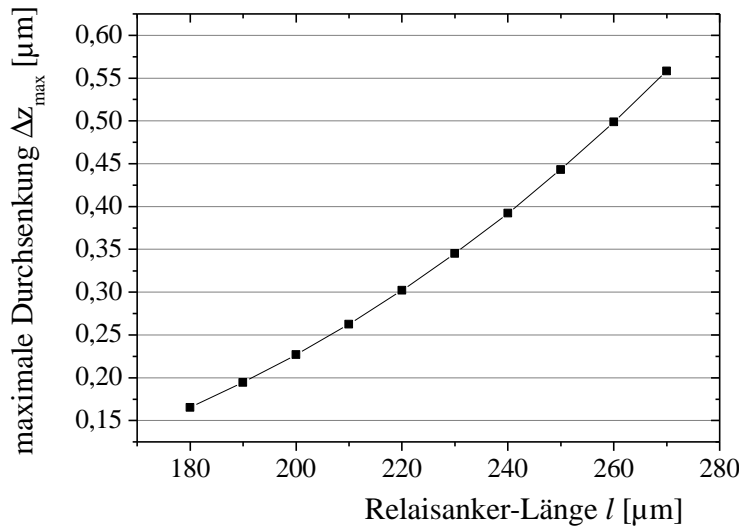


Abbildung 4.6: Maximale Durchsenkung des verstärkten Relaisankers nach Gleichung (4.17) bei einer elektrostatischen Belastung von  $F_E = 600 \mu\text{N}$ , einem E-Modul von  $160 \text{ GPa}$  und einem Flächenträgheitsmoment von  $J = 2100 \mu\text{m}^4$ .

Zusammen mit dem Stopperabstand  $z_S$  ergibt sich aus dieser maximalen Durchsenkung der Kontaktabstand  $z_K$  aus Gleichung (4.18), denn es gilt mit Abbildung 4.7:

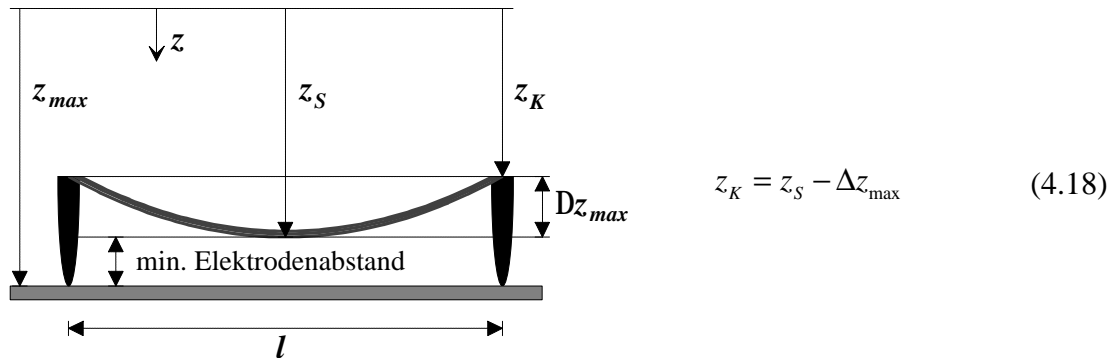


Abbildung 4.7: Durchgesenkter Relaisanker nach dem Aufsetzen der Stopper im schematischen Längsschnitt. Mit der maximalen Durchsenkung, einer bestimmten Relaisankerlänge  $l$  und dem minimalen technologisch möglichen Abstand des Relaisankers von der Schaltelektrode (welcher der Stopperhöhe  $(z_{\max} - z_S)$  entspricht), wird auch der Weg bis zur Kontaktgabe  $z_K$  festgelegt.

Je später die Stopper die Auslenkung bzw. Durchsenkung des Relaisankers auffangen, desto kleiner wird die für die selbe Kraft notwendige Spannung, weil der Elektrodenabstand abnimmt. Der minimale Elektrodenabstand ( $z_{max} - z_S$ ) kann aber nicht beliebig klein gewählt werden, da die Relaisanker-Elektrode der Schaltelektrode nicht zu nahe kommen darf. Um einen elektrischen Überschlag zu vermeiden, wird ein Sicherheitsabstand von 350 nm festgelegt. Auf diesen Wert wird auch die Stopperhöhe eingestellt, so dass der Relaisanker mit einem Elektrodenabstand von  $z_{max} = 2.4 \mu\text{m}$  einen Weg von  $z_S = 2.05 \mu\text{m}$  zurücklegt, bevor er auf den Stoppfern aufsitzt. Der minimale Elektrodenabstand tritt am Ort der maximalen Durchsenkung auf, so wie in Abbildung 4.7 dargestellt.

Um die notwendige Schaltspannung berechnen zu können, muss mehr als ein Iterationsschritt durchgeführt werden. Der Elektrodenabstand nimmt mit der Durchsenkung des Relaisankers lokal ab. Dies führt dazu, dass die Kraft weiter ansteigt, auch wenn die Schaltspannung konstant bleibt. Die Berechnung für den 220  $\mu\text{m}$  langen Relaisanker soll als Beispiel dienen:

Für den 220  $\mu\text{m}$  langen Relaisanker ergibt sich mit Abbildung 4.6 eine maximale Durchsenkung von etwa 300 nm und damit ein Kontaktabstand von  $z_K = 1.75 \mu\text{m}$  (gemäß Gleichung (4.18) mit  $z_S = 2.05 \mu\text{m}$ ). Das Anlegen einer Spannung von  $U = 33$  Volt stellt im ersten Iterationsschritt (mit konstantem Plattenabstand ( $z_{max} - z_K$ ) = 650 nm) nach Gleichung (4.6) zunächst eine Kraft von 360  $\mu\text{N}$  zur Verfügung, die den Relaisanker nach Gleichung (4.15) um maximal 184 nm durchbiegt.

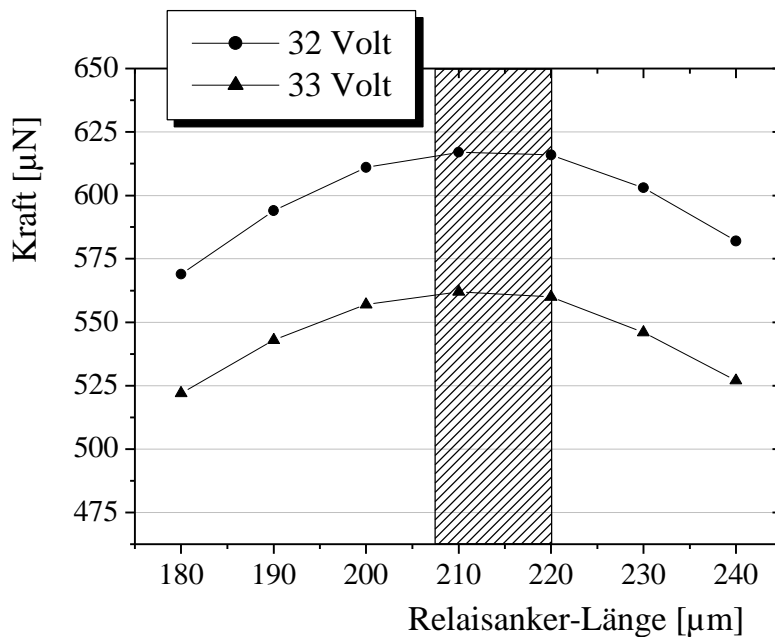
Mit dem deformierten Relaisanker verkleinert sich der Elektrodenabstand gemäß der Biegelinie aus Gleichung (4.14), womit die Kraft nach Gleichung (4.6) örtlich größer wird und auf insgesamt etwa 610  $\mu\text{N}$  anwächst. (Die Lösung des Integrals in Gleichung (4.6) mit variablem  $z$  ist nicht in geschlossener Form möglich und wird numerisch durchgeführt). Die maximale Durchbiegung vergrößert sich wiederum auf ca. 300 nm und der Relaisanker setzt auf den Stoppfern auf.

Führt man nun diese iterative Berechnung für verschiedene elektrische Spannungen  $U$  und Relaisanker-Längen  $l$  (mit den entsprechenden Werten für  $z_K$ ) durch, erhält man den in Abbildung 4.8 dargestellten Zusammenhang, aus dem sich die optimale Länge des Relaisankers und die benötigte Schaltspannung ablesen lassen.

(Es wird stets mit der Lösung (4.14) der Differentialgleichung (4.13) gerechnet, obwohl sich mit zunehmender Deformation des Relaisankers auch die Kraftverteilung entlang des Biegebalkenmodells (vgl. Abbildung 4.2) rekursiv ändert und zu einer etwas anderen Biegelinie führt. Dieser Effekt kann in der analytischen Rechnung nicht berücksichtigt werden und ist ein Grund für die elektrostatisch-mechanisch gekoppelte FEM-Simulation, die, basierend auf der in dieser analytischen Abschätzung gefundenen, vorläufigen Dimensionierung, in Kapitel 5 durchgeführt wird.)

Der Relaisanker sollte so groß wie möglich gewählt werden, denn er muss ausreichend Platz bieten, um alle Funktionselemente unterzubringen (Verstärkung, Außenlager, Brückenkontakt). Darüber hinaus haben Prozessstreuungen bei größeren Abmessungen einen geringeren Einfluss auf das Schaltverhalten, weil der relative Fehler sinkt. (Die Auswirkungen von Prozessstreuungen werden im Zuge der FEM-Simulation in Kapitel 5 untersucht.)

Die Wahl fällt deshalb auf den Relaisanker mit einer Länge von  $l = 220 \mu\text{m}$  (entspricht einem Elektrodenradius von 100  $\mu\text{m}$ ). Mit dem in Abbildung 4.4 dargestellten Verstärkungsprofil und den in der Standard-Oberflächen-Mikromechanik verfügbaren Schichtdicken von jeweils 2.5  $\mu\text{m}$  für die Polysilizium- und Opferschichten kann der Anker eine Gesamtkraft von 600  $\mu\text{N}$  bei einer Spannung von etwa 33 Volt aufbauen und in die beiden Kontakte einleiten.



**Abbildung 4.8:** Vergleich der mit verschiedenen Relaisanker-Längen erzielbaren Kräfte im Bereich von  $600 \mu\text{N}$  und die dafür nötigen Schaltspannungen. Der minimale Elektrodenabstand beträgt jeweils  $350 \text{ nm}$  (vgl. Abbildung 4.7). Die optimale Relaisanker-Länge liegt im schraffiert gezeichneten Bereich bei einer Schaltspannung von fast  $33 \text{ Volt}$ . Rechts und links davon sinkt die erzielbare Kraft schnell unter  $600 \mu\text{N}$ , weil entweder die Elektrodenfläche abnimmt (nach links) oder die Durchbiegung zu groß wird (nach rechts).

Man würde allgemein erwarten, dass eine Vergrößerung der Elektrodenfläche zu einer Verringerung der Schaltspannung führt. Dies ist aber, wie die Abbildung zeigt, nur bis zu einem bestimmten Punkt richtig. Mit zunehmender Elektrodenfläche vergrößert sich auch die Länge  $l$  des Relaisankers, die nach Gleichung (4.17) und Abbildung 4.6 einen kubischen Einfluss auf die Durchsenkung hat.

Eine größere Durchsenkung macht es erforderlich, die Kontaktgabe bei einer kleineren Auslenkung  $z_K$  einzuleiten, damit der Relaisanker die elektrostatische Kraft aufnehmen kann, bevor er bei  $z_S$  mit seinen Stoppern aufsetzt. Dies führt dazu, dass der Elektrodenabstand außerhalb der Elektrodenmitte größer werden muss, um den minimalen Elektrodenabstand in der Mitte einzuhalten, wodurch die Kraft abnimmt.

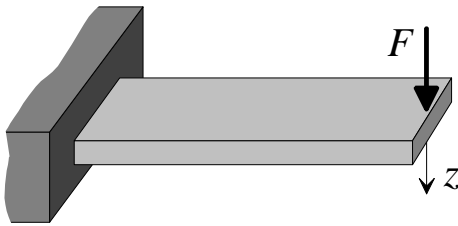
Für die weitere Berechnung sind nur die  $F(z_S)$ -Koordinate und der Wert für  $z_K$  wichtig, die nun mit  $\{F(z_S), z_S\} = \{600 \mu\text{N}, 2.05 \mu\text{m}\}$  und  $z_K = 1.75 \mu\text{m}$  festliegen. Der Elektrodenabstand in Ruhelage beträgt  $z_{max} = 2.4 \mu\text{m}$  und die erforderliche Schaltspannung ca.  $U = 33 \text{ Volt}$ .

### 4.1.2 Abmessungen der Rückstell- und Nullagefedern

Die Gesamtkraft von  $600 \mu\text{N}$  wird auf die zwei Kontakte so verteilt, dass pro Kontakt je  $150 \mu\text{N}$  Kontakt- und Rückstellkraft zur Verfügung stehen. Die Gesamtrückstellkraft von  $300 \mu\text{N}$  muss am Ort der Kontaktgabe  $z_K$  aufgebracht sein, damit anschließend noch  $300$  weitere Mikroneutron für die Kontaktkraft zur Verfügung stehen, wenn die maximale Auslenkung bei  $z_S$  erreicht ist. Dies legt den Aufpunkt der Rückstellfeder-Kennlinie mit  $\{F_R, z_K\} = \{300 \mu\text{N}, 1.75 \mu\text{m}\}$  fest (vgl. Abbildung 4.1).

Die Rückstellkraft wird von den Nullage- und Rückstellfedern in zwei Stufen aufgebaut. Die Federn sind als Polysilizium-Biegebalken mit rechteckigem Querschnitt realisiert. Eine Seite der Balkenfeder wird parallel geführt, die andere Seite liegt auf. Die Anordnung entspricht dem einseitig eingespannten und am freien Ende belasteten Balken aus Abbildung 4.9.

Das Verhältnis von Auslenkung  $z$  zur Kraft  $F$  ist die Federkonstante  $k$ . Sie lässt sich mit dem Flächenträgheitsmoment  $J$  nach Gleichung (4.10), dem  $E$ -Modul von Polysilizium und der Federlänge  $l$  als sehr einfachen Fall der Biegebalkentheorie berechnen [137].



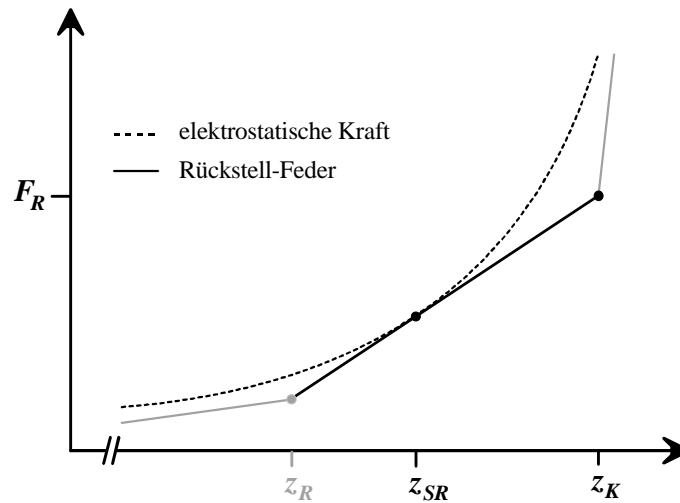
$$F = k \cdot z \quad (4.19)$$

$$k = \frac{3EJ}{l^3} = \frac{Ebh^3}{4l^3}$$

**Abbildung 4.9:** Die Art der Belastung der Rückstell- und Nullagefedern entspricht der eines einseitig eingespannten Biegebalkens. Unter Einwirkung der Kraft  $F$  lenkt sich der Balken an seinem freien Ende um  $z$  aus. Die Federkonstante  $k$  lässt sich bei vorgegebener Polysiliziumdicke  $h$  nach Gleichung (4.19) über die Länge  $l$  und Breite  $b$  des Balkens einstellen.

Die Federkonstante der Rückstellfeder muss so groß gewählt werden, dass ihre Kraft-Weg-Kennlinie unterhalb der Kennlinie der elektrostatischen Kraft verläuft, damit sich der Relaisanker auslenkt. Man erhält den kleinstmöglichen Wert der Federkonstanten  $k_R$  aus dem Gleichsetzen der Kräfte nach Gleichung (4.20) mit nur einem Schnittpunkt bei  $z_{SR}$ , d.h. wenn die Feder-Kennlinie, wie in Abbildung 4.10 gezeigt, gerade die Tangente an die Kurve der elektrostatischen Kraft bildet.

$$F_E(z_{SR}) = F_{Feder}(z_{SR}) \Rightarrow \frac{e_0 U^2 p R^2}{2(z_{\max} - z_{SR})^2} = F_R - k_R (z_K - z_{SR}) \quad (4.20)$$



**Abbildung 4.10:** Die Kennlinie der linearen Rückstellfeder ist mit einem Punkt  $\{F_R, z_K\}$  und der Steigung (Federkonstante  $k_R$ ) festgelegt. Die minimal mögliche Federkonstante, mit der bei vorgegebenen Verlauf der elektrostatischen Kraft die Rückstellkraft  $F_R$  aufgebaut werden kann, ergibt sich aus der Steigung an der Stelle  $z_{SR}$ , dem Punkt, an dem sich die Gerade und die Kurve gerade berühren.

Auch die Steigungen der Kennlinien im Punkt  $z_{SR}$  sind gleich:

$$k_R = \left[ \frac{\partial F_E}{\partial z} \right]_{z_{SR}} = \frac{e_0 U^2 p R^2}{(z_{\max} - z_{SR})^3} \quad (4.21)$$

Aus den beiden Gleichung (4.20) und (4.21) erhält man die Bedingung für  $z_{SR}$  :

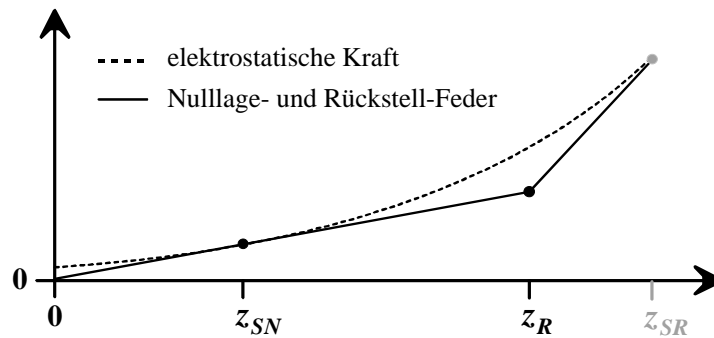
$$0 = z_{SR}^3 - 3z_{\max} z_{SR}^2 + \left[ 3z_{\max}^2 - \frac{3}{l} \right] z_{SR} - z_m^3 + \frac{z_m + 2z_K}{l} \quad \text{mit } l = \frac{2F_R}{e_0 U^2 p R^2} \quad (4.22)$$

Die Nullstelle dieses Polynoms ergibt mit  $U = 33$  Volt und  $R = 100 \mu\text{m}$  den gesuchten Mindestwert der Federkonstanten  $k_R$  aus Gleichung (4.21) zu  $450 \text{ N/m}$ .

Die Federabmessungen werden mit Gleichung (4.19) festgelegt. Lange, breite Federn sind kurzen, schmalen vorzuziehen, da sich dann Prozesstoleranzen weniger stark auf die Federkonstante auswirken. Mit mehreren Federn in Parallelschaltung addieren sich die Federkonstanten.

Bei vier Federn mit einem rechteckigen Querschnitt von z. B.  $22 \mu\text{m}$  Breite und  $2.5 \mu\text{m}$  Höhe, wird die Länge zu  $48 \mu\text{m}$  gewählt. Die Federkonstante jeder einzelnen der vier Rückstellfedern beträgt somit  $124 \text{ N/m}$  und die Federkennlinie läuft mit geringem Abstand an der elektrostatischen Kraftkurve vorbei.

Mit der Federkonstanten und dem Aufpunkt  $F_R = 300 \mu\text{N}$  bei  $z_K = 1.75 \mu\text{m}$  ist die Kennlinie der Rückstellfeder festgelegt. Ihr Ankopplungspunkt  $z_R$  ergibt sich jetzt aus dem Schnittpunkt mit der Kennlinie der Nulllagefeder, wie in Abbildung 4.11 gezeigt.



**Abbildung 4.11:** Die maximal mögliche Federkonstante der Nulllagefeder berechnet sich prinzipiell genauso wie die der Rückstellfeder. Auch sie darf die Kurve der elektrostatistischen Kraft nicht schneiden, damit sich der Relaisanker auslenkt. Der Schnittpunkt der beiden Feder-Kennlinien bei  $z_R$  definiert den Ankopplungsabstand der Rückstellfeder. Anschaulicher ist es, von einer zweistufigen Feder zu sprechen, deren Federkonstante bei  $z_R$  größer wird.

Den Berührungspunkt  $z_{SN}$  der Nulllagefeder mit der Kurve der elektrostatistischen Kraft erhält man schnell mit der allgemeinen Snap-Down-Bedingung für federgelagerte, elektrostatistische Antriebe aus Gleichung (4.23). (Die Rechnung gleicht prinzipiell derjenigen für die Rückstellfeder, ist aber einfacher, weil die Nulllagefeder durch den Nullpunkt geht).

$$z_{SN} = \frac{1}{3} z_{\max} \quad (4.23)$$

Die maximal mögliche Federkonstante der Nulllagefeder  $k_N$  berechnet sich analog zu Gleichung (4.21). Einsetzen von  $z_{SN} = 0.8 \mu\text{m}$  ergibt einen Wert von  $73 \text{ N/m}$ . Mit vier parallel geschalteten Federn des Querschnitts  $4 \times 2.5 \mu\text{m}^2$  wird die Länge zu  $55 \mu\text{m}$  gewählt. Jede der vier Nulllagefedern hat dann eine Federkonstante von  $15 \text{ N/m}$ , so dass wiederum ein kleiner Abstand zwischen der Federkennlinie und der Kurve der elektrostatistischen Kraft verbleibt.

Schließlich erhält man aus dem Schnittpunkt der Kennlinien der Nulllage- und der Rückstellfeder deren Ankopplungsabstand  $z_R$  zu  $1.3 \mu\text{m}$ .

Tabelle 4.2 fasst die berechneten statischen Relais-Abmessungen und -Kenndaten zusammen. Abbildung 4.12 stellt nochmals das Kraft-Weg-Diagramm der Relaisfunktion dar, um die Lage der wichtigsten Abmessungen plausibel zu machen. Für eine realitätsnahe Ansicht des Bauelements wird auf die Abbildung 3.2 verwiesen.



Schaltspannung $U$	33 V
Kontaktkraft $F_K$	300 $\mu\text{N}$
Rückstellkraft $F_R$	300 $\mu\text{N}$
Elektrodenradius $R$	100 $\mu\text{m}$
Relaisankerlänge $l$ (Länge des Brückenkontakts)	220 $\mu\text{m}$
Rückstellfederabmessungen ( $l \times b \times d$ ), 4 Stück	48 x 22 x 2.5 $\mu\text{m}^3$
Nulllagefederabmessungen ( $l \times b \times d$ ), 4 Stück	55 x 4 x 2.5 $\mu\text{m}^3$
Elektrodenabstand in Nulllage $z_{max}$	2.4 $\mu\text{m}$
Stopperabstand $z_S$	2.05 $\mu\text{m}$
Kontaktabstand $z_K$	1.75 $\mu\text{m}$
Rückstellfederabstand $z_R$	1.3 $\mu\text{m}$

Tabelle 4.2: Zusammenstellung der in der analytischen Abschätzung festgelegten Relais-Abmessungen, die auch die Grundlage für die anschließende Berechnung des dynamischen Verhaltens und die FEM-Simulation bilden. Die Abmessungen des Verstärkungsprofils sind so wie in Abbildung 4.4 angegeben.

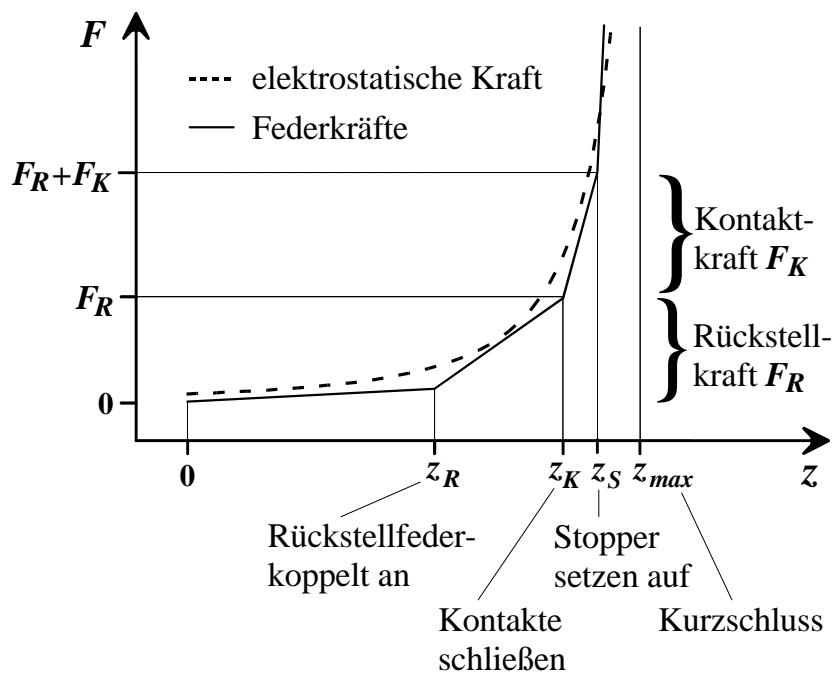


Abbildung 4.12: Das Kraft-Weg-Diagramm der Relaisfunktion zur Verortung der wichtigsten Abmessungen aus Tabelle 4.2.

## 4.2 Dynamisches Verhalten (Schaltzeit)

Die Schaltzeit des Relais ist definiert als die Zeitdauer, die vom Anlegen eines Spannungssprungs am Eingang des elektrischen Schaltkreises bis zum Schließen des Lastkreises vergeht. Der Lastkreis ist geschlossen, wenn der Relaisanker um  $z_K$  ausgelenkt wurde und der Brückenkontakt auf den Gegenkontakten aufsitzt.

Der massenträge Relaisanker erfährt eine beschleunigende, elektrostatische Kraft, die durch wegproportionale Federkräfte und geschwindigkeitsproportionale Dämpfungskräfte vermindert wird. Die Bewegung lässt sich mit der Differentialgleichung (4.24) beschreiben:

$$\frac{e_0 U^2 p R^2}{2(z_{\max} - z)^2} = m \cdot \ddot{z} + c \cdot \dot{z} + k \cdot z \quad (4.24)$$

*elektrostat. Kraft    Trägheitskraft    Dämpfungskraft    Federkraft*

Im allgemeinen Fall ist die Spannung  $U$  ebenfalls eine Funktion der Zeit, da die Elektrodenplatten des elektrostatischen Antriebs geladen werden müssen. Meist kann die elektrische Zeitkonstante jedoch vernachlässigt werden.

### 4.2.1 Elektrische Zeitkonstante des Schaltkreises

Der Schaltkreis des Relais verhält sich wie ein Tiefpass erster Ordnung: die Parallelplatten-Kondensatoren nach Gleichung (4.25), welche die feste Schaltelektrode nach oben mit dem Relaisanker und nach unten mit dem Substrat bildet, werden über den Widerstand aus Polysilizium-Leitbahnen der Länge  $l_L$  und Breite  $b_L$  nach Gleichung (4.26) aufgeladen. Der Schichtwiderstand des Polysiliziums sei  $r_{\square}$ .

Bei der Oberflächen-Mikromechanik wird ein Siliziumsubstrat verwendet, das mit einer isolierenden Doppelschicht versehen ist. Sie besteht aus einer thermisch aufgewachsenen Siliziumoxidschicht (typische Dicke:  $d_{ox} = 110$  nm, rel. Dielektrizitätskonstante:  $\epsilon_{ox} \sim 3.9$ ) und einer LPCVD-Siliziumnitridschicht (typische Dicke:  $d_{nit} = 180$  nm,  $\epsilon_{nit} \sim 6.5$ ).

$$C_g = C_{Antrieb} + C_{Substrat} = \frac{e_0 p R^2}{z_{\max} - z_K} + \frac{e_0 p R^2}{\frac{d_{ox}}{\epsilon_{ox}} + \frac{d_{nit}}{\epsilon_{nit}}} \quad (4.25)$$

$$R_L = r_{\square} \cdot \frac{l_L}{b_L} \quad (4.26)$$

Parallelplatten-Strukturen vergleichbarer Ausdehnung haben mechanische Grenzfrequenzen von deutlich unter 1 MHz [138]. Folglich kann die elektrische Zeitkonstante  $t_{el}$  gegenüber den mechanischen Zeitkonstanten vernachlässigt werden, wenn für sie gilt:

$$R_L \cdot C_g = t_{el} \ll 1\mu s \quad (4.27)$$

Einsetzen und Umstellen ergibt die in Gleichung (4.25) formulierte Forderung an die Abmessungen der Schaltkreis-Leitbahn.

$$\frac{l_L}{b_L} \ll \frac{1\mu s}{r_{\square} \cdot C_g} \quad (4.28)$$

Mit den Zahlenwerten aus dem vorangegangenen Kapitel ( $R = 100 \mu m$ ,  $z_K = 1.75 \mu m$ ) und einem Schichtwiderstand von Polysilizium zwischen 10 und 250  $\Omega/\square$  bei entsprechender Dotierung, muss ein Längen:Breiten-Verhältnis der Zuleitungen von 1000:1 deutlich unterschritten werden. Diese Vorgabe ist im Maskenlayout sehr leicht zu erfüllen, so dass die Bedingung erfüllt ist und die elektrische Zeitkonstante vernachlässigt werden darf.

Legt man an den Schaltkreis des Relais einen Spannungssprung an, so folgt die Potentialdifferenz der Platten nahezu unmittelbar und in Gleichung (4.24) gilt  $U = const.$

### 4.2.2 Schaltzeit im Vakuum

Zunächst wird die Differentialgleichung (4.24) mit Hilfe einer qualitativen Betrachtung vereinfacht.

Da die elektrische Zeitkonstante vernachlässigt werden kann, wird die Schaltzeit durch die Zeitkonstante des mechanischen Systems bestimmt, die sich umgekehrt proportional zur Bandbreite verhält. Die Bandbreite wiederum wird von der Resonanzfrequenz  $w_0$  des gedämpft schwingfähigen Systems bestimmt, oberhalb derer der Frequenzgang abfällt, so dass man schreiben kann:

$$t_{mech} \sim \frac{1}{w_0} \quad (4.29)$$

Die Resonanzfrequenz wird mit zunehmender Güte  $Q$  größer:

$$w_0 = \sqrt{\frac{k}{m \left[ 1 + \frac{1}{2Q^2} \right]}} \quad (4.30)$$

Man erkennt, dass der Einfluss der Güte auf die Resonanzfrequenz bereits für  $Q > 10$  vernachlässigbar ist. Man erhält dann die Resonanzfrequenz des ungedämpften Systems. Auch die Zeitkonstante  $t_{mech}$  ändert sich bei ausreichender Güte nicht mehr, d. h. das Relais schaltet nicht schneller, auch wenn sich die Güte weiter erhöht.

Die strukturelle Dämpfung von Polysilizium ist so minimal, dass im Vakuum betriebene, mikromechanische Resonatoren Gütefaktoren von typischerweise  $Q = 1000 - 10000$  erreichen [139]. Eine hohe Güte ist bei gegebener Federkonstanten  $k$  und Masse  $m$  gleichbedeutend mit einer kleinen Dämpfungskonstanten  $c$  [140]:

$$Q = \frac{wm}{c} \approx \frac{\sqrt{km}}{c} \quad (4.31)$$

Demnach kann die Dämpfungskraft für die Abschätzung der Schaltzeit im Vakuum gegenüber den anderen Kräften vernachlässigt werden, so dass sich die Differentialgleichung (4.24) vereinfacht zu:

$$\frac{B}{(z_{max} - z)^2} = m \cdot \frac{d^2z}{dt^2} + k \cdot z \quad \text{mit} \quad B = \frac{1}{2} \mathbf{e}_0 U^2 \mathbf{p} R^2 \quad (4.32)$$

Stellt man (4.32) um und beachtet, dass sich die Federkraft bei der Auslenkung  $z_R$  ändert, erhält man die Beschleunigung des Relaisankers an jedem Ort  $z$ :

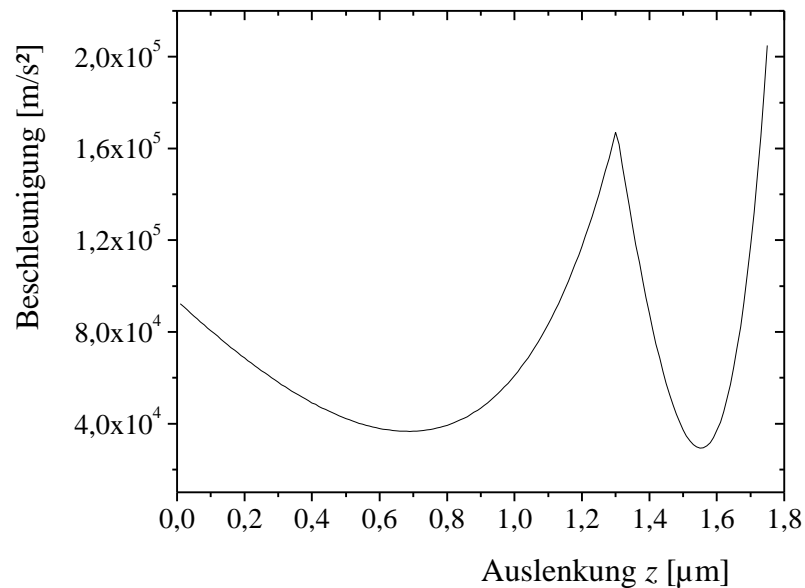
$$\begin{aligned} \frac{d^2z}{dt^2} &= \frac{B - k_N z \cdot (z_{max} - z)^2}{m(z_{max} - z)^2} & \text{für} \quad z \in [0, z_R] \\ \frac{d^2z}{dt^2} &= \frac{B - (k_R z + F_0) \cdot (z_{max} - z)^2}{m(z_{max} - z)^2} & \text{für} \quad z \in [z_R, z_K] \end{aligned} \quad (4.33)$$

$F_0$  bezeichnet den Ordinatenabschnitt der Geraden, welche die Kennlinie der Rückstellfeder beschreibt und nicht durch den Nullpunkt geht. Er beträgt  $F_0 = -568 \mu\text{N}$ . Die Masse  $m$  des Relaisankers ergibt sich aus seinem Volumen und der Dichte des Polysiliziums ( $2300 \text{ kg/m}^3$ ) und Goldes ( $19300 \text{ kg/m}^3$ ) zu ungefähr  $280 \text{ ng}$ .

Nach dem Trennen der Variablen und zweifacher Integration der Gleichungen (4.33) erhält man die Schaltzeit  $t_{Vak}$  für das Relais im Vakuum:

$$t_{Vak}^2 = 2 \iint dt^2 = \int_0^{z_R} \frac{2m(z_{max} - z)^2}{B - k_N z (z_{max} - z)^2} dz + \int_{z_R}^{z_K} \frac{2m(z_{max} - z)^2}{B - (k_R z + F_0)(z_{max} - z)^2} dz \quad (4.34)$$

Abbildung 4.13 zeigt die Beschleunigung entsprechend Gleichung (4.33), die der Relaisanker nach dem Einschalten des Schaltkreises erfährt.



**Abbildung 4.13: Beschleunigungsverlauf des Relaisankers bei einer Schaltspannung von 33 Volt, aufgetragen über der Auslenkung bis zur Kontaktgabe. Der Kurvenverlauf entspricht der Differenz aus elektrostatischer Kraft und Federkraft an jedem Ort  $z$  (vgl. Abbildung 4.1). Bei  $z = 1.3 \mu\text{m}$  setzt die Rückstellfeder auf, so dass die Beschleunigung zunächst abnimmt. Im weiteren Kurvenverlauf nimmt die Beschleunigung wieder zu, weil die elektrostatische Kraft mit der Auslenkung quadratisch weiter anwächst, während die Federkraft linear ansteigt. Die doppelte Fläche unter der invertierten Beschleunigungskurve ist dem Quadrat der Zeit gleich, die vergeht, um den Relaisanker aus der Nulllage bei  $z = 0$  bis zur Kontaktgabe bei  $z = 1.75 \mu\text{m}$  zu bewegen.**

Die Integrale aus Gleichung (4.34) sind nicht analytisch lösbar. Mit numerischer Integration berechnet sich die Schaltzeit im Vakuum für eine Spannung von 33 Volt zu  $t_{\text{vak}} = 7.9 \mu\text{s}$ .

### 4.2.3 Schockfestigkeit

Wegen des großen Kraft/Masse-Verhältnisses ist das Mikrorelais sehr resistent gegen ungewolltes Schalten bei Schockbelastungen. Wie Gleichung (4.35) zeigt, müsste eine äußere Beschleunigung von  $a > 10^5 \text{g}$  wirken, um die hohe Rückstellkraft von  $300 \mu\text{N}$  mit der von dieser Beschleunigung verursachten Trägheitskraft zu überwinden und das Relais einzuschalten.

$$a_{\min} = \frac{F_R}{m} \quad (4.35)$$

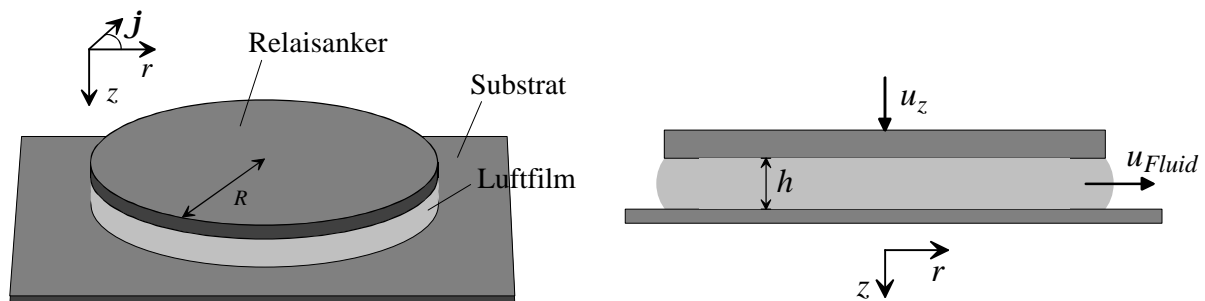
Der in den Spezifikationen geforderte Wert von  $10^3 \text{g}$  wird demnach leicht erreicht.

## 4.2.4 Schaltzeit in Luft bei Atmosphärendruck ( $10^5 \text{ Pa}$ )

### 4.2.4.1 Squeeze-Film-Damping des Relaisankers

Anders als im Vakuum wird der Relaisanker bei seiner Bewegung unter Atmosphärendruck stark gedämpft. Die Dämpfung ist dabei viel größer als der Widerstand einer frei umströmten Kreisscheibe. Die Luft muss den Raum zwischen den Platten durch die schmale Öffnung am Umfang der Platten verlassen, wie in Abbildung 4.14 skizziert. Dieser Effekt wird als Squeeze-Film-Damping bezeichnet [148] - [151]. Die Dicke  $h$  des Luftfilms entspricht dem momentanen Plattenabstand und nimmt mit der Auslenkung  $z$  des Relaisankers ab:

$$h = (z_{\max} - z) \quad (4.36)$$



**Abbildung 4.14: Squeeze-Film-Geometrie des Mikrorelais. Links eine perspektivische Ansicht, rechts die Schnittansicht. Der auf eine Kreisscheibe reduzierte Relaisanker bewegt sich mit der Geschwindigkeit  $u_z$ , verkleinert dabei den Abstand  $h$  und presst die Luft mit der Geschwindigkeit  $u_{Fluid}$  aus dem Spalt.**

Dabei treten zwei Effekte auf, die sich im allgemeinen Fall überlagern:

- zum einen eine Dämpfungskraft als Resultat der zwischen den Platten viskos aus- und einströmenden Luft (geschwindigkeitsproportional)
- zum zweiten eine Federkraft, die aus der Kompression der Luft resultiert (wegproportional)

Je ausgedehnter die Platten sind, je näher sie sich kommen und je schneller sie sich aufeinander zu bewegen, desto größer werden die Kräfte.

Das Problem vereinfacht sich stark, wenn einer der beiden Effekte nicht betrachtet werden muss, also zum Beispiel die Dämpfung bei so hohen Frequenzen, dass der Luft wegen ihrer Trägheit keine Zeit bleibt, den Raum zwischen den Platten zu verlassen. Sie wirkt dann ausschließlich wie eine Feder.

Im entgegengesetzten Fall kann die Federwirkung vernachlässigt werden, wenn das Medium inkompressibel ist oder als inkompressibel betrachtet werden kann. Dies gilt insbesondere bei kleinen Frequenzen. Die Luft verhält sich dann ausschließlich viskos, ihre Dichte bleibt konstant.

Ausgangspunkt der analytischen Beschreibung ist die Reynoldsgleichung, die in den fünfziger und sechziger Jahren für Anwendungen im Bereich Luftlager ausgiebig untersucht wurde [141], [142], [143]. Man setzt voraus,

- dass der Luftfilm dünn im Vergleich zu seiner lateralen Ausdehnung ist. Diese Bedingung ist im Fall des Relais mit  $z_{max} \ll R$  erfüllt.
- dass die Reynoldszahl  $Re$  nach Gleichung (4.37) klein, die Strömung mit der Geschwindigkeit  $u_{Fluid}$  zwischen den Platten somit laminar ist ( $Re < 2300$  für Rohrströmung [144]). Bei Mikrostrukturen ist diese Voraussetzung wegen der kleinen Abmessungen nahezu immer erfüllt.

$$Re = \frac{h \cdot u_{Fluid}}{\mathbf{n}} \quad (\text{kinemat. Viskosität } \mathbf{n}_{Luft} = 15.6 \cdot 10^{-6} \frac{m^2}{s}) \quad (4.37)$$

Die Reynoldsgleichung ist eine nichtlineare, zweidimensionale, partielle Differentialgleichung, die sich in kurzer Schreibweise mit dem Nablaoperator darstellen lässt:

$$\nabla \left[ \frac{h^3}{\mathbf{h}} \mathbf{s} (\nabla p) \right] = 12 \frac{\partial (\mathbf{s} h)}{\partial t} + 6 \nabla (\mathbf{s} h u_{lat}) \quad (4.38)$$

Die Dichte des Fluids (hier Luft) ist  $\mathbf{s}$  und ihre Zähigkeit (dynamische Viskosität)  $\mathbf{h}$ . Der Druck ist  $p$  und die Höhe des Luftspalts  $h$ . In dieser allgemeinen Form der Reynoldsgleichung dürfen die Platten auch eine laterale Relativgeschwindigkeit  $u_{lat}$  aufweisen.

Bei Mikrostrukturen, deren Abmessungen im Bereich der mittleren freien Weglänge  $l_m$  des Fluids liegen, ist die Geschwindigkeit der Grenzschicht nicht mehr Null. Die Moleküle „rutschen“ an der Wand entlang und setzen den Strömungswiderstand im Spalt herab. Der Effekt wird passenderweise Slip-Flow-Effect genannt.

Die Grenze ist fließend, wie lange eine Strömung als kontinuierlich betrachtet werden darf und wann Slip-Flow berücksichtigt werden muss. Die einzelnen Bereiche lassen sich mit der Knudsenzahl (4.39) einteilen, so dass sich Tabelle 4.3 ergibt [143].

$$Kn = \frac{l_m}{h} \quad \text{mit } l_m = 69 \text{ nm} \quad \text{für Luft bei } 10^5 \text{ Pa} \quad (4.39)$$

<b>Knudsenzahl</b>	<b>Art der Strömung</b>
$Kn < 0.01$	kontinuierliche Strömung
$0.01 < Kn < 15$	Slip-Flow-Strömung
$Kn > 15$	molekulare Strömung

**Tabelle 4.3: Knudsenzahl und die Auswirkungen auf die Strömung**



Im vorliegenden Fall beträgt die Knudsenzahl für den veränderlichen Plattenabstand bei Normaldruck zwischen 0.03 und 0.11. Der Slip-Flow-Effekt hat bereits eingesetzt, die Auswirkungen lassen sich durch die Definition einer effektiven Zähigkeit des Fluids erfassen.

Einige Autoren haben Gleichungen dazu angegeben, auch solche, die an Mikrostrukturen verifiziert wurden [145]. Sie unterscheiden sich allerdings für kleine Knudsenzahlen nur wenig von der einfachen Gleichung Burgdorfers [146], die deshalb hier verwendet werden soll. Damit definiert sich die effektive Viskosität  $\mathbf{h}_{eff}$  als:

$$\mathbf{h}_{eff} = \frac{\mathbf{h}}{1+6Kn} = \frac{\mathbf{h}}{1+6\frac{l_m}{h}} \quad (\text{dyn. Viskos. von Luft } \mathbf{h} = 18.2 \cdot 10^{-6} \text{ Pa} \cdot \text{s}) \quad (4.40)$$

Diese effektive Viskosität ersetzt die Viskosität  $\mathbf{h}$  in der Reynoldsgleichung (4.38), deren letzter Term wegfällt, weil sich der Relaisanker beim Schaltvorgang ausschließlich normal zum Substrat bewegt.

Unter Beachtung der Produktregel und des Nablakalküls schreibt man die Reynoldsgleichung in der Form (4.41). (Den Nablaoperator auf ein skalares Feld wie den Druck  $p$  anzuwenden, bedeutet den Gradienten  $grad(p)$  zu bilden, und ergibt ein Vektorfeld. Den Nablaoperator auf ein Vektorfeld anzuwenden, bedeutet die Divergenz zu bilden, und erzeugt wiederum einen Skalar [147].)

$$grad(p) \cdot grad\left(\frac{h^3}{\mathbf{h}_{eff}} \mathbf{s}\right) + \frac{h^3}{\mathbf{h}_{eff}} \mathbf{s} \cdot div\{grad(p)\} = 12\left(\mathbf{s} \frac{\partial h}{\partial t} + h \frac{\partial \mathbf{s}}{\partial t}\right) \quad (4.41)$$

Man kann von isothermen Verhältnissen ausgehen, so dass sich unter anderem die Dichte  $\mathbf{s}$  des Newton-Fluids proportional zum Druck verhält. Die Gleichung ließe sich damit zur nichtlinearen, isothermen Reynoldsgleichung vereinfachen, die numerisch lösbar wäre [148], [149].

Für kleine Amplituden der Luftfilm-Dicke und kleine Druckschwankungen (Dichteänderungen) könnte die isotherme Reynoldsgleichung zusätzlich linearisiert werden. Dies würde die analytische Berechnung der Dämpfungs- und Federkonstanten für einfache Geometrien erlauben [150], [151].

Im vorliegenden Fall ist die Änderung der Luftfilm-Dicke nicht klein und nicht periodisch, sondern groß und transient. Eine einfache Lösung ist für die kreisförmige Geometrie dennoch möglich, weil sich der Relaisanker so langsam bewegt, dass die Luft nicht komprimiert wird. Isothermie liegt ebenfalls vor, die Zähigkeit und die Dichte sind folglich konstant und die allgemeine Reynoldsgleichung (4.41) vereinfacht sich stark zu Gleichung (4.44).

In der technischen Strömungslehre gilt der Grundsatz, dass Luft als inkompressibel betrachtet werden darf, solange für die Machzahl gilt [152]:

$$Ma = \frac{u_{Fluid}}{u_{Schall}} < 0.4 \quad (4.42)$$

Die Strömungsgeschwindigkeit  $u_{Fluid}$  zwischen den Platten folgt aus der Gleichsetzung des Volumenstroms:  $\rho r^2 \cdot u_z$ , der sich aus der Geschwindigkeit  $u_z$  der oberen Platte ergibt, und dem Volumenstrom durch die Zylindermantelfläche des Luftfilms:  $2\rho r \cdot h \cdot u_{Fluid}$ . (Vgl. Abbildung 4.14). Die Geschwindigkeit wächst also mit dem Radius  $r$  und dem reziproken Plattenabstand  $h$  nach folgender Gleichung:

$$u_{Fluid} = \frac{r}{2h} \cdot u_z \quad (4.43)$$

Eine Abschätzung, die sehr weit oberhalb der tatsächlich auftretenden Werte liegt, erhält man, wenn für die Geschwindigkeit des Relaisankers diejenige Endgeschwindigkeit angesetzt wird, die sich aus dem Schaltvorgang im Vakuum mit der Schaltzeit  $t_{vak} = 7.9\mu s$  und der maximalen Beschleunigung von  $205 \text{ km/s}^2$  zu  $u_z \sim 1.6 \text{ m/s}$  ergibt. Mit (4.40) und  $h = (z_{max} - z_K) = 0.65 \mu m$  und  $r = R = 100 \mu m$  erreicht die Strömungsgeschwindigkeit dann einen maximalen Wert von  $123 \text{ m/s}$ . Die Bedingung (4.42) ist erfüllt und die Luft darf als inkompressibel betrachtet werden. Auch die Reynoldszahl aus Gleichung (4.37) liegt weit im unkritischen Bereich.

Mit der Inkompressibilität des Mediums ist die Dichte  $\rho$  sowohl über  $r$  und  $\mathbf{j}$ , als auch über der Zeit konstant. Auch die Filmdicke  $h$  ist bei parallel geführten Platten bis zum Aufsetzen der Rückstellfeder unabhängig von  $r$  und  $\mathbf{j}$  und auch weiter bis zur Kontaktgabe in guter Näherung unabhängig von  $r$  und  $\mathbf{j}$ .

Der Gradient einer Konstanten ist Null, so dass der erste Summand in (4.41) verschwindet. Die Zeitableitung der Dichte ist ebenfalls Null. Teilt man nun noch durch  $\rho$ , erhält man den Zusammenhang:

$$\frac{h^3}{\mathbf{h}_{eff}} \cdot \text{div}\{\text{grad}(p)\} = 12 \frac{\partial h}{\partial t} \quad (4.44)$$

Gemäß Abbildung 4.14 bewegt sich die obere Platte mit abnehmender Filmdicke  $h$  in  $z$ -Richtung. Deswegen gilt:

$$\frac{\partial h}{\partial t} = -u_z \quad (4.45)$$

Eine andere Schreibweise für den Ausdruck  $\text{div grad } p$  ist der Laplace-Operator  $\Delta p$ , den man mit den Zylinderkoordinaten  $[r, \mathbf{j}, z]$  erklärt durch:

$$\text{div grad } p = \Delta p = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial p}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 p}{\partial \mathbf{j}^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} \quad (4.46)$$

Die Reynoldsgleichung ist auch im allgemeinen Fall unabhängig von  $z$ . Die vorliegende Squeeze-Film-Geometrie ist rotationssymmetrisch und damit unabhängig von  $\mathbf{j}$ . Mit (4.45) und (4.46) kann man für (4.44) nun schreiben:

$$\frac{h^3}{\mathbf{h}_{eff}} \cdot \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial p}{\partial r} \right) = -12 u_z \quad (4.47)$$

Stellt man diese Gleichung um und integriert zweimal, erhält man mit den Randbedingungen

$$\frac{\partial p}{\partial r} = 0 \text{ an der Stelle } r = 0 \text{ und } p(R) = p_0 \text{ (Umgebungsdruck)}$$

den parabolischen Druckverlauf zwischen den Platten, der im Relaisankerzentrum am größten ist und in Richtung Relaisankerumfang auf den Umgebungsdruck abfällt:

$$p = -\frac{12\mathbf{h}_{eff}}{h^3} u_z \int \left\{ \frac{1}{r} \int r dr \right\} dr = \frac{3\mathbf{h}_{eff}}{h^3} u_z \cdot (R^2 - r^2) + p_0 \quad (4.48)$$

Der Druck wird über der Fläche des Relaisankers mit dem Flächenelement für Zylinderkoordinaten integriert und man erhält die geschwindigkeitsproportionale Dämpfungskraft  $F_z$ , die in negative  $z$ -Richtung weist. Der Aussendruck  $p_0$  wirkt dabei auch von oben auf den Relaisanker, dem Druck von unten entgegen. Bei Betrachtung der resultierenden Kraft hebt er sich schließlich auf. Wirksam ist nur die Druckdifferenz  $(p - p_0)$ .

$$F_z = -\int (p - p_0) dA = \int_0^{2p} \int_0^R (p_0 - p) r dr d\mathbf{j} = \frac{3\mathbf{h}_{eff}}{h^3} u_z \int_0^{2p} \int_0^R (r^2 - R^2) r dr d\mathbf{j} \quad (4.49)$$

Setzt man noch die Gleichungen (4.36) für die Filmdicke  $h$  und (4.40) für die effektive Viskosität  $\mathbf{h}_{eff}$  ein, erhält man nach der Integration von (4.49) die Dämpfungskonstante  $c(z)$  als den Proportionalitätsfaktor zwischen der Kraft  $F_z$  und der Geschwindigkeit  $u_z$ :

$$F_z = c(z) \cdot u_z = \frac{3p h R^4}{2(z_{max} - z)^3 + 12l_m (z_{max} - z)^2} \cdot u_z \quad (4.50)$$

Dieses Ergebnis hätte man wegen der Inkompressibilität des Mediums etwas schneller mit den Gleichungen für die ebene Schichtenströmung einer zähen Flüssigkeit berechnen können [153]. Allerdings trifft man in der Mikrosensorik- und aktuatorik sehr oft auf den Begriff des Squeeze-Film-Dampings und die Reynoldsgleichung, weshalb dieser etwas ausführlichere Weg gewählt wurde. Die Gültigkeit der Reynoldsgleichung für Mikrostrukturen haben diverse Autoren, darunter [145], [154], [155] und [156] messtechnisch nachgewiesen.

#### 4.2.4.2 Differentialgleichung der Ankerbewegung in Luft und Ergebnisse

Mit der Dämpfungskonstanten aus Gleichung (4.50) wird nun die Differentialgleichung für das dynamische Verhalten des Relaisankers in Luft aufgestellt. Dabei wird folgende Annahme zu Grunde gelegt: die Dämpfung ist so groß, dass die Auslenkung des Relaisankers kriechendes Verhalten zeigt. Das dynamische Verhalten orientiert sich dann nur an der von der Dämpfungskonstanten vorgegebenen Geschwindigkeit  $u_z = \dot{z}$ , wobei die bei dieser Bewegung auftretenden Geschwindigkeitsänderungen (Beschleunigungen) so klein sind, dass der massenträge Term gegenüber den anderen Termen vernachlässigt werden kann. Die Richtigkeit der Annahme lässt sich im Anschluss an die Berechnung der Schaltzeit überprüfen.

Die resultierende Dämpfungskraft ist damit der Differenz aus elektrostatischer Kraft und Federkraft an jedem Ort der Auslenkung gleich und Gleichung (4.24) vereinfacht sich zu:

$$\frac{e_0 U^2 p R^2}{2(z_{\max} - z)^2} = \frac{3p h R^4}{2(z_{\max} - z)^3 + 12l_m (z_{\max} - z)^2} \cdot \dot{z} + k \cdot z \quad (4.51)$$

Löst man diese Gleichung nach der Geschwindigkeit auf und berücksichtigt analog zu den Gleichungen (4.33), dass sich die Federkraft bei der Auslenkung  $z_R$  ändert, ergibt sich:

$$\frac{dz}{dt} = \frac{\left[ e_0 p R^2 U^2 - 2k_N z \cdot (z_{\max} - z)^2 \right] \cdot \left[ (z_{\max} - z) + 6l_m \right]}{3p h R^4} \quad \text{für } z \in [0, z_R] \quad (4.52)$$

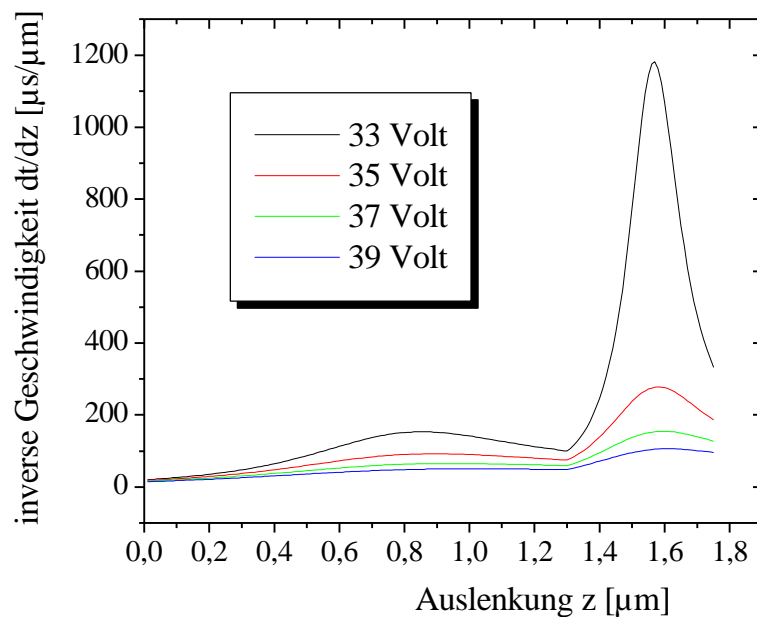
$$\frac{dz}{dt} = \frac{\left[ e_0 p R^2 U^2 - 2(k_R z + F_0) \cdot (z_{\max} - z)^2 \right] \cdot \left[ (z_{\max} - z) + 6l_m \right]}{3p h R^4} \quad z \in [z_R, z_K]$$

Die Gleichungen werden nach der differentiellen Schaltzeit  $dt$  aufgelöst und einmal integriert, so dass man für die Schaltzeit  $t_{Luft}$  erhält:

$$t_{Luft} = \int_0^{z_R} \frac{3p h_{Luft} R^4}{\left[ e_0 p R^2 U^2 - 2k_N z \cdot (z_{\max} - z)^2 \right] \cdot \left[ (z_{\max} - z) + 6l_{m,Luft} \right]} dz + \int_{z_R}^{z_K} \frac{3p h_{Luft} R^4}{\left[ e_0 p R^2 U^2 - 2(k_R z + F_0) \cdot (z_{\max} - z)^2 \right] \cdot \left[ (z_{\max} - z) + 6l_{m,Luft} \right]} dz \quad (4.53)$$

Die Schaltzeit wird wesentlich von zwei kritischen Punkten der Auslenkung beeinflusst, an denen der Relaisanker „besonders langsam vorbeikriecht“. Die kritischen Punkte liegen dort, wo sich die Federkennlinien und die elektrostatische Kraftkurve besonders nahe kommen, deren Differenz also besonders klein ist (bei  $z = z_{SN}$  und  $z = z_{SR}$  in Abbildung 4.10 und Abbildung 4.11).

Erhöht man die Spannung, wird die elektrostatische Kraftkurve insgesamt nach oben verschoben und die Kraftdifferenz vervielfacht sich an den beiden kritischen Stellen. In der Folge sinkt die differentielle Schaltzeit dort überproportional stark. Wie Abbildung 4.15 verdeutlicht, verschwindet der Effekt bei noch höheren Spannungen zusehends und der Schaltvorgang wird nicht mehr wesentlich schneller.



**Abbildung 4.15:** Die Kurven zeigen die inverse Geschwindigkeit des Relaisankers bzw. das Argument der Integrale aus Gleichung (4.53) an jeder Stelle der Auslenkung  $z$ . Der Parameter ist die an den Platten anliegende Schaltspannung  $U$ .

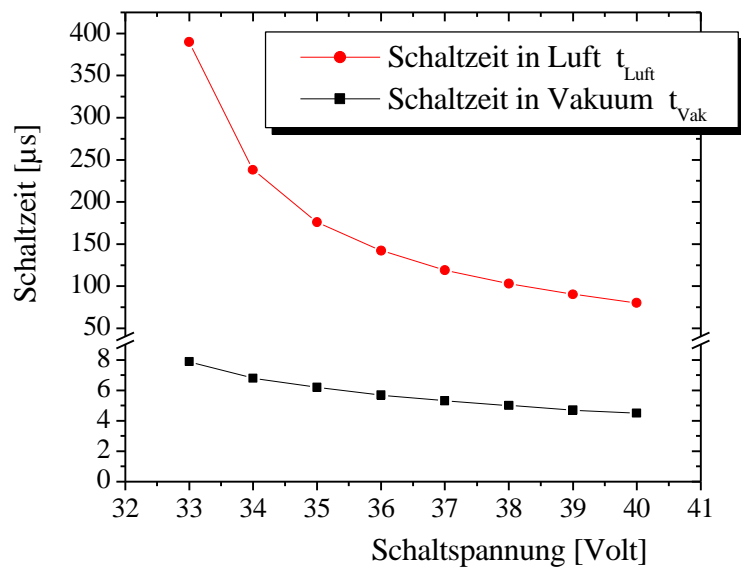
Dargestellt ist also ein Maß für die Zeitspanne, die der Relaisanker abhängig von seiner momentanen Auslenkung benötigt, um den gleichen differentiellen Weg  $dz$  zurückzulegen.

Die Schaltzeit des Relais für die jeweilige Schaltspannung ergibt sich aus der Fläche unter der entsprechenden Kurve.

Deutlich ist der starke Einfluss der kritischen Punkte bei etwa  $0,85 \mu\text{m}$  und  $1,55 \mu\text{m}$  zu erkennen, an denen der Relaisanker „besonders viel“ Zeit benötigt. Die Differenz aus elektrostatischer Kraft und Federkraft, die zur Überwindung der Dämpfungskraft zur Verfügung steht, ist dort besonders klein.

Schließlich erhält man  $t_{Luft}$  durch numerische Integration der Gleichung (4.53) mit den entsprechenden Konstanten aus diesem und den vorangegangenen Kapiteln.

Abbildung 4.16 vergleicht die Schaltzeit in Luft mit der Schaltzeit im Vakuum für verschiedene Schaltspannungen.



**Abbildung 4.16: Vergleich der analytisch abgeschätzten Schaltzeiten des Mikrorelais in Luft und im Vakuum. (Achtung: geteilte y-Achse!).**

**Die Schaltzeit in Luft sinkt mit steigender Spannung zunächst überproportional stark, wobei der Einfluss ab etwa 37 Volt deutlich zurückgeht (vgl. Abbildung 4.15).**

Im Vakuum beträgt die Schaltzeit je nach Schaltspannung zwischen 5 und 8  $\mu s$  und ist wegen der fehlenden Dämpfung (nur Massenträgheit und Federkraft) etwa 20 mal kleiner als bei Normaldruck (in Luft), wobei die Schaltzeit mit 100 – 400  $\mu s$  auch dann deutlich unter der Spezifikation von 1 ms liegt. Die Dämpfungskraft dominiert die Bewegungsgleichung des Relaisankers, wenn dieser in Luft geschaltet wird. Man findet somit die Annahme bestätigt, dass der massenträge Anteil der Kraft gegenüber den anderen Termen für die Abschätzung des dynamischen Verhaltens in Luft vernachlässigt werden darf.

Das kriechende Verhalten des Relaisankers beim Schaltvorgang in Luft, das wegen der hohen Dämpfung auftritt, lässt ein prellfreies Schalten erwarten. Die kinetische Energie, die der Relaisanker bei seiner Auslenkung aufnimmt, reicht nicht aus, um ihn nach der Kontaktgabe wieder von den Kontakten abheben zu lassen. Das eigentlich schwingfähige System, das der Relaisanker mit seiner trägen Masse und seiner Federkonstanten bildet, ist so stark bedämpft, dass es eben nicht zu diesem periodischen Verhalten kommt.

Die maximale Geschwindigkeit des Relaisankers beträgt  $u_z = 0.071$  m/s, die maximale Strömungsgeschwindigkeit im Spalt zwischen den Platten  $u_{Fluid}$  liegt bei 1.5 m/s. Dieser Wert und die Reynoldszahl von  $Re_{max} = 0.23$  liegen deutlich unterhalb der Grenze, bei der die angewendeten Gleichungen ihre Gültigkeit verlieren.

### 4.3 Zusammenfassung der analytischen Berechnungen

Zunächst wurde das statische Verhalten des Mikrorelais untersucht und der Relaisankers mit den verschiedenen Federn vorläufig dimensioniert (vgl. Tabelle 4.2). Dazu wurde der Anker als Biegebalken modelliert, wobei Vereinfachungen vorgenommen wurden, die dazu führen, dass das analytische Modell vom realen System abweicht.

Die analytische Näherung berücksichtigt nicht, dass der Relaisanker eine mehrdimensionale Biegung erfährt. Die Rückstellfedern induzieren eine Deformation, die sich über die gesamte Elektrodenfläche ausbreitet, und von der Anordnung der Federn am Relaisanker beeinflusst wird. Dasselbe gilt für die Stopper, die am Umfang des Relaisankers angreifen und somit nicht in der Lage sind, die Auslenkung flächig zu unterbinden. Damit wächst die elektrostatische Kraft weiter an und die Gefahr eines Kurzschlusses ist nicht vollständig gebannt.

Die Abmessungen der Federn und die Ankopplungsabstände bleiben Abschätzungen, die als Grundlage der elektrostatisch-mechanisch gekoppelten Simulation dienen, in der das endgültige Design festgelegt wird. Die Rechnung zeigt aber, dass es prinzipiell möglich ist, ein elektrostatisches Mikrorelais mit der Polysilizium-OMM herzustellen, das den Anforderungen der Kontakte genügt. Mit einem Relaisanker von 200  $\mu\text{m}$  Durchmesser werden bei einer Schaltspannung von etwa 33 V je 150  $\mu\text{N}$  Kontakt- und Rückstellkraft pro Kontakt und ein Kontaktabstand in Ruhelage von mehr als 1.5  $\mu\text{m}$  erreicht.

Wie schon in Kapitel 2.2.1 erläutert, ist es seriöserweise nicht möglich, den zu erwartenden Kontaktwiderstand aus der Kontaktkraft abzuleiten, weshalb darauf verzichtet wurde.

Das transiente Verhalten des Mikrorelais beim Einschaltvorgang lässt sich sehr gut analytisch beschreiben. Üblicherweise wird das Relais in Luft unter Normaldruck betrieben werden, da eine Evakuierung technologisch aufwändig ist. Die Bewegungsgleichung des Relaisankers reduziert sich nach einem Vergleich mit dem Schaltverhalten unter Vakuum zu einer gewöhnlichen Differentialgleichung erster Ordnung. Der Schaltvorgang wird von der Dämpfungskonstanten bestimmt (kriechendes Verhalten), die sich aus der Reynoldsgleichung ableiten lässt. Diese beschreibt das Squeeze-Film-Damping des Luftfilms, wobei sich die Rechnung wegen des inkompressiblen Mediums und der kreisförmigen Struktur weiter vereinfacht.

Die Schaltzeit nimmt mit steigender Schaltspannung zunächst stark ab, so dass die Wahl einer etwas höheren Spannung von etwa 37 Volt statt der für den Schaltvorgang benötigten Mindestspannung von 33 Volt sinnvoll erscheint. Die Schaltzeit zum Schließen der Kontakte beträgt dann etwa 119  $\mu\text{s}$ , wobei wegen der starken Bedämpfung kein Prellvorgang zu erwarten ist. (Schaltzeit im Vakuum: 5.3  $\mu\text{s}$ , wahrscheinlich prellend.)

Die Ausschaltzeit hängt wesentlich von der Durchbiegung des Relaisankers nach der Kontaktabgabe ab und ist damit allenfalls numerisch zu bestimmen. Sie ist kürzer als die Einschaltzeit, da der Relaisanker einen viel kleineren Weg zurücklegen muss, bis die Kontakte getrennt sind. Auf die aufwändige Berechnung bzw. Simulation wurde verzichtet, da mit dem verbleibenden Design-Spielraum ohnehin kein Einfluss auf die Schaltzeit genommen werden kann. Sie wird später messtechnisch bestimmt.

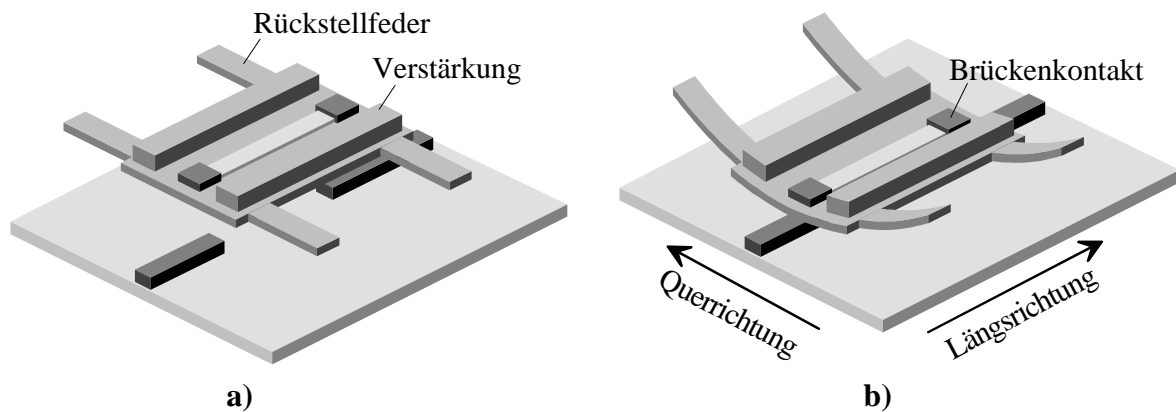
## 5 FEM-Simulation und Dimensionierung des Mikrorelais

Wie in Kapitel 4.3 festgestellt wurde, kann das Verhalten des Mikrorelais nur unvollständig analytisch dargestellt werden. Mit Hilfe der Simulation nach der Methode der Finiten Elemente (FEM) ist eine realistische Abbildung der tatsächlichen Verformung und schließlich die Dimensionierung des Relaisankers möglich.

Die Rückstellfedern und die verstärkte Relaisankerelektrode können nicht wie bisher isoliert voneinander betrachtet werden, weil die Auslenkung der Federn zu einer Deformation des Relaisankers führt. Diese Deformation verändert den lokalen Elektrodenabstand und beeinflusst damit die elektrostatische Kraft. Die Position der Rückstellfedern am Relaisanker entscheidet mit über die Leistungsfähigkeit des Antriebs.

Die Rückstellfedern werden so nah wie möglich an die Kontakte gelegt, wobei ihre wirksame Länge querab des Brückenkontakts verläuft. Diese Anordnung führt zu einer insgesamt geringeren Durchsenkung des Relaisankers als eine Anordnung in Längsrichtung oder eine schräge Anordnung wie sie in Abbildung 3.1 und folgende (wegen der einfacheren Darstellung des Initialisierungsvorgangs) verwendet wurde. Die von den Rückstellfedern induzierte leichte Querwölbung, die in der Abbildung 5.1.b stark überhöht dargestellt ist, versteift den Relaisanker nach der Kontaktgabe zusätzlich, weil sie senkrecht zur Längsbiegung verläuft, die im analytischen Modell ausschließlich berücksichtigt wurde.

Aus der Querwölbung resultiert außerdem eine kleinere effektive Federkonstante der Rückstellfedern. Sie müssen folglich kürzer gewählt werden als im analytischen Modell berechnet, um auf dem gleichen Weg (Kontaktthub) die selbe Kraft aufzubauen.



**Abbildung 5.1:** Die quer zum Brückenkontakt angebrachten Rückstellfedern induzieren eine Wölbung, deren quer zur Kontaktbahn verlaufender Anteil im rechten Bild stark überhöht dargestellt ist. Das Verhalten ist schematisch dargestellt und gilt in gleicher Weise auch für den Relaisanker mit runder Elektrode.

Nach der Kontaktgabe biegt sich der durch die Querwölbung zusätzlich versteifte Relaisanker (Wellblecheffekt) in Längsrichtung. Das mechanische Verhalten ist mit der elektrostatischen Aktuator-Kraft gekoppelt, die nichtlinear von der Deformation des Relaisankers abhängt. Nur die FEM-Simulation kann dieses komplexe Problem richtig erfassen.

Gesucht ist diejenige Relais-Geometrie, die am besten geeignet ist, bei kleinstmöglicher Aktuator-Spannung die größtmögliche Kraft aufzubauen, ohne einen Kurzschluss der Elektroden zu riskieren. Großer Wert wird dabei auf ein fehlertolerantes Design gelegt, das trotz der üblichen Prozessschwankungen die Funktion der Relais sicherstellt.



## 5.1 Modellbildung und elektrostatisch-mechanische Kopplung

Die FEM analysiert ein System nicht in einem geschlossenen Ausdruck, sondern betrachtet Teilbereiche (Finite Elemente), die sich mechanisch und elektrisch einfacher verhalten. Diese Elemente erhalten ihre Randbedingungen von definierten Vorgaben (Constraints) und den benachbarten Elementen, wobei sich ein numerisch lösbares Gleichungssystem ergibt. Die Simulation wird mit dem Programmpaket ANSYS<sup>®</sup> durchgeführt.

Die Optimierung ist, anders als bei der Verwendung analytischer Gleichungen, eine Annäherung durch systematisches Ausprobieren mehrerer Parametersätze. Die Auswirkung der Variation eines Parameters auf das Verhalten der Struktur kann erst nach mehreren Einzelsimulationen ersehen werden. Für die Simulation des vorliegenden, stark nichtlinearen, elektrostatisch-mechanisch gekoppelten Systems ist zudem eine Iteration nötig, die zwar vollständig automatisiert im Computer abläuft, aber sehr rechenintensiv ist. Das Modell des Relaisankers wird deshalb so einfach wie möglich aufgebaut, um die Rechenzeit zu minimieren. Folgende Vereinfachungen werden eingeführt:

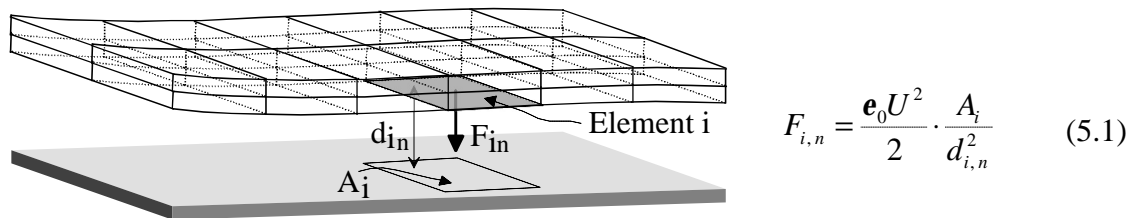
- Die Nulllagefedern werden weggelassen. Sie sind so weich, dass sie die restliche Struktur nicht beeinflussen und analytisch berechnet werden können.
- Das Verstärkungs-Profil wird auf rechteckigen Querschnitt mit demselben Flächenträgheitsmoment umgesetzt. Das 3D-Modell ist so einfacher aufzubauen und es werden weniger Elemente benötigt.
- Der Einfluss des dünnen Brückenkontakts und der Isolation auf das Verhalten des Relaisankers kann vernachlässigt werden. Das Modell besteht nur aus dem Material Polysilizium.
- Sowohl die feste Schalt- und Masselektrode als auch die Gegenkontakte werden nicht in das mechanische Modell integriert. Da deren relative Position zu den beweglichen Strukturen bekannt ist, sind sie in der Simulation mittelbar berücksichtigt, indem sie Auswirkungen auf die Randbedingungen der Elemente haben. Sind zum Beispiel die Elemente im Kontaktbereich des Relaisankers über den Kontaktabstand hinaus ausgelenkt, wird dies als Kontaktgabe erkannt und die Elemente dort festgesetzt.
- Aus Symmetriegründen wird nur ein Viertel des Relaisankers vernetzt.

Für die Simulation des elektrostatisch-mechanisch gekoppelten Problems reicht ein strukturelles Modell nicht aus. Anders als zum Beispiel in einer thermo-mechanisch gekoppelten Simulation, bei der die Werte innerhalb derselben Struktur übergeben werden, müssen hier zwei unterschiedliche Domänen vernetzt werden (Luft für das elektrische Feld und Polysilizium für die Mechanik). Die jeweiligen Werte (elektrostatische Kraft und mechanische Deformation) müssen von einer Domäne in die andere übergeben werden.

Der Aufwand ist vor allem dann sehr hoch, wenn sich die Geometrie des Luftspalts stark ändert oder, wie im vorliegenden Fall, stark komprimiert wird. Denn nach jeder simulierten Auslenkung des mechanischen Modells muss das elektrostatische Modell neu vernetzt werden. Dies führt bei extremen Aspektverhältnissen zu einem starken Morphing-Fehler [157]. Das Makro *ESSOLV*, welches ANSYS für die direkte Lösung solcher elektro-mechanisch gekoppelten Systeme anbietet, scheitert an dieser Stelle.

Hier wird deshalb ein anderer Weg beschritten, der dieses Problem umgeht und die Rechenzeit zugleich deutlich verkürzt. Wegen des großen Aspektverhältnisses von lateraler Elektrodenausdehnung zu -abstand kann die Feldverteilung zwischen den Platten als homogen angesehen werden. Die wenigen Randfelder sind vernachlässigbar.

Die elektrostatischen Kräfte für diejenigen mechanischen Elemente, denen im realen Aufbau die Schaltelektrode gegenübersteht, werden in einfacher Rechnung aus Gleichung (5.1) ermittelt. Die Einzelkräfte werden an das vernetzte Relaisanker-Modell angelegt und die Auslenkung der Elemente in einer mechanischen FEM-Simulation berechnet. Mit der neuen Deformation des Relaisankers erhält man wiederum neue Kräfte und so fort. Abbildung 5.2 erläutert schematisch den Zusammenhang.



**Abbildung 5.2:** Gezeigt ist ein Ausschnitt der vernetzten, deformierten Relaisanker-Elektrode als Drahtmodell. Die untere Elektrode ist nicht im strukturellen Modell integriert, sondern als Rechengröße mit ihrer Position im Raum (Abstände  $d_{i0}$ ) bekannt.

Die Feldverteilung zwischen den Elektrodenplatten wird als homogen betrachtet. Jedes Element  $i$  innerhalb der Platte erfährt auf seiner Außenfläche  $A_i$  eine elektrostatische Kraft  $F_i$ , die sich sehr einfach nach der bekannten Gleichung (5.1) berechnen lässt. Näherungsweise gilt dies auch für Elemente am Rand, wobei der Fehler mit abnehmendem Abstand, resp. zunehmender Auslenkung, kleiner wird.

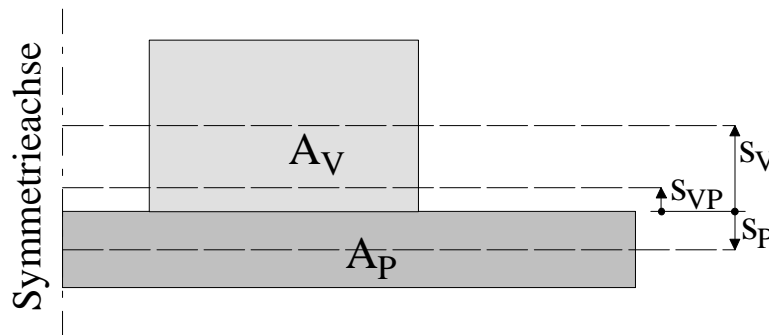
Mit jedem Iterationsschritt  $n$  wird das Element etwas weiter ausgelenkt, so dass der Abstand  $d_i$  kleiner wird und die Kraft zunimmt. Die Iteration konvergiert, wenn die strukturelle Deformation mehr Kraft erfordert als durch das elektrostatische Feld zur Verfügung steht.

Die endgültige Relaisauslenkung (Gleichgewichtslage) für eine bestimmte Potentialdifferenz  $U$  wird mit dem geschilderten Verfahren iterativ bestimmt. Die Kontaktgabe und die Elektrodenberührung (Kurzschluss) wird durch die Beschränkung der Maximalauslenkung oder durch Kontaktelemente berücksichtigt.

Das Verfahren reduziert die gekoppelte Simulation auf ein rein mechanisches Modell und ist mit einigen Variationen auf nahezu alle elektrostatischen Antriebe übertragbar [158].

### 5.1.1 Umwandlung des T-förmigen Verstärkungsprofils

In Kapitel 4.1.1.2 wurde bereits das Flächenträgheitsmoment des Relaisankers mit Verstärkung bestimmt. Um das FE-Modell zu vereinfachen, wird das Verstärkungs-Profil durch einen rechteckigen Querschnitt so ersetzt, dass der Gesamtquerschnitt des Relaisankers das selbe Trägheitsmoment besitzt und sich deshalb in der Simulation nahezu gleich verhält. Die Bedingungen für Äquivalenz sind hier erfüllt: das Profil wird nicht tordiert und in keiner anderen Richtung als der für die Umrechnung zu Grunde gelegten Hauptachse belastet. Abbildung 5.3 zeigt die im Simulationsmodell verwendete Struktur schematisch.



**Abbildung 5.3:** Querschnitt des halben Relaisankers mit dem im Simulationsmodell verwendeten Verstärkungsprofil  $A_V$  und der Relaisanker-Elektrode  $A_P$ . Die Abstände der Schwerlinien (gestrichelte horizontale Linien) vom gewählten Ursprung seien  $s_{VP}$  für den gesamten Querschnitt, sowie  $s_P$  und  $s_V$  für die Rechtecke  $A_P$  und  $A_V$ .

Es genügt nicht, nur das Trägheitsmoment des T-Profiles alleine in ein äquivalentes Rechteckprofil umzusetzen, da die darunter liegende Relaisanker-Elektrode die Lage der horizontalen Schwerlinie verschiebt, was einen starken Einfluss auf das Gesamtträgheitsmoment hat.

Der Abstand der Schwerlinie  $s_{VP}$  ergibt sich mit den Querschnitten  $A_P = h_P \cdot b_P$  und  $A_V = h_V \cdot b_V$  aus Gleichung (5.2). Die Polysiliziumdicke entspricht der Dicke der Platte  $h_P$  und die Höhe der äquivalenten Verstärkung ist  $h_V$ .

$$s_{VP} = \frac{A_V \cdot s_V + A_P \cdot s_P}{A_V + A_P} = \frac{b_V h_V^2 - b_P h_P^2}{2(b_V h_V + b_P h_P)} \quad (5.2)$$

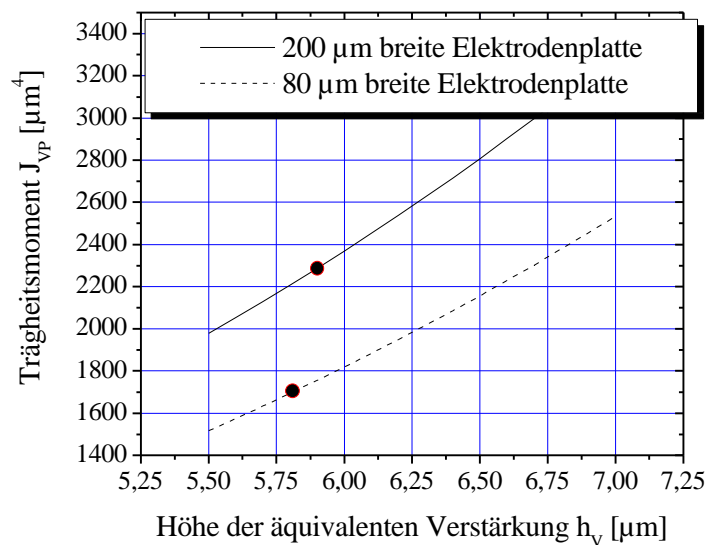
Eingesetzt in den Satz von Steiner unter Berücksichtigung der Formel für das Trägheitsmoment eines rechteckigen Querschnitts (vgl. Gleichung (4.10) und folgende) ergibt sich das Gesamtträgheitsmoment  $J_{VP}$  schließlich aus Gleichung (5.4), welches dann mit den Werten aus Tabelle 4.1 für den entsprechend verstärkten Relaisanker gleichgesetzt wird.

$$J_{VP} = J_V + J_P + A_V (s_V - s_{VP})^2 + A_P (s_P - s_{VP})^2 \quad (5.3)$$

$$J_{VP} = \frac{b_V h_V^3 + b_P h_P^3}{12} + \frac{b_V h_V (h_V b_P h_P - b_P h_P^2)^2 + b_P h_P (b_V h_V h_P + b_V h_V^2 + 2b_P h_P^2)^2}{4(b_V h_V + b_P h_P)^2} \quad (5.4)$$

Die Gleichung (5.4) kann nicht nach  $h_V$  bzw.  $b_V$  umgestellt werden und wird graphisch gelöst. Wählt man die Verstärkung mit  $10 \mu\text{m}$  etwa so breit wie den unteren Teil des T-Profiles und setzt das Trägheitsmoment für  $2.5 \mu\text{m}$  Schichtdicke ein, so findet man die Höhe der auf rechteckigen Querschnitt umgesetzten Verstärkung  $h_V$  zu  $5.85 \mu\text{m}$  aus Abbildung 5.4.

Anders als im analytischen Modell wird hier nicht mit einer mittleren Steifigkeit des Relaisankers gerechnet. Die Breite der Relaisanker-Elektrode hat Einfluss auf das Flächenträgheitsmoment und damit auf die lokale Steifigkeit, die zur Relaisankermite hin zunimmt. Dieser Sachverhalt wird im FE-Modell berücksichtigt.



**Abbildung 5.4:** Graphische Lösungen der Gleichung (5.4) für die schmalste und breiteste Stelle des Relaisankers mit einer Elektrodenbreite  $b_P$  von  $80 \mu\text{m}$  und  $200 \mu\text{m}$ .

Für eine Polysiliziumschichtdicke von  $2.5 \mu\text{m}$  betragen die zugehörigen Flächenträgheitsmomente aus Tabelle 4.1  $1709 \mu\text{m}^4$  und  $2292 \mu\text{m}^4$ . Der entsprechende Lösungspunkt ist für jeden der beiden Fälle eingetragen.

Die Höhe der äquivalenten Verstärkung unterscheidet sich nur um  $1.5\%$  und wird für eine untere Abschätzung der Steifigkeit zu  $5.85 \mu\text{m}$  gewählt.

### 5.1.2 Berücksichtigung von Prozesstoleranzen

Der Rechner löst das FE-Gleichungssystem stets für einen fest vorgegeben Parametersatz, ohne dass das Ergebnis einen Hinweis darauf enthält, wie kritisch die gefundene Gleichgewichtslage ist. Während der Einfluss bei anderen Systemen sehr klein sein kann, reagieren elektrostatische Normkraftantriebe wegen ihrer starken Nichtlinearität besonders empfindlich. Im späteren Herstellungsprozess unvermeidliche Abweichungen können das kritische Gleichgewicht zerstören und zum Ausfall des Bauelements führen, wenn das Design nicht entsprechend tolerant ausgelegt ist.

Um einen guten Kompromiss zwischen Leistungsfähigkeit des Relais-Aktuators und Fehler-toleranz des Designs zu erzielen, müssen die prozessbedingten Streuungen derjenigen Größen berücksichtigt werden, die das mechanische Verhalten des Relais beeinflussen. Dazu zählen die lateralen Abmessungen, Ankopplungsabstände, Schichtdicken und der Elastizitätsmodul.

Eine Berechnung über das totale Differential (Fehlerrechnung) ist für numerisch gewonnene Ergebnisse nicht anwendbar. Statt dessen werden, ausgehend von der Simulation eines mit bestimmten Dimensionen „fehlerfrei produzierten“ Relais, die maximal zu erwartenden Prozessstreuungen der jeweiligen Größen in vielen Einzelsimulationen solange permutiert, bis die maximalen Abweichungen der Ergebnisse (Kontakt- & Rückstellkraft sowie Schalt- & Kurzschlussspannung) auftreten.

In weiteren Schritten werden die Dimensionen des Relais verändert und wiederum die Streuung der Kräfte und Spannungen auf die oben beschriebene Weise simuliert. Je größer die erzielten Kräfte bei kleiner Spannung, und je kleiner die Ergebnisstreuung ist, desto leistungsfähiger und toleranter gegenüber Prozessstreuungen ist die jeweilige Relais-Dimensionierung.

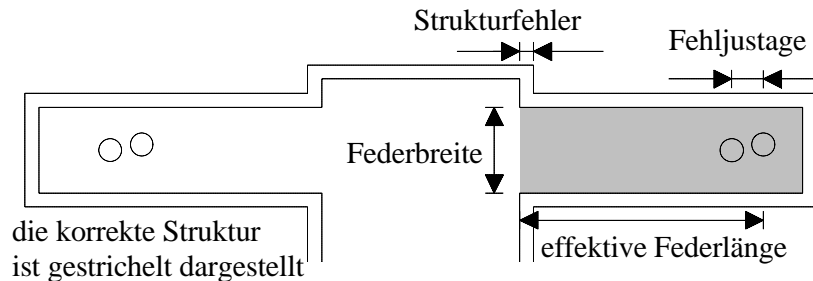
Die Prozessstreuungen sind unterschiedlicher Natur, wobei sowohl systematische als auch zufällige Fehler auftreten. Zunächst sind die nicht exakt reproduzierbaren Dicken der Opfer- und Polysiliziumschichten zu beachten (Schwankungen der Abscheiderate und Inhomogenitäten innerhalb der Schichten). Dadurch ändern sich die Auslenkungen der Federn, der Kontaktabstand und die Steifigkeit der Strukturen. Die Schichten werden in zwei Schritten abgeschieden, damit zwischendurch die Dicke kontrolliert werden kann. Opferschichten sind mit einer Genauigkeit von etwa 3% reproduzierbar, Polysiliziumschichten mit etwa 2%.

Natürlich weist auch der Elektrodenabstand in Ruhelage einen Fehler auf, der aber für das Schaltverhalten keine Rolle spielt, da die angelegte Potentialdifferenz wegen der weichen Nulllagefedern stets in der Lage ist, den Relaisanker zu bewegen. (Deswegen werden die Nulllagefedern im FE-Modell auch weggelassen und die Simulation startet direkt mit dem Ankoppeln der Rückstellfedern.)

Die zweite Gruppe Prozessstreuungen, die das Schaltverhalten beeinflussen, ergeben sich aus den Lithographiefehlern (Maskenfehler und Fehljustage), die bei der Strukturierung lateraler Abmessungen auftreten. Im Fall des Polysiliziums kommt noch eine inhomogene Unterätzung hinzu, deren systematischer Anteil durch entsprechenden Maskenvorhalt kompensiert wird, so dass der Fehler mit dem zur Verfügung stehenden Trockenätzter unter  $\pm 0.25 \mu\text{m}$  gehalten werden kann.

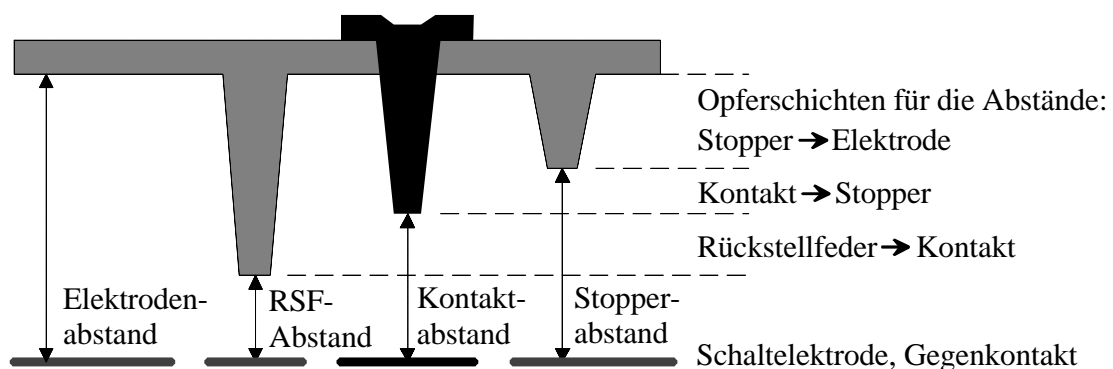
Es werden Masken mit hoher Lage- und Strukturgenauigkeit von  $<100 \text{ nm}$  verwendet, die Fehljustage beträgt für einen geübten Operator unter  $0.25 \mu\text{m}$ . Da die Strukturen zum Teil mit mehreren Masken definiert werden, ergibt sich der absolute Fehler aus der Fehlersumme der beteiligten Prozessschritte. Allerdings tritt nicht jede Kombination von Strukturabweichungen auf. Die Abweichungen aufgrund von Unterätzungen sind für alle Strukturen gleich, die aus derselben Schicht hergestellt werden.

Wie aus Abbildung 5.5 zu ersehen ist, führen Fehljustagen der Masken zu einer entgegengesetzten Veränderung der Längen gegenüberstehender, parallelgeschalteter Rückstellfedern, deren Gesamtkraft damit in erster Näherung konstant bleibt. Dagegen sinkt die Kraft bei größerer Unterätzung, weil die Breite der Federn stets ab- und die effektive Länge stets zunimmt (bei gleichbleibender Position des Auflagepunktes der Feder).



**Abbildung 5.5:** In der Zeichnung sind zwei Rückstellfedern dargestellt, wovon eine grau hinterlegt ist. Die Streuungen der Rückstellfeder-Abmessungen ergeben sich aus der Unterätzung der Polysiliziumschicht (doppelt in der Breite, einfach in der Länge) und aus dem relativen Justagefehler der an diesem Prozessschritt beteiligten Masken. Dies sind die Polysiliziummaske und die Maske, die den Ankopplungspunkt (Kreis) und damit die effektive Länge der Feder definiert. Auf die Gesamtkraft wirkt sich der Justagefehler wegen der Parallelschaltung der Federn nahezu nicht aus, während eine Unterätzung über den Maskenvorhalt hinaus zu schmaleren und längeren Federn führt, wodurch die Kraft abnimmt.

Die Auslenkung der Rückstellfedern sowie der Weg, den der Relaisanker nach der Kontaktgabe bis zum Aufsetzen der Stopper und weiter bis zum Kurzschluss der Relaisanker- und der Gegenelektrode zurücklegt, wird jeweils über die Dicke einzelner Opferschichten eingestellt, wie in Abbildung 5.6 gezeigt. (Die ausführlichere Erklärung folgt bei der Erläuterung der Herstellungsschritte in Kapitel 6.2.2.)



**Abbildung 5.6:** Dargestellt sind schematisch die einzelnen Funktionselemente des Relais (ohne Nullagefeder) mit ihren Abständen im Querschnitt (vgl. Abbildungen 3.8 und 3.9). Jeweils mehrere Opferschichten übereinander ergeben die Ankopplungsabstände der Rückstellfedern (RSF), Kontakte und Stopper. Die einzelnen Opferschichtdicken und ihre Toleranzen definieren die Differenzen dieser Abstände und damit die für das Schaltverhalten wichtigen Wege. So wird z. B. die Auslenkung der RSF von ihrem Abstand zum Kontakt und der zugehörigen Opferschichtdicke „Rückstellfeder ® Kontakt“ bestimmt. Details zur Herstellung in Kapitel 6.2.2.

## 5.2 Ergebnisse der Simulation

Relaisanker mit einem großen Elektroden-Durchmesser ( $>200\ \mu\text{m}$ ) erzielen geringere Kräfte als kleinere. Dieser Zusammenhang erscheint zunächst paradox, kann aber dadurch erklärt werden, dass sich große Relaisanker wegen der weicheren Struktur stärker durchsenken und sich die für die Krafterzeugung relevante Annäherung der Elektroden auf einen kleineren Bereich beschränkt als bei einem Relaisanker mit geringerem Durchmesser. Trotz seiner größeren Elektrodenfläche erzeugt so der größere Relaisanker wegen seines in weiten Bereichen vergleichsweise großen Abstands, der reziprok quadratisch in die Kraft eingeht, zu wenig Kraft. Der Sachverhalt wurde schon in Kapitel 4.1.1.3 analytisch dargestellt. (Dieses Verhalten bestätigt im übrigen die Wahl des elektrostatischen Prinzips als geeigneten Antrieb für die Mikroaktuatorik, mit dem sich trotz oder gerade wegen der Miniaturisierung relativ hohe Kräfte erzielen lassen.)

Zu beachten ist jedoch, dass die Fehlertoleranz für kleinere Relais sinkt. Mit der kleineren Elektrodenfläche verschiebt sich die elektrostatische Kraftkurve nach unten, so dass die Ankopplungspunkte nach rechts wandern müssen, damit die Federkennlinie die elektrostatische Kurve nicht schneidet und am Ende genauso viel Kraft erzeugt wird (vgl. Abbildung 4.10). Der Ankopplungspunkt der Kontakte wird nicht weit nach rechts verschoben, da die elektrostatische Kraftkurve dort schon sehr steil ist. Das bedeutet, dass der Ankopplungspunkt der Rückstellfeder auf den Punkt der Kontaktgabe zuwandern muss. Die Federkennlinie wird steiler, die Federkonstante größer und folglich empfindlicher gegenüber Prozess toleranzen.

Der Relaisanker mit  $200\ \mu\text{m}$  Durchmesser stellt in der Summe seiner Eigenschaften den besten Kompromiss zwischen Leistung und Fehlertoleranz dar und wird deshalb ausgewählt. Er erzeugt eine elektrostatische Gesamtkraft von fast  $700\ \mu\text{N}$ . Abbildung 5.7 zeigt das Viertelmodell des Relaisankers mit der simulierten, maximalen Deformation, und Abbildung 5.8 stellt die simulierte Auslenkung des Relaisanker-Zentrums über der angelegten Spannung dar.

Die Kontaktgabe erfolgt bei 32 Volt. Das „fehlerlos produzierte“ Relais erzeugt eine Kontaktkraft von  $188\ \mu\text{N}$  und eine Rückstellkraft von  $146\ \mu\text{N}$  und erfüllt die Anforderungen der Kontakte. Die Elektroden berühren sich bei einer Potentialdifferenz von 40 V.

Die aus den zu erwartenden Prozessstreuungen resultierenden Abweichungen von diesem Schaltverhalten erhält man aus den Simulationen der FE-Relais-Modelle, deren Dimensionen um die in Tabelle 5.1 aufgeführten Toleranzen abweichen (vgl. Kapitel 5.1.2). Die Auswirkungen auf die Kräfte und Spannungen werden in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

<i>E-Modul von Polysilizium</i>	158 GPa $\pm$ 4 GPa
<i>Breite / Länge der Rückstellfeder</i>	20 $\mu\text{m}$ $\pm$ 0.5 $\mu\text{m}$ / 35 $\pm$ 0.25 $\mu\text{m}$
<i>Dicke der Feder und des Relaisankers</i>	2.5 $\mu\text{m}$ $\pm$ 50 nm
<i>Höhe der Relaisanker-Verstärkung</i>	5.85 $\mu\text{m}$ $\pm$ 100 nm
<i>Auslenkung der Rückstellfeder</i>	0.35 $\mu\text{m}$ $\pm$ 10 nm
<i>Stellweg: Kontaktgabe <math>\rightarrow</math> Stopperaufsetzen</i>	0.25 $\mu\text{m}$ $\pm$ 7.5 nm
<i>Stellweg: Stopperaufsetzen <math>\rightarrow</math> Kurzschluss</i>	0.55 $\mu\text{m}$ $\pm$ 16.5 nm

**Tabelle 5.1:** Aufgelistet sind die das Schaltverhalten beeinflussenden, maximal zu erwartenden Parameterstreuungen für das Relais, welches den besten Kompromiss zwischen Kraft, Schaltspannung und Fehlertoleranz darstellt.

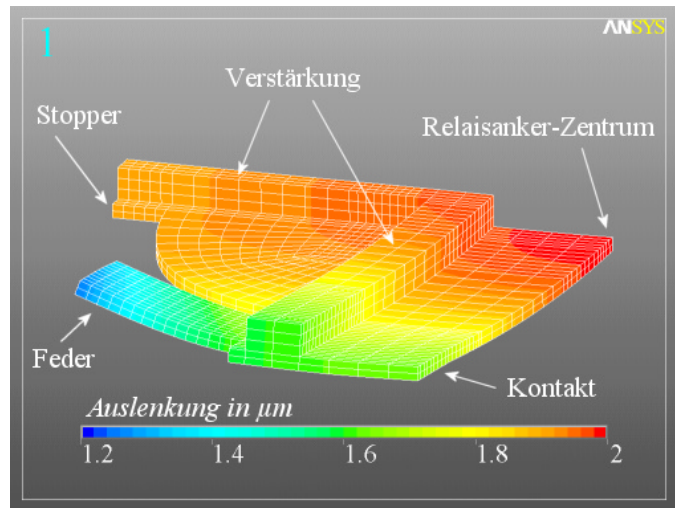


Abbildung 5.7: Simulierte Auslenkung in z-Richtung eines Viertels des Relaisankers mit 200 µm Durchmesser bei 39 Volt. Die Deformation ist 25-fach überhöht dargestellt. Zunächst wird die Rückstellfeder (vorne links) bis zur Kontaktgabe bei 1.6 µm ausgelenkt. Die Stopper setzen bei 1.85 µm Auslenkung auf. Mit der angelegten Spannung von 39 Volt ist die Lage gerade noch stabil. Bei weiterer Erhöhung der Schaltspannung kommt es zum Kurzschluss durch Snap-Down des Relaisanker-Zentrums.

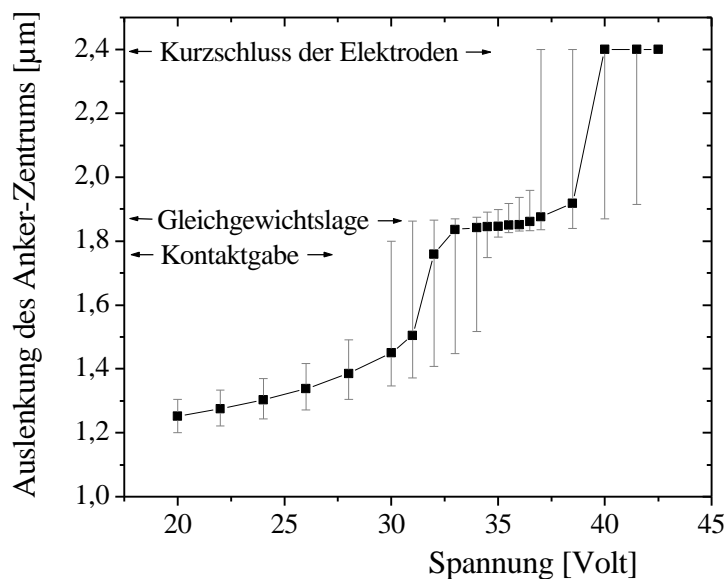


Abbildung 5.8: Simulierte maximale Auslenkung des Relaisankers mit 200 µm Durchmesser in Abhängigkeit der angelegten Schaltspannung. Gezeigt sind der Kurvenverlauf für ein „fehlerlos produziertes“ Relais und die maximalen, simulierten Abweichungen aufgrund der Prozesstoleranzen aus Tabelle 5.1. Die Federkonstante der Rückstellfeder bestimmt die zum Erreichen der Gleichgewichtslage nötige Spannung. Diese Spannung schwankt also mit den streuenden Abmessungen der Feder.

Bereits kleine Spannungsdifferenzen haben im steilen Bereich der Kennlinie großen Einfluss auf die Auslenkung. Nach Erreichen der Gleichgewichtslage im flachen Teil der Kennlinie sind die Streubalken deutlich kleiner. Der kritische Punkt der Auslenkung ist überwunden und die Kontakte und Stopper sitzen auf.

Im weiteren Verlauf der Kennlinie kommt es zum Kurzschluss durch Snap-Down. Hier spielen die übrigen Prozesstoleranzen eine Rolle, die großen Schwankungen resultieren wiederum aus der steilen Kennlinie.



E-Modul [GPa]	Breite Rückstellf. [µm]	Länge Rückstellf. [µm]	Dicke Poly [µm]	Höhe Verstärkung [µm]	Auslenkung Rückstellfeder [µm]	Abstand Kontakt zu Stopper [µm]	Abstand Stopper zum Kurzschluss [µm]	Rückstellkraft [µN]	Kontaktkraft [µN]	Kontaktgabe bei [V]	Kurzschluss bei [V]
<i>Optim. Design ohne Fehler</i>	20	35	2.5	5.85	0.35	0.25	0.55	146	188	32	40
<i>Fehler-Kombination 1)</i>	20.5	34.75	2.55	5.95	0.36	0.2575	0.5665	<b>165</b>	179	<b>34.5</b>	40.5
Breite, kurze Rückstellfedern bei einer steifen Struktur (hoher E-Modul, dicke Poly-Schichten) führen zu hohen Kräften, die dann auch höhere Spannungen benötigen (Kontaktgabespannung) bzw. zulassen (Kurzschlussspannung).											
<i>Fehler-Kombination 2)</i>	19.5	35.25	2.55	5.95	0.34	0.2575	0.5665	148	<b>195</b>	31.5	39.5
Weniger steife Rückstellfedern (laterale Abmessungen) und deren geringere Auslenkung führen zu einer kleineren Rückstellkraft und einer geringeren Kontaktgabespannung. Der restliche Relaisanker ist aber ebenso steif wie im Fall 1) und ermöglicht maximale Kontaktkraft.											
<i>Fehler-Kombination 3)</i>	20.5	34.75	2.45	5.75	0.36	0.2425	0.5335	153	<b>140</b>	31.5	37.5
Der Relaisanker ist maximal weich. Zusätzlich erzeugen die kurzen, breiten Rückstellfedern eine relativ große Rückstellkraft, so dass die Kontaktkraft minimal wird.											
<i>Fehler-Kombination 4)</i>	19.5	35.25	2.45	5.75	0.34	0.2425	0.5335	<b>130</b>	150	<b>29.5</b>	<b>37</b>
Der Relaisanker ist so weich wie im Fall 3). Zusätzlich sind die Rückstellfedern ebenfalls weich (laterale Abmessungen und kleine Auslenkung). Die Rückstellkraft wird minimal, die Spannungen ebenfalls, weil sich die weiche Struktur besonders leicht verformt. Wegen der kleinen Rückstellkraft bleibt etwas mehr für die Kontaktkraft.											
<i>Fehler-Kombination 5)</i>	19.5	35.25	2.55	5.95	0.34	0.2425	0.5665	144	185	33	<b>42.5</b>
Die kleine Rückstellkraft, die den Relaisanker nur wenig verformt, die steife Struktur und der große verbleibende Abstand bis zum Aufsetzen der Relaisanker- auf der Schaltelektrode maximieren die Kurzschlussspannung. Der steife Relaisanker kommt auch der Ausbildung einer großen Kontaktkraft zu Gute.											

**Tabelle 5.2: Simulierte Werte für die Rückstell- und Kontaktkraft sowie die elektrischen Spannungen, bei welchen die Kontaktgabe erfolgt und die Relaisanker-Elektrode auf der Schaltelektrode aufsetzt (Schließen des Schaltkreises).**  
 Alle Werte der Tabelle resultieren aus Simulationen des nach Tabelle 5.1 dimensionierten Relais mit 100 µm Relaisanker-Elektrodenradius, das sich als Ergebnis des Simulationsprozesses als das beste Design herausgestellt hat. Die Werte für ein „fehlerlos produziertes“ Relais stehen in der ersten Zeile. In den Zeilen darunter, fettgedruckt, die jeweils maximalen und minimalen Werte, die aus den zu erwartenden Prozessstreuungen resultieren. Die gesamte Tabelle repräsentiert also die Simulationsergebnisse der selben Relais-Dimensionierung, wobei aber die Prozessstreuungen mit jeder neuen Doppelzeile in solch einer Weise kombiniert sind, dass die Abweichungen vom Idealfall maximal werden.

Kritisch für das Schaltverhalten ist ein zu kleiner Abstand zwischen der für die Kontaktgabe nötigen Spannung und der Kurzschlussspannung. Will man alle Relais mit derselben Spannung betreiben, muss diese in einem sehr engen Bereich zwischen der höchsten Schaltspannung von 34.5 Volt und der kleinsten Kurzschlussspannung von 37 Volt aus Tabelle 5.2 liegen. Diesem Bereich entspricht der flache Teil der Kennlinie mit kleinen Fehlerbalken aus Abbildung 5.8.

Die Prozesstoleranzen über einen Wafer sind deutlich geringer als die über einer Charge oder der gesamten Produktion. Die prozessbedingte Schichtdickentoleranz und die Fehljustage ist für alle Relais eines Wafers gleich. Streuungen der Ansteuerspannung und der Kräfte resultieren dann nur aus den sehr viel kleineren Inhomogenitäten der Schichten. Da die Spannung auch Auswirkungen auf die Schaltzeit hat, wäre es also günstig, die Betriebsspannung der Relais von Wafer zu Wafer individuell und so groß wie möglich festzulegen. Dazu könnte ein Relais eines jeden Wafers über seinen Spannungs-Weg-Zusammenhang kalibriert und der gefundene Spannungswert für alle Relais dieses Wafers angewendet werden.

### 5.3 Zusammenfassung und Layout des Relaisankers

Die Simulation hat die Ergebnisse der analytischen Rechnung qualitativ bestätigt. Wegen der mehrdimensionalen Biegung des Relaisankers und seiner Elektrode müssen die substratnormalen Abstände aber korrigiert werden.

Die Querverwölbung des Relaisankers verkleinert auch die Federkonstante der Rückstellfeder, so dass diese, um die selbe Kraft aufbauen zu können, deutlich kürzer ausfällt als in der analytischen Abschätzung angenommen. Ein Vergleich der Abmessungen ist in Tabelle 5.3 und das zugehörige, endgültige Layout in Abbildung 5.9 dargestellt.

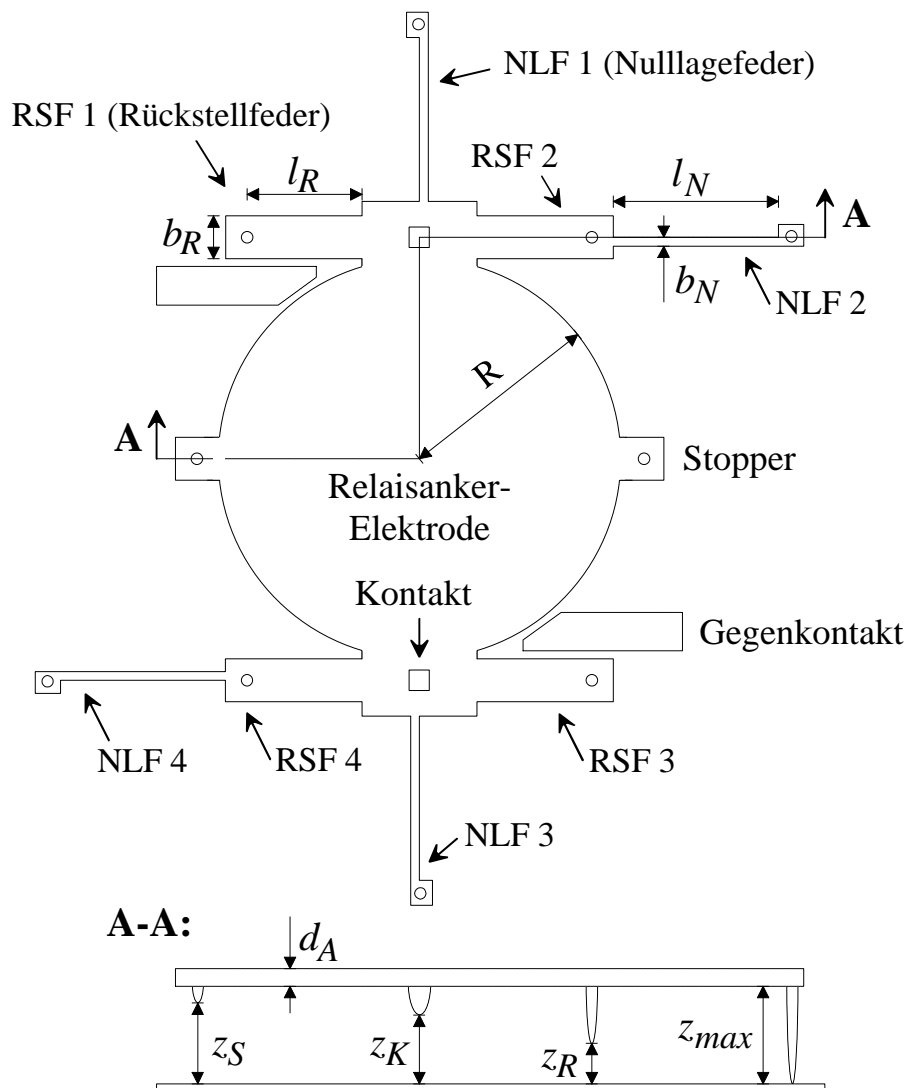
Unter Berücksichtigung der zur Verfügung stehenden technologischen Möglichkeiten werden Kontaktkräfte zwischen 140 und 195  $\mu\text{N}$  und Rückstellkräfte zwischen 130 und 165  $\mu\text{N}$  bei einer Schaltspannung von etwa 35 Volt erwartet. Auch der Kontaktabstand in Nulllage erfüllt mit 1.6  $\mu\text{m}$  die Anforderungen der Mikrokontakte.

	<b>endgültiges Design nach der Simulation</b>	analytische Abschätzung aus Kapitel 4.1
<i>Relaisanker-Radius <math>R</math></i>	<b>100 <math>\mu\text{m}</math></b>	100 $\mu\text{m}$
<i>RSF-Breite <math>b_R</math></i>	<b>20 <math>\mu\text{m}</math></b>	22 $\mu\text{m}$
<i>RSF-Länge <math>l_R</math></i>	<b>35 <math>\mu\text{m}</math></b>	48 $\mu\text{m}$
<i>NLF-Breite <math>b_R</math></i>	<b>4 <math>\mu\text{m}</math></b>	4 $\mu\text{m}$
<i>NLF-Länge <math>l_R</math></i>	<b>55 <math>\mu\text{m}</math></b>	55 $\mu\text{m}$
<i>Ankerdicke <math>d_A</math></i>	<b>2.5 <math>\mu\text{m}</math></b>	2.5 $\mu\text{m}$
<i>Elektrodenabstand <math>z_{max}</math></i>	<b>2.4 <math>\mu\text{m}</math></b>	2.4 $\mu\text{m}$
<i>Stopperabstand <math>z_S</math></i>	<b>1.85 <math>\mu\text{m}</math></b>	2.05 $\mu\text{m}$
<i>Kontaktabstand <math>z_K</math></i>	<b>1.6 <math>\mu\text{m}</math></b>	1.75 $\mu\text{m}$
<i>RSF-Abstand <math>z_R</math></i>	<b>1.25 <math>\mu\text{m}</math></b>	1.3 $\mu\text{m}$

**Tabelle 5.3: Abmessungen des Relaisankers, die mit der Simulation festgelegt wurden, im Vergleich zu den Werten, die sich aus der analytischen Rechnung ergeben haben. (RSF: Rückstellfeder; NLF: Nulllagefeder).**

Das Layout des Relais unterscheidet sich mit den seitlich des Brückenkontakts angebrachten Rückstellfedern geringfügig von dem in Abbildung 3.1 vorgestellten Design. Wegen der Drehinitialisierung und der beengten Platzverhältnisse werden die Nulllagefedern anders am Relaisanker verteilt und die Gegenkontakte etwas anders ausgeführt. Dies hat jeweils keine Auswirkungen auf die Funktion.

Das Verstärkungsprofil ist hier nicht eingezeichnet. Es verläuft, wie in Abbildung 3.10 oder Abbildung 5.7 zu sehen, beiderseits des Brückenkontakts und seitlich in Richtung Stopper. Der Querschnitt wird gemäß Abbildung 4.4 dimensioniert.



**Abbildung 5.9: Dimensionierung und Layout des Relaisankers mit allen Federn und Ankopplungsabständen. Der Schnitt A-A geht von links nach rechts durch den Stopper, die Relaisanker-Elektrode, den Kontakt, die Rückstellfeder und die Nulllagefeder. Die Maße sind in Tabelle 5.3 eingetragen.**

Die Verstärkung ist nicht eingezeichnet. Der Verstärkungs-Querschnitt wird gemäß Abbildung 4.4 dimensioniert.

## 6 Herstellung des Mikrorelais

Das Mikrorelais wird in Polysilizium-Oberflächen-Mikromechanik gefertigt. Auch wenn diese Technologie viele standardisierte Prozesse nutzt, muss sie für die Herstellung des Relais angepasst werden. Das Kapitel gibt zunächst eine kurze Übersicht über den gesamten Prozessablauf und erläutert anschließend detailliert die einzelnen Herstellungsschritte.

Abbildung 6.1 zeigt den fertig prozessierten Relais-Chip vor dem Freilegen. Die Kantenlänge beträgt 700  $\mu\text{m}$ . Der eigentliche Relais-Aktuator misst 380\*420  $\mu\text{m}^2$ .

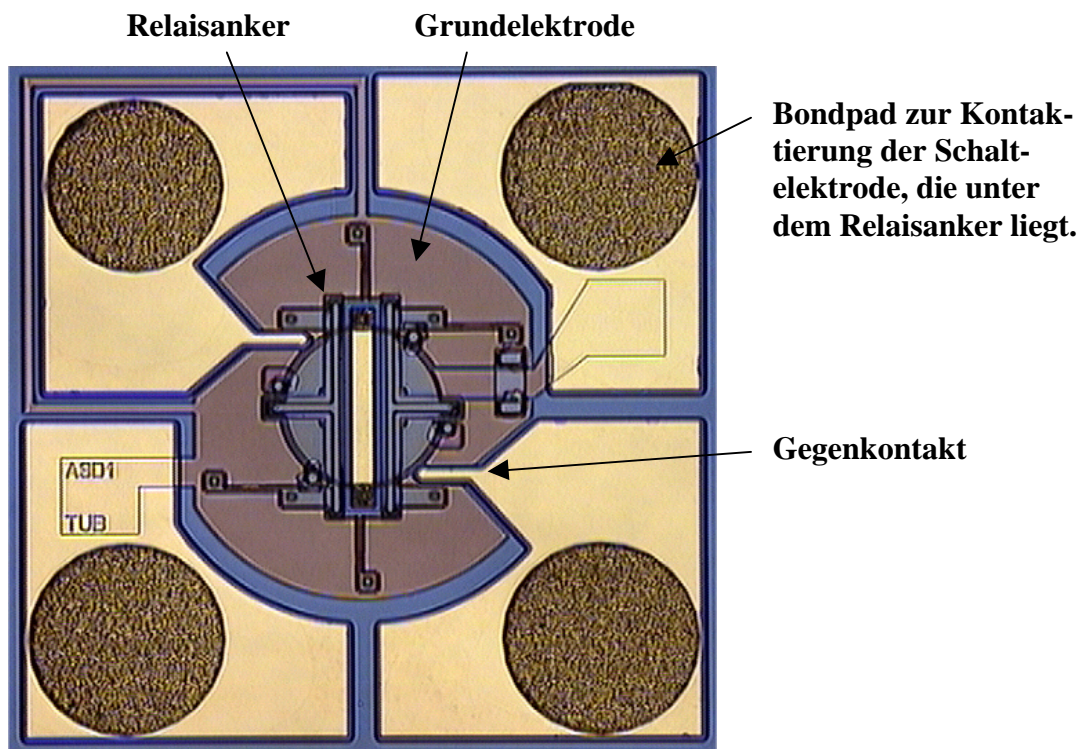


Abbildung 6.1: Das Bild zeigt ein Foto des fertig prozessierten Relais-Chips mit dem Relaisanker im ungedrehten Zustand in der Mitte und den vier Bonpads. Der Chip misst 700\*700  $\mu\text{m}^2$ , der Durchmesser des Relaisankers beträgt 200  $\mu\text{m}$ .

### 6.1 Die Schritte des Prozessablaufs im Überblick

Es werden Opferschichten aus phosphordotiertem LPCVD-Low-Temperature-Oxide (PSG), drei Lagen LPCVD-Polysilizium für die elektro-mechanische Struktur, gesputtertes und galvanisch verstärktes Gold für die Kontakte und Bondpads sowie LPCVD-Siliziumnitrid ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) für die Kontaktisolation eingesetzt. Als Substrat dienen 525  $\mu\text{m}$  dicke, (100)-orientierte 4"-Siliziumwafer, mit 100 nm thermischem Oxid und 180 nm LPCVD-Siliziumnitrid beschichtet werden. Die Folgeschichten werden dadurch vom Substratmaterial isoliert.

Die folgenden Abbildungen geben einen Überblick über den im Ganzen 16 Masken zählenden Herstellungsprozess anhand fotografierter Draufsichten und schematischer Querschnitte.

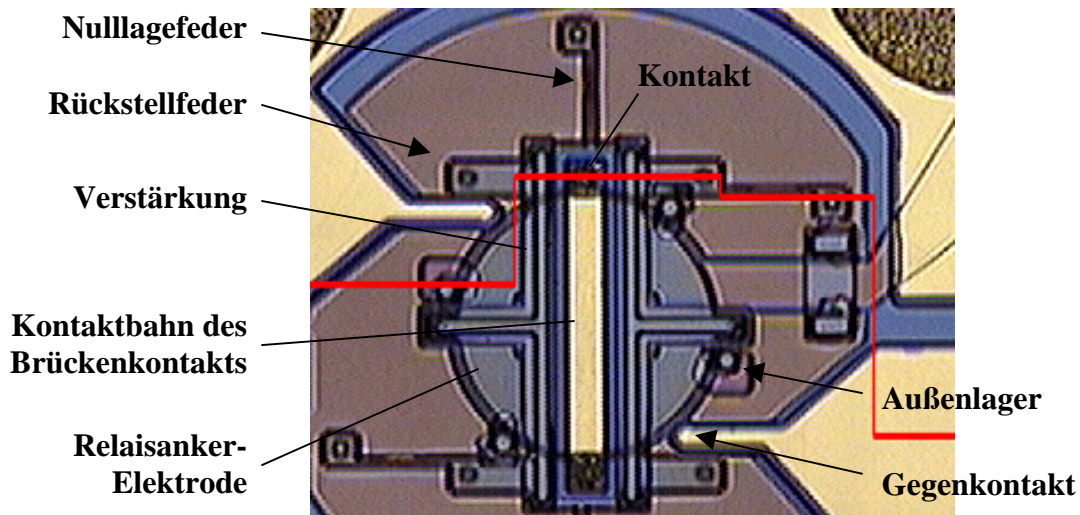


Abbildung 6.2: Das Bild zeigt einen Ausschnitt des Fotos aus Abbildung 6.1. Die eingezeichnete rote Linie ist die Schnittlinie für die in Abbildung 6.3 und Abbildung 6.4 dargestellten Querschnitte. Sie verläuft von links nach rechts durch das Außenlager, die Relaisanker-Elektrode, das linke Verstärkungs-Profil, die Durchkontaktierung des Brückenkontakts, das rechte Verstärkungs-Profil, die Rückstell- und Nullagefeder sowie die Goldschicht des Gegenkontakts.

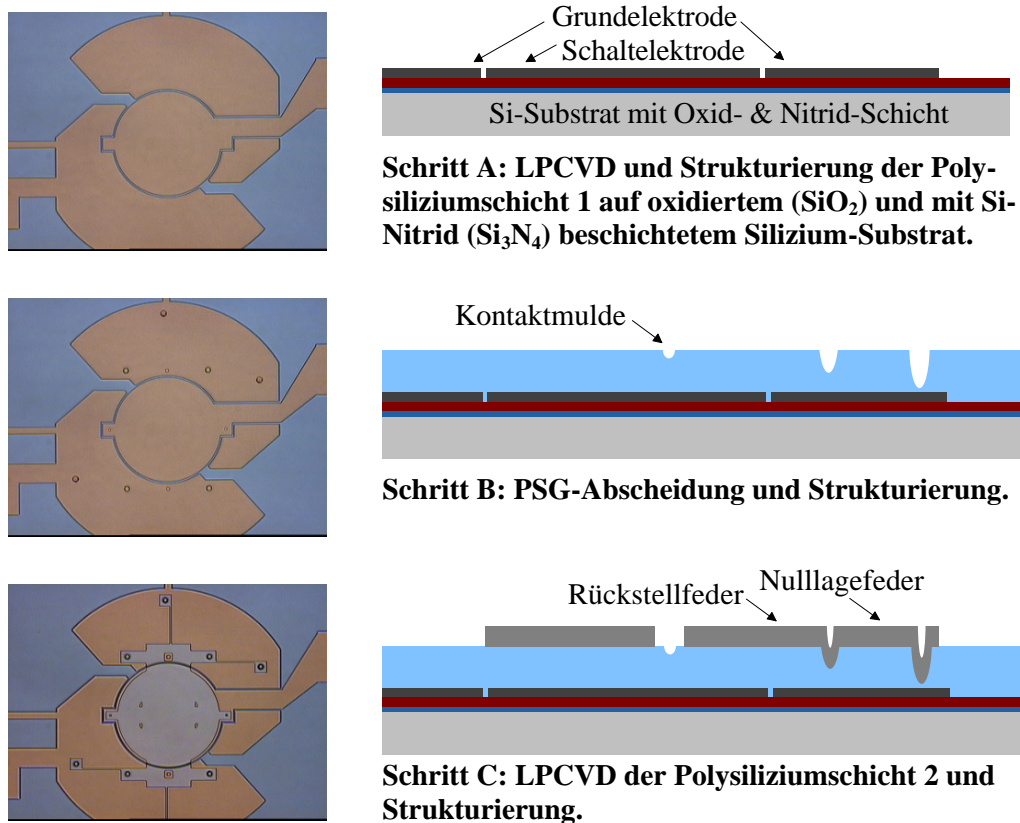
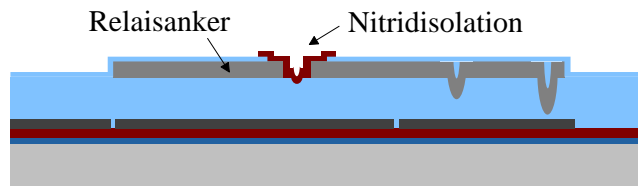
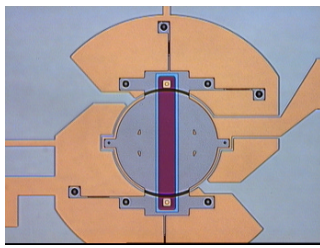
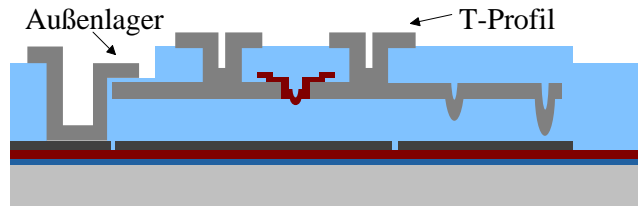
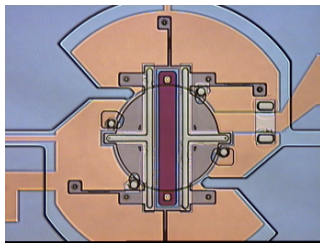


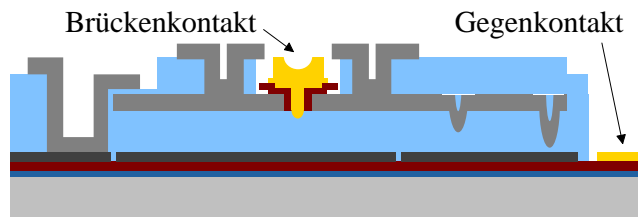
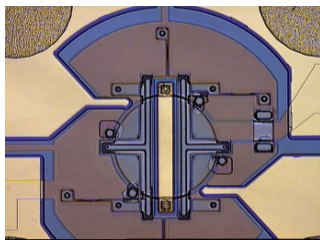
Abbildung 6.3: Wesentliche Herstellungsschritte des Mikrorelais. Links Fotos der Draufsicht und rechts Querschnitte in einer nicht maßstabgerechten Darstellung entlang der in Abbildung 6.2 eingezeichneten Schnittlinie. Fortsetzung in Abbildung 6.4.



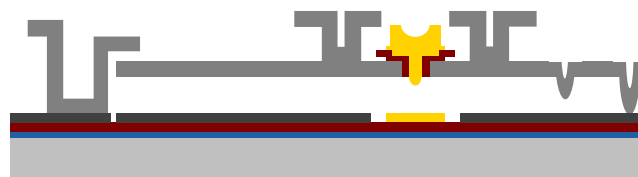
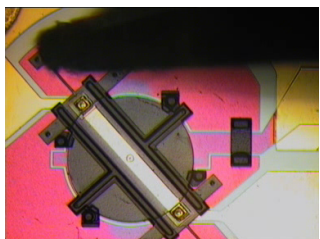
**Schritt D:  $\text{Si}_3\text{N}_4$ -Abscheidung und Strukturierung für die Schalt-Lastkreis-Isolation.**



**Schritt E: LPCVD der PSG- und Polysilizium-3-Schicht und Strukturierung.**  
Zur Verankerung des Außenlagers wird die erste PSG-Schicht ebenfalls strukturiert.



**Schritt F: Sputtern und Strukturierung der Metallisierung.** Der obere Kontakt wird zusätzlich galvanisch verstärkt.

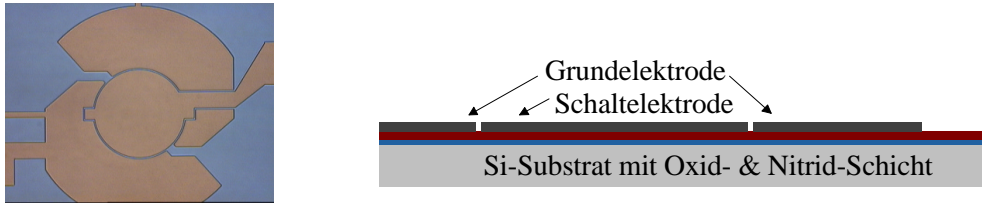


**Schritt G: Freilegen der Strukturen durch Herauslösen der Opferschichten in Flusssäure und Drehinitialisierung.** (Der Schnittverlauf stimmt nun nicht mehr mit dem der obigen Schritte überein.)

Abbildung 6.4: Fortsetzung der Herstellungsschritte aus Abbildung 6.3.

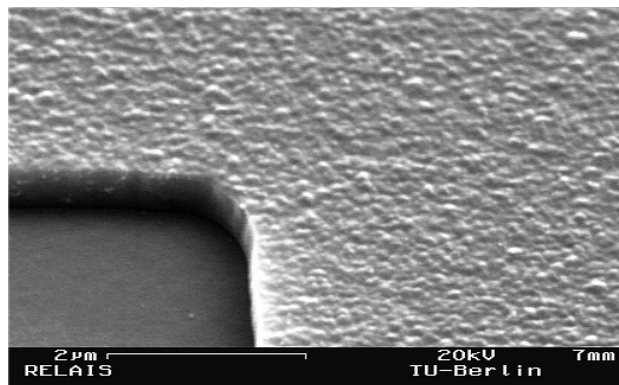
## 6.2 Detaillierte Erläuterung der einzelnen Prozessschritte

### 6.2.1 LPCVD der ersten Polysiliziumschicht und Strukturierung (Schritt A)



Auf einem einseitig polierten, thermisch oxidierten (110 nm bei 1000°C) und im LPCVD-Verfahren mit  $\text{Si}_3\text{N}_4$  (180 nm, Prozessparameter siehe Kapitel 6.2.4) beschichteten, 525  $\mu\text{m}$  dicken Siliziumwafer wird Polysilizium-1 in einer Dicke von 400 nm im LPCVD-Reaktor abgeschieden. Der Prozessdruck beträgt 100 mTorr, der Silanfluss 100 sccm und die Abscheidetemperatur 620°C. Mit diesen Parametern erhält die Schicht eine „raue“ Oberfläche, auf der sich die folgenden Polysilizium-Strukturen gut verankern lassen. Die Topologie der Schicht vermindert auch den Sticking-Effekt [159], da die Auflagefläche anhaftender Strukturen gegenüber einer glatten Oberfläche reduziert ist.

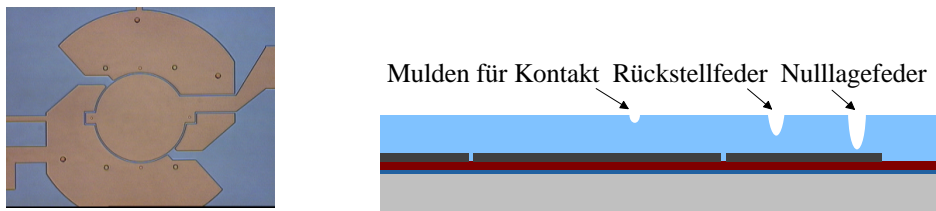
Die Grundelektrode, die Schaltelektrode und die Leiterbahnen bestehen aus Polysilizium-1, das dazu im reaktiven Plasma (RIE) mit  $\text{SF}_6$  und  $\text{Cl}_2\text{C}_2\text{F}_5$  strukturiert wird. Abbildung 6.5 zeigt eine REM-Aufnahme der Schicht.



**Abbildung 6.5: REM-Aufnahme der strukturierten, ersten Polysilizium-Schicht, die bei 620°C im LPCVD-Reaktor abgeschieden wird. Die Strukturkante ist 400 nm hoch. Links unten im Bild ist die Siliziumnitrid-Deckschicht des Substrates zu sehen.**

Während der diversen Temperschritte im weiteren Prozessverlauf diffundiert ausreichend Phosphor aus den folgenden LTO-Phosphorsilikatschichten (PSG) in das Polysilizium, so dass sich ein Schichtwiderstand von 120  $\Omega/\square$  einstellt.

## 6.2.2 PSG-Abscheidung und Strukturierung (Schritt B)



Die Opferschichten bestehen aus phosphordotiertem Low-Temperature-Oxide (LTO) und werden im LPCVD-Reaktor aus dem Gasmisch Silan ( $\text{SiH}_4$ ), Sauerstoff und Phosphin ( $\text{PH}_3$ ) abgeschieden. Die Abscheidetemperatur ist mit  $420^\circ\text{C}$  sehr niedrig für einen thermisch aktivierten LPCVD-Prozess und führt zu einer wenig kompakten, amorphen Phosphorsilikatschicht (PSG), die sich durch gute Refloweigenschaften und eine hohe Ätzrate auszeichnet.

Dieses PSG dient als Negativform für die nachfolgende Polysiliziumschicht und die oberen Kontakte. Der Durchmesser der Auflagefläche der Federn und der Kontakte beträgt maskenseitig  $4\ \mu\text{m}$ , verbreitert sich jedoch proportional zur Tiefe der Mulde wegen des isotropen Ätzprozesses.

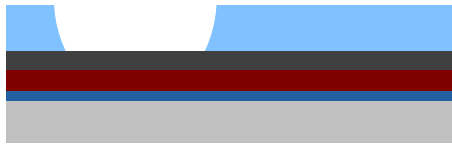
Abbildung 6.6 zeigt am Beispiel der Federankopplungspunkte, wie die Opferschicht in Teilschritten abgeschieden und mittels zweier Photolithographieschritte und Ätzen in gepufferter Flußsäure ( $\text{NH}_4\text{F}$ ) strukturiert wird.

Die schrittweise Abscheidung gewährleistet, dass die für die Funktion des Relais wichtigen Maße wie Kontakt-, Elektroden- und Ankopplungsabstände durch die Abscheiderate und -zeit und nicht durch die Ätzrate und -zeit bestimmt werden. Die Fertigungsgenauigkeit und Reproduzierbarkeit ist erhöht, insbesondere auch, weil diese Maße mittels optischer Schichtdickenmessung kontrolliert werden können.

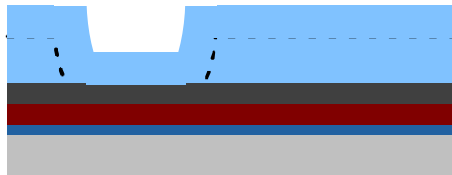
Die letzte,  $100\ \text{nm}$  dicke PSG-Schicht stellt sicher, dass auch die Nulllagefeder beim späteren Freilegen des Relais gelöst wird und sich der Relaisanker zum Initialisieren drehen lässt. Die Gesamtschichtdicke beträgt nun  $2.5\ \mu\text{m}$ .

Während des zweistündigen Temperprozesses bei  $1050^\circ\text{C}$  nimmt die Dichte der Schicht zu, so dass sie um etwa 3% schrumpft. Die Fließfähigkeit der Phosphorsilikatschicht bei dieser Temperatur wird vom Phosphorgehalt positiv beeinflusst und führt zu einer glatten Oberfläche mit weicher Kantenbedeckung (Reflow-Effect). Der Phosphorgehalt sollte 2.5 Atomprozent nicht übersteigen, da sich sonst Blasen bilden [138].

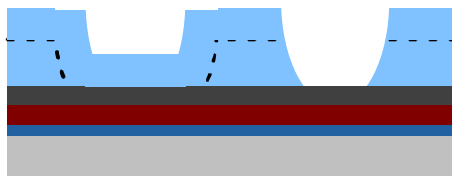




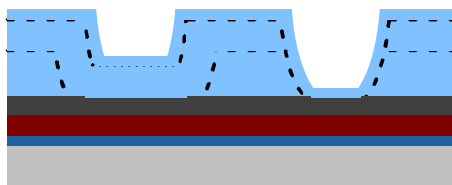
**Schritt 1:**  
LPCVD-Abscheidung und nasschemische Strukturierung der ersten PSG-Schicht (1.15  $\mu\text{m}$ ). Sie definiert die Mulde für den Ankopplungspunkt der Rückstellfeder.



**Schritt 2:**  
Abscheidung der zweiten PSG-Schicht (1.25  $\mu\text{m}$ ). Sie definiert den Ankopplungsabstand der Rückstellfeder. Die Tiefe der Mulde ändert sich nicht. Die Gesamtdicke (2.4  $\mu\text{m}$ ) legt den Elektrodenabstand fest.



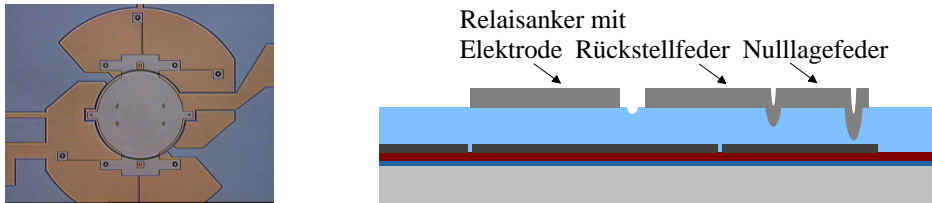
**Schritt 3:**  
Strukturierung der Mulde der Nulllagefeder (rechts). Die Tiefe der linken Mulde bleibt unverändert.



**Schritt 4:**  
Abscheidung einer dünnen PSG-Schicht (100 nm), die nicht mehr strukturiert wird. Sie entkoppelt die Nulllagefeder beim späteren Freilegen vom Substrat.

**Abbildung 6.6:** Erzeugung kleiner Mulden exakter Tiefe durch wiederholtes Abscheiden und Strukturieren von PSG-Schichten am Beispiel der Feder-Ankopplungspunkte. Ebenso wird mit der Kontaktmulde verfahren, die den Kontaktabstand definiert (nicht dargestellt). Ein Überätzen ist wegen der Polysilizium- oder Nitrid-Ätzstoppschicht unbedenklich.

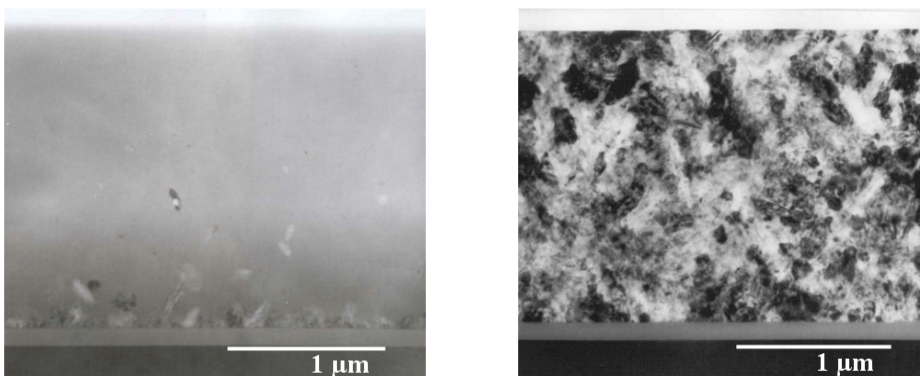
### 6.2.3 LPCVD der zweiten Polysiliziumschicht und Strukturierung (Schritt C)



Die bewegliche Elektrode, die Stopper, die vier Rückstellfedern und die vier Nullagefedern werden aus der zweiten, 2,5  $\mu\text{m}$  dicken Polysiliziumschicht gefertigt. Die intrinsischen Spannungen müssen klein und der Spannungsgradient in Aufwuchsrichtung Null sein, damit sich der Relaisanker nicht verwölbt.

Feinkörniges, polykristallines Silizium, das bei 590°C im LPCVD-Reaktor abgeschieden wird, hat eine glatte Oberfläche und erfüllt die Anforderungen bezüglich der Schichtspannungen. Mit einem Silanfluss ( $\text{SiH}_4$ ) von 70 sccm bei 100 mTorr Prozessdruck ergibt sich eine Abscheiderate von 120 nm/h.

Die Schicht ist zunächst überwiegend amorph mit einer dünnen polykristallinen Startschicht. Die intrinsischen mechanischen Druckspannungen betragen einige 100 MPa. Durch starke Phosphordotierung und anschließende Temperung kann die Druckspannung bis auf wenige 10 MPa abgebaut werden [134]. Die Schicht wird dabei durchgängig polykristallin. Die Dotierung erfolgt mittels Diffusion aus einem mit  $\text{H}_2\text{O}/\text{POCl}_3$ -Gas bei 975°C aufgewachsenen Feuchtoxid. Die Polysilizium-Schicht verliert dabei 88 nm an das 200 nm dicke Oxid (44%) und erhält einen Schichtwiderstand von 16  $\Omega/\square$ . Die TEM-Aufnahmen der Abbildung 6.7 vergleichen identisch abgeschiedene Schichten vor und nach der Dotierung und Temperung.



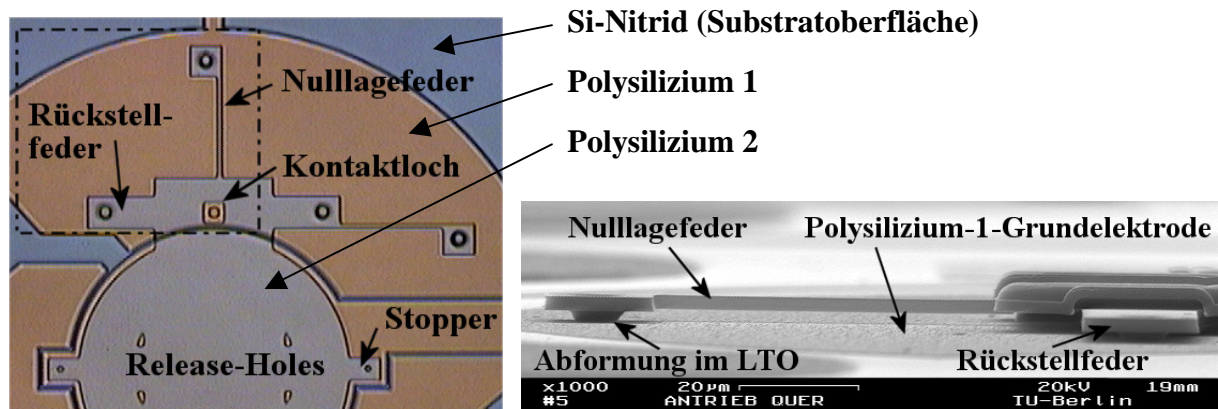
**Abbildung 6.7:** TEM-Aufnahmen zweier Polysilizium-Schichten, die bei 590°C auf einem oxidierten Siliziumwafer abgeschieden wurden. Links wie abgeschieden und rechts nach der Dotierung bei 975°C. Die undotierte, ungetemperte Schicht ist amorph, mit wenigen Kristalliten im unteren Bereich. Nach dem Annealing ist die Schicht gleichmäßig polykristallin mit einer Korngröße zwischen 100 und 200 nm.

Sind das Schichtwachstum und die Kristallinität nicht gleichmäßig, entstehen intrinsische Spannungen, die sich mit der Dicke ändern. Dieser Spannungsgradient wäre für die freigelegten Strukturen viel gefährlicher als eine konstante Spannung wie sie hier vorliegt. Letztere erzeugt keine Wölbung, sondern wird, im Fall des nicht eingespannten Relaisankers, durch isotrope Relaxation ausgeglichen.

Polysilizium-2 wird wie Polysilizium-1 mittels RIE strukturiert. Die Ätzzeit wird durch eine interferometrische Endpunkterkennung gesteuert, so dass der anisotrope Ätzprozess senkrechte Flanken mit einer lateralen Masken-Unterätzung von 0.5 - 1  $\mu\text{m}$  erzeugt (vgl. Kapitel 5.1.2).

Um das spätere Freilegen des Relaisankers zu erleichtern, werden in dessen Mitte vier Release-Holes strukturiert, durch welche die Flusssäure in die Opferschicht eindringen kann, um diese aufzulösen.

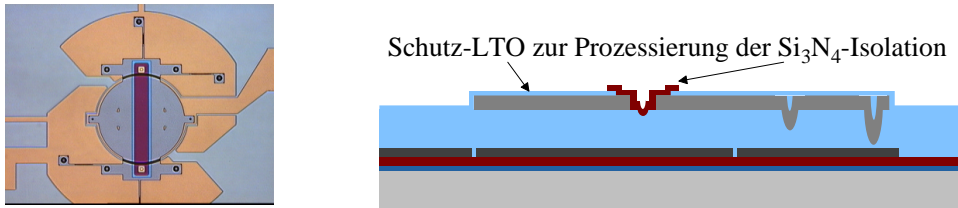
Abbildung 6.8 zeigt die aus Polysilizium-1 und Polysilizium-2 strukturierten Elemente des Relais. Die Ausformungen der Federauflagepunkte entsprechen dabei den zuvor in der Opferschicht PSG-1 definierten Mulden.



**Abbildung 6.8:** Im linken Bild ist das Foto einer Hälfte des Relaisankers nach der Polysilizium-2-Strukturierung zu sehen. Die Federn, die Stopper und die kreisförmige Elektrode mit den Release-Holes sind zu erkennen.

Das rechte Bild zeigt eine REM-Aufnahme der im linken Bild gestrichelt umrandeten Struktur. Die Blickachse liegt nahezu parallel zum Substrat. Die Nulllage- und Rückstellfeder stehen senkrecht zueinander, so dass nur die Breite der Rückstellfeder zu sehen ist. Die Opferschicht wurde entfernt. Die Struktur über der Rückstellfeder ist die Verstärkung, die erst in einem späteren Schritt prozessiert wird.

### 6.2.4 Abscheidung und Strukturierung der Nitrid-Isolation (Schritt D)



Um den Lastkreis vom Schaltkreis galvanisch zu trennen, wird der später auf der Relaisanker-Elektrode aufgebrauchte Brückenkontakt vom Relaisanker isoliert. Das beste Isolationsmaterial in der Siliziumtechnologie ist Siliziumdioxid ( $\text{SiO}_2$ ), welches aber in Form von Phosphorsilikat als Opferschicht eingesetzt wird. Die Opferschichten werden später im Prozess mit Flusssäure (HF) herausgelöst, um die beweglichen Polysilizium-Strukturen freizulegen, wobei auch die Siliziumoxid-Isolationsschicht verschwinden würde.

Als Isolationsmaterial kommt deshalb Siliziumnitrid zum Einsatz, das von HF etwa 5000 mal langsamer geätzt wird als  $\text{SiO}_2$ . Im Niederdruckverfahren aus der Gasphase abgeschiedenes Siliziumnitrid (LPCVD- $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) erreicht mit  $10^{16} \Omega\text{cm}$  für den spezifischen Widerstand und  $10^7 \text{ V/cm}$  für die Durchbruchfeldstärke nahezu ebenso hohe Werte wie Siliziumoxid und ist deshalb dem PECVD-Nitrid (plasmaunterstützte Abscheidung aus der Gasphase) vorzuziehen, dessen Schichtqualität und elektrische Eigenschaften nicht die Werte des LPCVD-Nitrids erreichen [133].

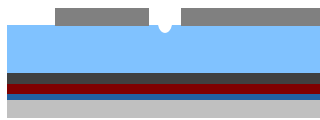
Die Nitridschicht wird in einer Dicke von 160 nm im LPCVD-Reaktor bei  $780^\circ\text{C}$  und 100 mTorr mit 30 sccm Dichlorsilan ( $\text{SiCl}_2\text{H}_2$ ) und 90 sccm Ammoniak ( $\text{NH}_3$ ) abgeschieden und anschließend im  $\text{SF}_6$ -Plasma strukturiert.

Dieser Trockenätzprozess greift Polysilizium stark an. Das Ätzenverhältnis Poly: $\text{Si}_3\text{N}_4$  beträgt etwa 20:1. Eine selektiv ätzende Alternative wäre heiße Phosphorsäure, die Ätzrate ist aber sehr gering. Stattdessen werden die Polysilizium-Strukturen durch eine Ätzstoppschicht geschützt, wofür sich LTO mit einem Ätzenverhältnis von  $\text{Si}_3\text{N}_4:\text{LTO} \sim 3:1$  anbietet. Abbildung 6.9 erläutert die Vorgehensweise schematisch.

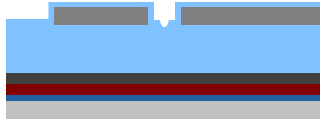
Die Nitridschicht muss außerhalb des Kontaktbereichs vollständig entfernt werden. Dies ist auf ebenen Flächen keine Schwierigkeit, während hohe, senkrechte Flanken mehr Probleme bereiten, weil der verwendete Plasmareaktor ein Anisotropieverhältnis (vertikale zu lateraler Nitrid-Ätzrate) von ca. 2:1 aufweist.

Die Nitridschicht wird deshalb um 150% überätzt und die Dicke der LTO-Ätzstoppschicht an die verlängerte Ätzzeit angepasst. Sie wird zu 200 nm gewählt, wovon nach der Strukturierung des Nitrids 100 nm stehen bleiben.

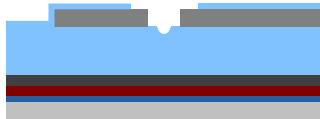
Sowohl die Haftung des Nitrids auf dem Polysilizium als auch die Flanken- und Kantenbedeckung sind gut, wie der Querschliff in Abbildung 6.10 zeigt. Das Kontaktloch mit der fertig prozessierten Nitridschicht ist in Abbildung 6.11 in je einer REM-Aufnahme von oben und von unten zu sehen. Die Isolation ist noch geschlossen und wird vor der Metallisierung im Bereich der Kontaktmulde (der späteren Kontaktfläche) geöffnet.



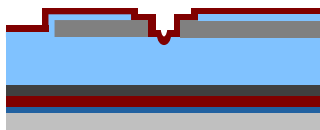
**Ausgangssituation:**  
**Kontaktloch im Polysilizium-1 und Kontaktmulde im PSG.**



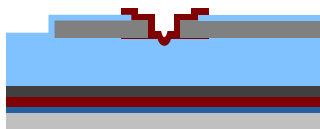
**Schritt 1:**  
**Abscheidung einer dünnen LTO-Ätzstoppschicht.**



**Schritt 2:**  
**Strukturierung der LTO-Schicht im Kontaktbereich. Die Überätzung muss kontrolliert erfolgen, damit der Kontaktabstand nicht verfälscht wird.**

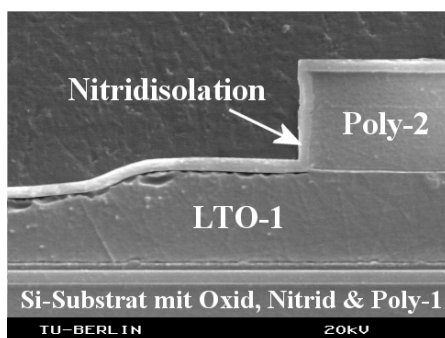


**Schritt 3:**  
**Abscheidung der Isolationsschicht aus LPCVD-Siliziumnitrid.**

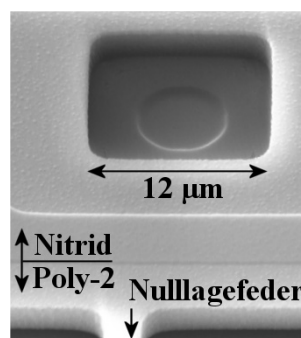


**Schritt 4:**  
**Strukturierung des Nitrids im RIE-Ätzer. Die LTO-Schicht schützt die darunter liegenden Strukturen vor dem Ätzangriff.**

**Abbildung 6.9:** Schematische Darstellung zur Prozessierung der Nitridisolation mit Hilfe einer LTO-Ätzstoppschicht.



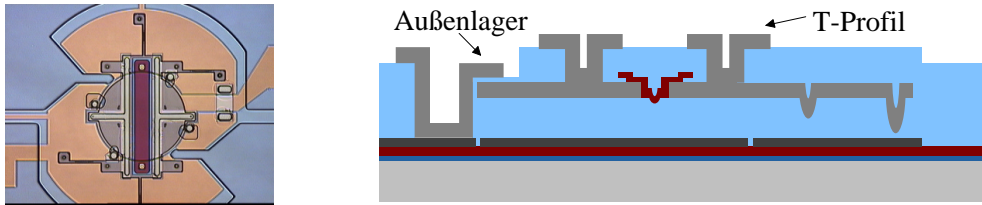
**Abbildung 6.10:** REM-Aufnahme eines Querschliffes durch das Kontaktloch und die Kontaktmulde (links im Bild). Die Defekte entstehen beim Schleifen der Probe. Der Schichtaufbau wird durch leichtes Anätzen sichtbar.



**Abbildung 6.11:** Im linken Bild eine REM-Aufnahme des isolierten Kontaktlochs von oben mit der tieferliegenden, kreisförmigen Kontaktmulde.

Im rechten Bild eine Aufnahme von unten. In der Mitte der Nitridisolation bildet sich die im PSG definierte Kontaktmulde als Erhebung ab. Dort entsteht im weiteren Prozessverlauf der Goldkontakt.

### 6.2.5 LPCVD und Strukturierung des PSG und Polysiliziums 3 (Schritt E)



Die Abscheideparameter der letzten Opferschicht gleichen denen der vorangegangenen PSG-Schichten. Es werden 2400 nm abgeschieden, die sich mit der Restdicke der Nitrid-Ätzstopp-schicht zu wiederum 2,5  $\mu\text{m}$  addieren.

Ungetempertes PSG erreicht mit 500 nm/min eine deutlich höhere Nassätzrate als getempertes PSG mit 280 nm/min. Die Wafer werden deshalb vor der PSG-Strukturierung bei 1030°C getempert, um die Ätzraten anzugleichen.

Im Fall der Lagerverankerung muss eine 5  $\mu\text{m}$  dicke PSG-Schicht geöffnet werden. Dies führt bei nasschemischer Strukturierung wegen der langen Ätzzeit zu Problemen mit der Photolackmaske. Der isotrope Ätzprozess verbreitert die Strukturen zudem um mindestens 10  $\mu\text{m}$ . Sämtliche Mulden und Löcher werden deshalb im  $\text{SF}_6$ -Plasma vorstrukturiert und nach einer erneuten Lithographie nasschemisch in Ammoniumfluorid fertiggeätzt. Die RIE-Ätzung ist nicht so isotrop wie die nasschemische Strukturierung, letztere stoppt dagegen selektiv auf Polysilizium.

Das Lagerspiel, das den Abstand zwischen der Relaisanker-Elektrode und dem Außenlager definiert, ist kein für die Relaisfunktion kritisches Maß. Es wird auf etwa 500 nm eingestellt, indem eine 2  $\mu\text{m}$  tiefe Mulde in die PSG-Schicht geätzt wird.

Sofort nach dem Öffnen der Verankerungsstellen wird Polysilizium-3 abgeschieden, so dass die Bildung einer Oxidschicht verhindert wird und die Polysiliziumschichten sicher aufeinander haften. Das Lager wird auf Poly-1 und die T-Profil-Verstärkungen auf Poly-2 verankert.

Entscheidend für die Planarität der Relaisanker-Elektrode ist, dass die intrinsischen Spannungen der zweiten und dritten Polysiliziumschicht gleich sind. Die Abscheideparameter für Poly-3 gleichen also denen von Poly-2. Ebenso wird die selbe Dicke gewählt und die gleiche Dotierung und Temperung durchgeführt. Anschließend werden die Außenlager und die Verstärkungsprofile strukturiert. Der Prozess gleicht dem von Poly-2 mit einer etwas höheren Überätzzeit.

Abbildung 6.12 zeigt ein Foto eines Querschliffs durch den Relaisanker auf Höhe der Durchkontaktierung des Brückenkontakts (vgl. Abbildung 3.10 und Abbildung 4.4).

Abbildung 6.13 zeigt REM-Aufnahmen der Lager und Verstärkungsprofile mit den drei Polysilizium-Schichten. Die Lager sind auf der Grundelektrode verankert und liegen beim Betrieb mit dem Relaisanker auf Masse-Potential.



Abbildung 6.12: Foto eines Schliffs quer durch die Verstärkungsprofile des Relaisankers.

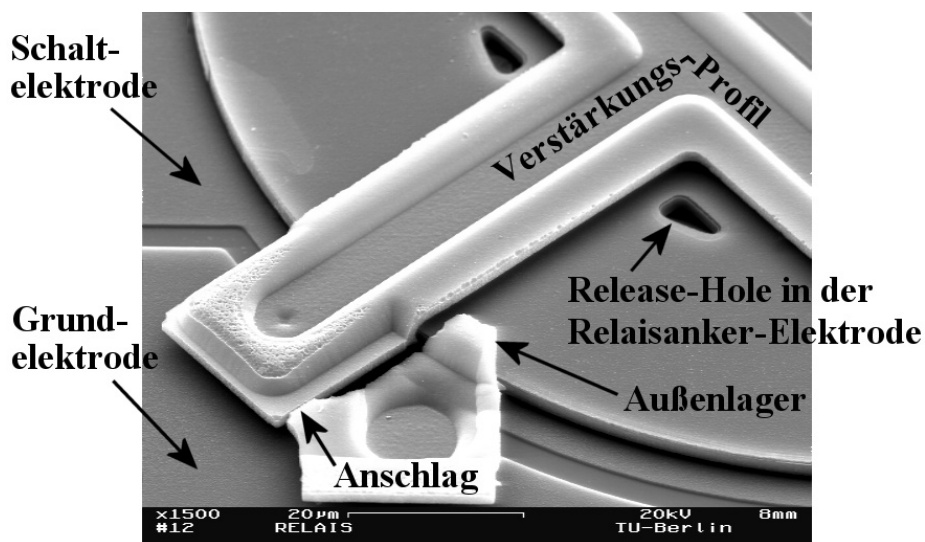
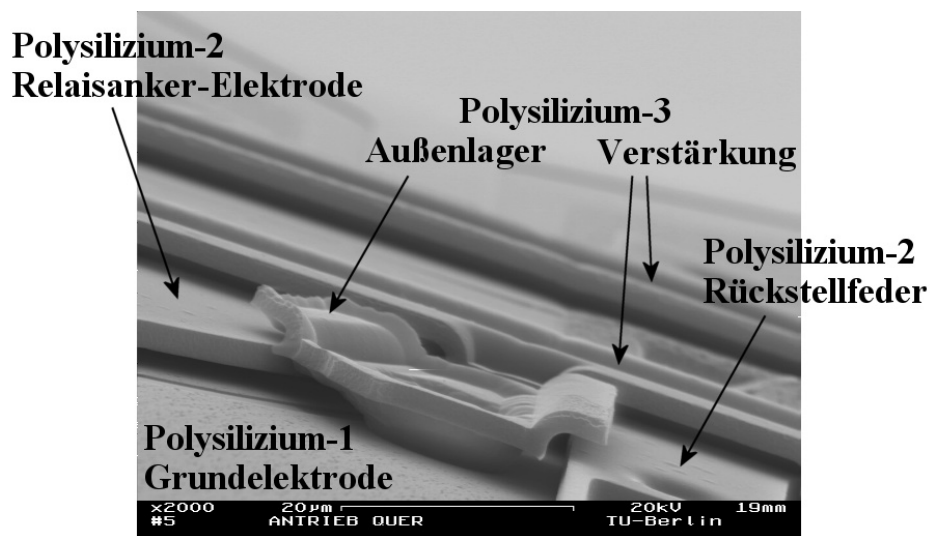
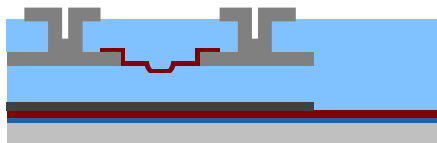
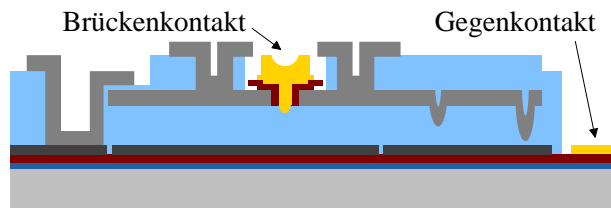
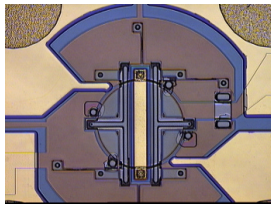


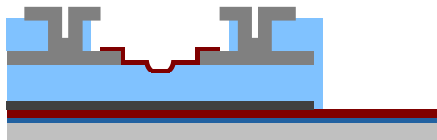
Abbildung 6.13: REM-Aufnahmen des Relais mit Lager und Verstärkung, die aus Poly-3 strukturiert sind. Das Lager ist auf Poly-1 und die Verstärkung auf Poly-2 verankert. Die Opferschichten wurden für die Aufnahmen entfernt.

Der Anschlag am Lager sorgt dafür, dass der Relaisanker bei der Initialisierung in die richtige Position gerät. Die beiden Bilder zeigen jeweils dasselbe Lager aus unterschiedlichen Blickwinkeln, im oberen Bild vor und im unteren nach der Dreh-Initialisierung des Relaisankers.

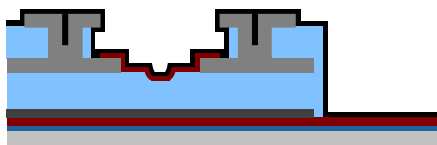
### 6.2.6 Sputtern, Galvanik und Strukturierung der Metallisierung (Schritt F)



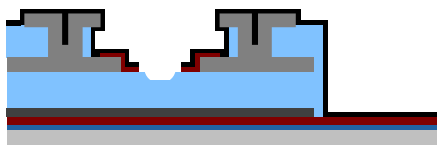
**Ausgangssituation:**  
Fertig prozessierte Polysilizium- und Opferschichten.  
Nitridisolation im Bereich des Kontaktlochs und der Kontaktbahn.



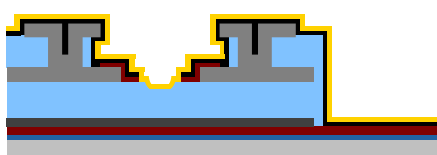
**Schritt 1:**  
Nasschemisches Zurückätzen der PSG-Schicht im Bereich des oberen und unteren Kontakts selektiv zu Polysilizium und Nitrid.



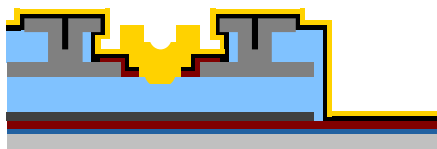
**Schritt 2:**  
Sputtern einer 30 nm dicken NiCr-Haftschrift.



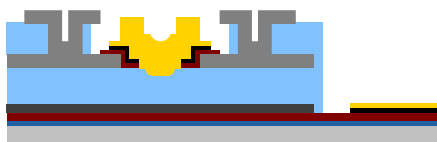
**Schritt 3:**  
Nasschemische Strukturierung der NiCr-Schicht und RIE-Strukturierung der Nitridisolation im Bereich der Kontaktmulde des oberen Kontakts.



**Schritt 4:**  
Sputtern einer 160 nm dicken Goldschicht.  
Der obere Kontakt (Durchkontaktierung) und der Gegenkontakt werden aus der selben Goldschicht hergestellt.



**Schritt 5:**  
Galvanische Verstärkung der Goldschicht im Bereich des oberen Kontakts. Im gleichen Schritt werden die Bondpads verstärkt (nicht gezeigt).



**Schritt 6:**  
Strukturieren der Gold- und NiCr-Schicht.

Abbildung 6.14: Prozessablauf zur Herstellung der Gold-Gold-Mikrokontakte. Von dem auf dem Relaisanker liegenden Brückenkontakt ist eine der beiden Durchkontaktierungen gezeigt. Der Gegenkontakt ist rechts in der Zeichnung dargestellt.



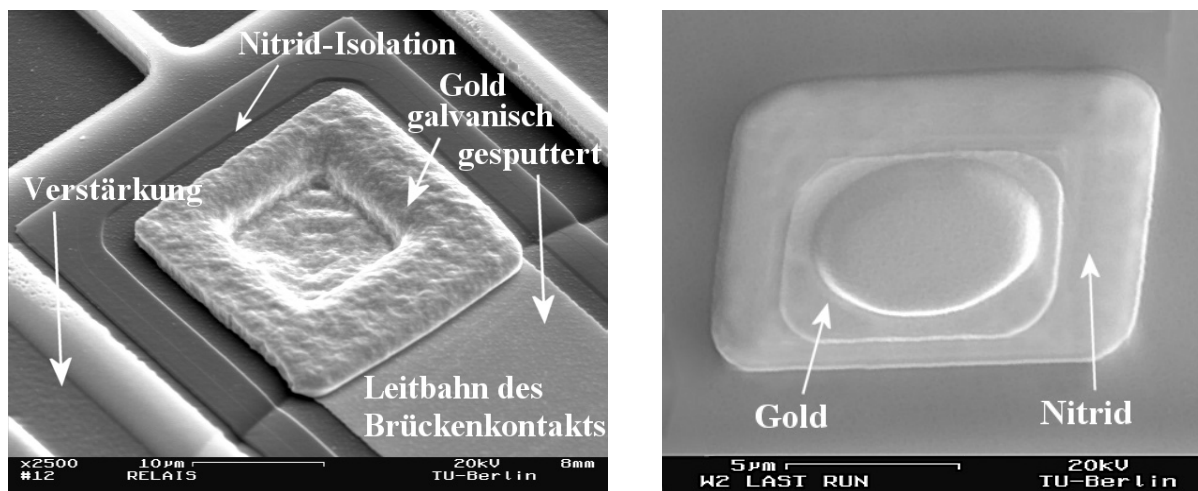
Abbildung 6.14 zeigt den Prozessablauf zur Herstellung der metallischen Mikrokontakte in einer schematischen Darstellung. Zunächst wird das PSG nasschemisch in 10%iger Flusssäure zurückgeätzt, um die Bereiche der Kontaktbahn und Kontaktlöcher des Relaisankers und die Flächen für die Gegenkontakte und Bondpads auf dem Substrat freizulegen. Die Gefahr einer Überätzung besteht nicht, da die Nitridisolation überall geschlossen ist und als Ätzstopp fungiert.

Anschließend wird ein 30 nm dünner Film aus Nickel-Chrom aufgesputtert, der die Haftung der Gold-Metallisierung auf der Nitrid-Isolation sicherstellt. Das NiCr wird in der Mitte des Kontaktlochs nasschemisch in einer wässrigen Ammoniumcarnitrat-Lösung entfernt. Mit derselben Maske wird die Nitrid-Isolation im SF<sub>6</sub>-Plasma strukturiert.

Nach dem Sputtern des 160 nm dicken Goldfilms steht das Gold auf der Unterseite des Relaisankers über und bildet den eigentlichen Mikrokontakt, dessen Form und Größe mit der Kontaktmulde aus Herstellungsschritt B (vgl. Kapitel 6.2.2) definiert wurde. Diese PSG-Kontaktmulde fungiert hier als Negativform und verschwindet mit dem Freilegen des Relaisankers.

Vor der Strukturierung in wässriger KJ/J-Lösung und Ammoniumcarnitrat werden der Kontaktlochbereich und die Bondpads in einem cyanidfreien Galvanikbad verstärkt. Die galvanische Verstärkung erhöht die mechanische Festigkeit im Kontaktlochbereich. Abbildung 6.15 zeigt das Ergebnis dieser Kontaktprozessierung anhand zweier REM-Aufnahmen.

Die Gegenkontakte bestehen aus dem selben Goldfilm und gehen als ebene Goldleiterbahnen direkt in die Bondpads über. (Zu sehen in Abbildung 6.19.)



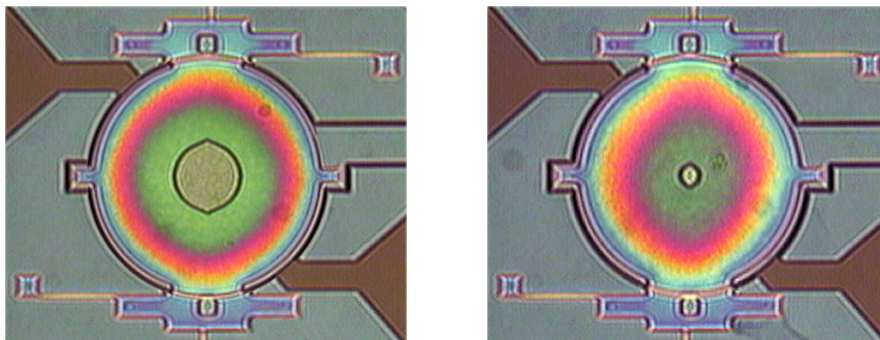
**Abbildung 6.15: REM-Aufnahmen des Relaisankers im Kontaktbereich. Das linke Bild zeigt die Durchkontaktierung von oben und einen kleinen Teil der Leitbahn, die zum zweiten Kontakt führt, um den Brückenkontakt zu bilden.**

Die kontaktgebende Fläche des Brückenkontakts ist im rechten Bild zu sehen. Die REM-Aufnahme zeigt die Durchkontaktierung von unten. Das kontaktgebende Gold-Plateau wird von der Nitrid-Isolation und diese wiederum von der Unterseite der Polysilizium-2-Schicht des Relaisankers umgeben (vgl. Abbildung 6.11).

Die Maske zum Öffnen der NiCr- und der Nitridschicht im Kontaktloch ist etwa 1 µm in Richtung links unten fehljustiert (vgl. Schritt 3 in Abbildung 6.14), ohne die Funktion zu beeinträchtigen.

### 6.2.7 Freilegen (Release) und Drehinitialisierung (Schritt G)

Der Batch-Prozess endet mit der Metallisierung. Die Wafer werden in  $8 \times 8 \text{ mm}^2$  große Testchips gesägt und im Ultraschallbad gereinigt. Sämtliche PSG-Opferschichten werden in konzentrierter Flußsäure (50% HF) entfernt [160]. Gold wird von Flußsäure nicht und Polysilizium kaum angegriffen, das Silizium-Nitrid mit etwa  $10 \text{ nm/min}$  leicht angeätzt. Abbildung 6.16 zeigt Fotos einer Relaisanker-Teststruktur ohne Release-Holes zu verschiedenen Zeitpunkten des Freilegens.



**Abbildung 6.16:** Fotos einer Teststruktur ohne Release-Holes beim Freilegen in 50%-HF mit unterschiedlichem Ätzfortschritt. Links nach 2.5 min, rechts nach 3.5 min. Die Poly-Schicht ist sehr dünn, so dass die Ätzfront darunter sichtbar wird.

Die laterale Ätzrate in den  $2.5 \text{ }\mu\text{m}$  hohen und  $200 \text{ }\mu\text{m}$  breiten Bereichen unterhalb des Relaisankers beträgt etwa  $25 \text{ }\mu\text{m/min}$ , so dass die Relaisanker mit Release-Holes nach spätestens zwei Minuten freigelegt sind.

Die Chips werden anschließend in DI-Wasser gespült, wobei sich die Relaisanker in den vier Außenlagern durch die Wahl eines geeignet gerichteten Wasserstrahls aus ihrer ursprünglichen Position wegdrehen. Die Bewegung stoppt, wenn die Anschläge der Außenlager erreicht sind (vgl. Abbildung 6.13). So können die Relais bereits während dieses Prozessschrittes ohne weiteren Aufwand initialisiert werden.

Ein spezieller Trocknungsprozess ist nicht nötig, da die kräftigen Rückstellfedern und der steife Relaisanker ein Zusammenkleben (Sticking [159]) der Strukturen verhindern. Die Nulllagefedern halten den Relaisanker in der Ausgangsposition.

Um den Bewegungsablauf der Initialisierung zeigen zu können, wurde der Relaisanker mit einer Probernadel von Hand gedreht. Die Linksrotation ist in Abbildung 6.17 als Bildsequenz dargestellt. Die Probernadel greift an der Nulllagefeder an. Die Drehung stoppt, sobald der Anschlag nach einer Rotation um etwa  $40^\circ$  erreicht ist.

Der Relaisanker verbleibt in dieser gedrehten Position und das Relais kann durch die vertikale Bewegung des Ankers ein- und ausgeschaltet werden. Abbildung 6.18 zeigt das gesamte Relais in einer REM-Aufnahme, dessen Kontaktbereich in Abbildung 6.19 in zwei weiteren Aufnahmen vergrößert dargestellt ist.

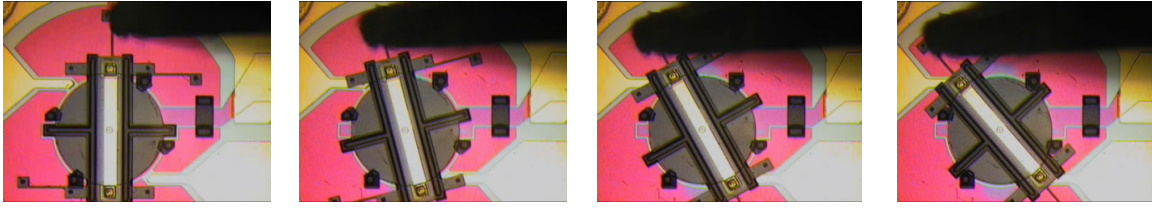


Abbildung 6.17: Initialisierung des Relais durch eine Rotation des Relaisankers um etwa  $40^\circ$ . Die Probenadel schiebt an der Nullagefeder solange nach links, bis die Anschläge der Außenlager die Drehung stoppen. Die endgültige Position ist auch in Abbildung 6.18 gezeigt.

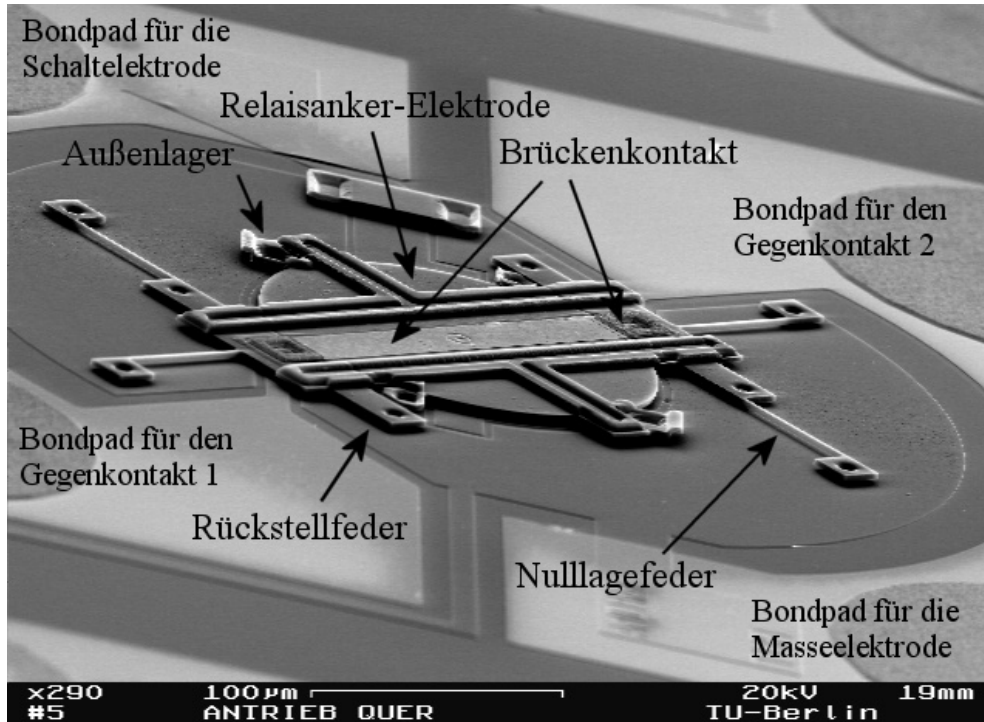


Abbildung 6.18: Gesamtansicht des Relais mit gedrehtem Relaisanker. Das REM-Bild wurde unter einem Winkel von etwa  $60^\circ$  aufgenommen.

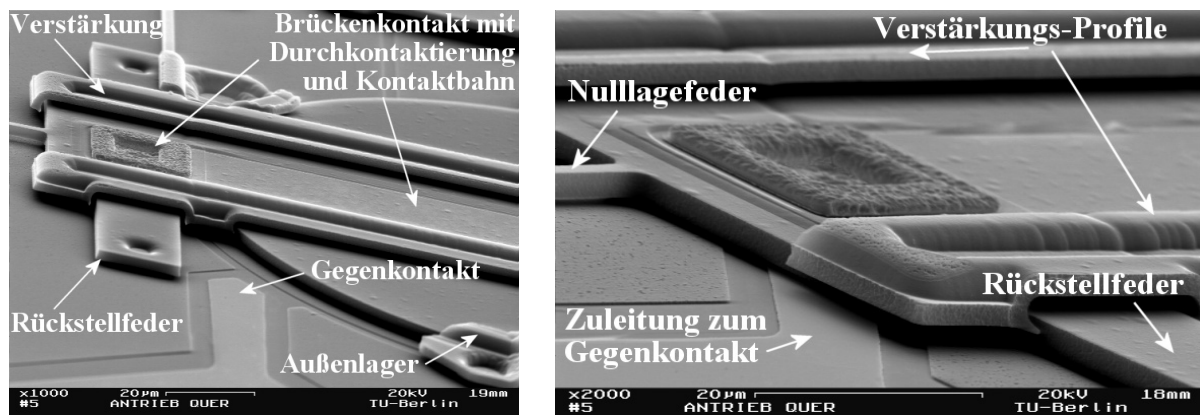


Abbildung 6.19: Zwei REM-Aufnahmen des nahezu gleichen Ausschnitts des Relais nach dem Freilegen in konzentrierter Flußsäure. Links mit ungedrehtem, rechts mit gedrehtem Relaisanker. Vgl. das gesamte, initialisierte Relais in Abbildung 6.18.

### 7 Charakterisierung der Schalteigenschaften

In diesem Kapitel werden die ermittelten DC-Kennwerte des Mikrorelais mit ihren Messmethoden dargestellt. Eine tabellarische Übersicht aller Kenndaten gibt Kapitel 8, in dem auch die erreichten Werte mit den Anforderungen aus Kapitel 1.3 verglichen werden.

Folgende Werte werden messtechnisch ermittelt:

- die Ansteuerspannung (Weg-Spannungs-Kennlinie)
- der Durchgangswiderstand
- die Isolationswiderstände
- die Spannungsfestigkeit
- die Schaltzeit und das Prellverhalten
- die Schaltzyklen bezogen auf die Last (Strom und Spannung)

Es ist nicht möglich, die Kontakt- und Rückstellkräfte direkt zu messen. Die erzielten Auslenkungen können jedoch berührungslos erfasst und mit den simulierten Werten verglichen werden. Gleichen sich die Weg-Spannungs-Kennlinien des realisierten und des simulierten Relais, wird davon ausgegangen, dass sich das realisierte Relais elektro-mechanisch so wie das simulierte verhält, womit dann auch die real erzielten Kräfte den simulierten entsprechen sollten.

Die Messungen wurden in einer Flowbox (etwa Klasse 10000) unter Normaldruck ( $10^5$  Pa) durchgeführt. Die Schaltspannung zur Erzeugung der elektrostatischen Kraft wird von einer Spannungsquelle Keithley #230 geliefert.

#### 7.1 Messung der Weg-Spannungs-Kennlinie

Zur Messung der vertikalen Bewegung des Relaisankers steht ein Laserinterferometer der Firma SIOS zu Verfügung. Der Messfleck mit  $15\ \mu\text{m}$  Durchmesser ist klein genug, um die Auslenkungen einzelner Bereiche des Relaisankers aufzulösen. Die Abtastfrequenz des Interferometers liegt bei 900 kHz, so dass bei der erwarteten Schaltgeschwindigkeit von unter 0.1 m/s kein Aliasing auftritt und die Auslenkung richtig erfasst wird. Abbildung 7.1 zeigt ein Foto des Messaufbaus.

Abbildung 7.2 vergleicht die gemessene Auslenkung des Relaisanker-Zentrums mit den simulierten Werten. Die Messwerte sind vor allem deshalb kleiner als die Simulationswerte, weil nur die Relais *eines* Wafers für die Auswertung zur Verfügung standen. Die systematischen Schichtdickenfehler und die Fehljustagen sind für alle Relais eines Wafers gleich, weil alle Strukturen dieses Wafers jeweils parallel prozessiert werden. Schwankungen der Schalteigenschaften von Relais zu Relais resultieren dann nur aus den Inhomogenitäten der Schichten, die kleiner sind als die Prozessschwankungen von Wafer zu Wafer oder von Charge zu Charge.

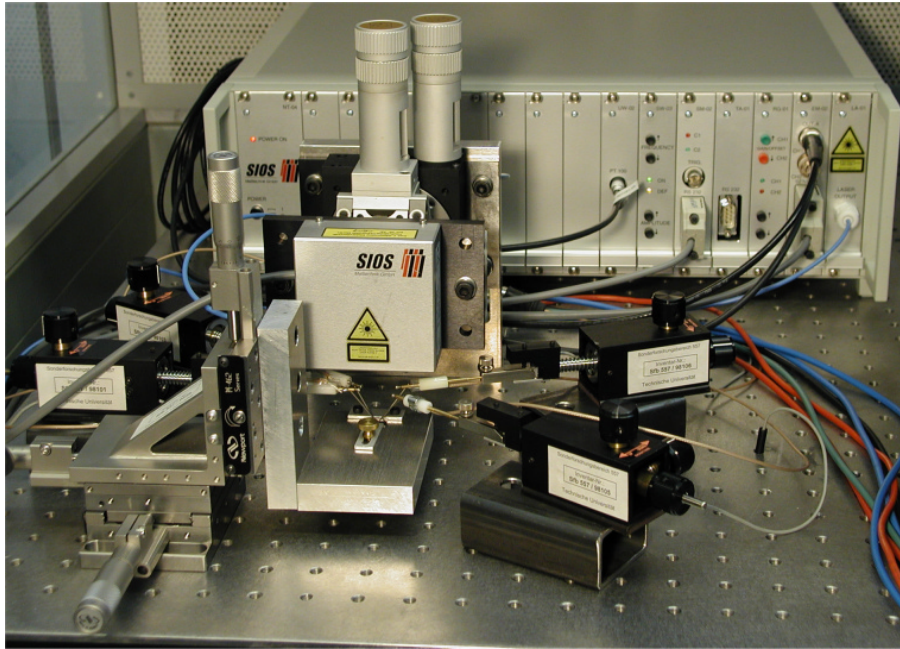


Abbildung 7.1: Foto des Messplatzes zur Charakterisierung der Mikrorelais. Vier Probernadeln mit Halter sind zu erkennen, je zwei für den Schalt- und Lastkreis. Der Mikrorelais-Chip befindet sich auf einem xyz-Tisch unterhalb des Lasermesskopfes, der über die Auswerteeinheit im Hintergrund an einen Rechner angeschlossen ist.

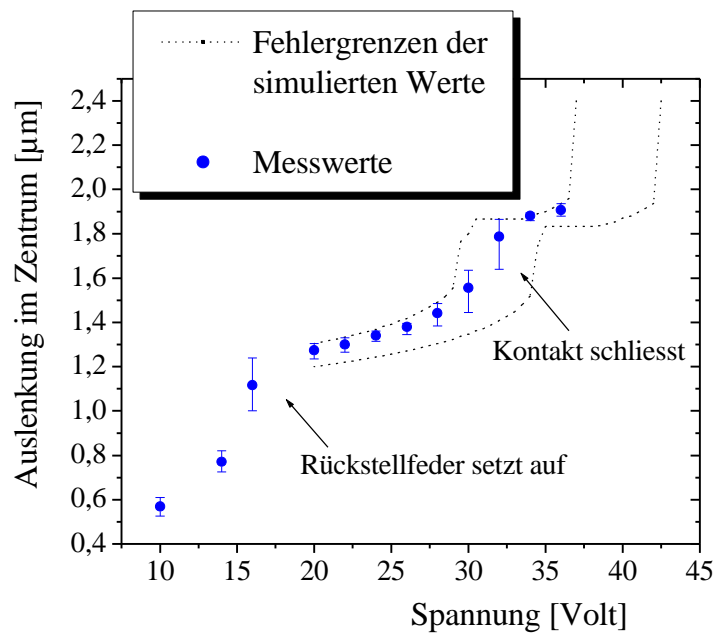
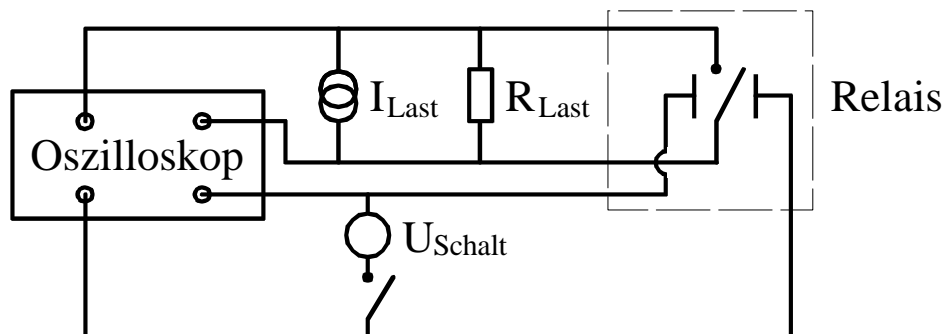


Abbildung 7.2: Auslenkung des Relaisanker-Zentrums als Funktion der angelegten Schaltspannung. Die Auslenkungen wurden für zehn Relais eines Wafers aufgenommen, gemittelt und mit den maximalen Abweichungen dargestellt.

## 7.2 Transientes Schaltverhalten und Schaltzeit

Die Schaltzeit und das Prellverhalten könnten auch aus der interferometrischen Messung der Auslenkung des Kontakts gewonnen werden, anwendungsnäher ist aber die Aufzeichnung der Lastkreisspannung mit einem Zweikanal-Digitaloszilloskop Tektronix #2440. Dabei wird ein konstanter Strom  $I_{Last}$  in den Lastkreis und einen parallelen Widerstand  $R_{Last}$  eingepreßt, so dass an diesem die oszilloskopierte Lastspannung abfällt.

Abbildung 7.3 zeigt das einfache Ersatzschaltbild der Anordnung. Beim Einschalten der Schaltspannung  $U_{Schalt}$  schließt das Relais den Widerstand  $R_{Last}$  kurz, so dass die Lastspannung auf Null absinkt, beim Ausschalten erreicht sie wieder ihren ursprünglichen Wert. Auf diese Weise können sowohl die Lastspannung als auch der Laststrom mit der Wahl eines geeigneten Widerstands auf beliebig kombinierte Werte eingestellt werden. Für die Messung wird ein Laststrom von  $100 \mu\text{A}$  und ein Widerstand von  $47 \text{ k}\Omega$  gewählt, so dass das Relais eine Spannung mit TTL-Pegel schalten muss. Die Triggerung der Messung erfolgt mit dem Ein- bzw. Ausschalten des Schaltkreises.



**Abbildung 7.3:** Ersatzschaltbild zur Charakterisierung des Mikrorelais. Eine Konstantstromquelle Keithley #220 definiert den Laststrom  $I_{Last}$ , der von den geschlossenen Relaiskontakten getragen werden muss. Mit offenen Kontakten übernimmt der parallel geschaltete Widerstand  $R_{Last}$  den Strom, so dass sich eine definierte Lastspannung ergibt.

Abbildung 7.4 zeigt den prellfreien Ein- und Ausschaltvorgang des Mikrorelais bei einer Schaltspannung von 37 Volt. Die Einschaltzeit beträgt etwa  $140 \mu\text{s}$  und liegt im Bereich des berechneten Wertes, der mit  $119 \mu\text{s}$  aus Abbildung 4.16 entnommen werden kann.

Die Zeitspanne, die das Relais braucht, um die Kontakte nach dem Wegfall der elektrostatischen Haltekraft zu trennen, liegt bei  $50 \mu\text{s}$ . Man muss aber berücksichtigen, dass die Zeit, bis die volle Lastspannung aufgenommen wird, lastabhängig deutlich länger sein kann. Sie beträgt  $250 \mu\text{s}$  für die geschaltete Last von  $100 \mu\text{A} / 4.7 \text{ V}$ .

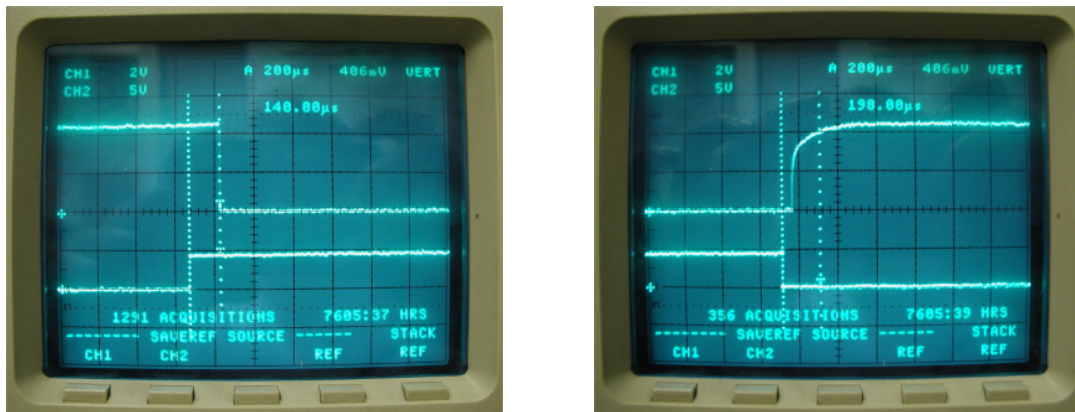


Abbildung 7.4: Einschaltvorgang (links) und Ausschaltvorgang (rechts) des Mikrorelais bei einer Schaltspannung von 37 Volt und einem Laststrom von  $100 \mu\text{A}$  bei TTL-Pegel (hier wegen des  $47 \text{ kW}$ -Widerstands 4.7 Volt). Die Lastspannung, die über den Kontakten abfällt, entspricht der oberen Kurve, die Schaltspannung der unteren. (Schaltspannung mit 1:8-Teiler.)

Nachdem beim Einschaltvorgang die mechanische Schaltzeit von  $140 \mu\text{s}$  vorüber und die Kontaktgabe erfolgt ist, wird der Laststrom sofort vom Relais übernommen und die Lastspannung sinkt mit steiler Flanke auf Null (linkes Bild).

Beim Ausschaltvorgang (rechtes Bild) werden die Kontakte nach dem Wegfall der Schaltspannung mit einer Verzögerung von etwa  $50 \mu\text{s}$  mechanisch getrennt und die Lastspannung nimmt zunächst ebenfalls sprunghaft zu. Sie steigt anschließend aber langsamer an, bis das Relais nach  $250 \mu\text{s}$  90% der gesamten Spannung von etwa 4.7 Volt übernehmen kann. Bei sehr kleinen Lasten tritt dieser Effekt nicht auf, die Ausschaltzeit beträgt dann nur noch  $50 \mu\text{s}$ .

Die Ursache für dieses Verhalten ist nicht klar. Die Vermutung liegt nahe, dass sich in dem zunächst schmalen Luftspalt zwischen den Kontakten ein Mikro-Lichtbogen ausbildet. Die oszilloskopierte Spannung ist dann die Lichtbogenspannung, die mit zunehmendem Kontaktabstand größer wird. Der Relaisanker benötigt wie beim Einschaltvorgang etwa  $140 \mu\text{s}$ , bis er den Weg zwischen Kontaktgabe und Nulllage zurückgelegt und den maximalen Kontaktabstand von  $1.6 \mu\text{m}$  eingestellt hat. Es vergehen weitere  $100 \mu\text{s}$  bis der Reststrom über dem Luftspalt gelöscht ist und der parallel geschaltete Widerstand den vollen Strom von  $100 \mu\text{A}$  übernimmt.

## 7.3 Messung der Widerstände und der Spannungsfestigkeit

### 7.3.1 Durchgangs- und Kontaktwiderstand

Der Durchgangswiderstand ist der Gesamtwiderstand des eingeschalteten Relais von Bondpad zu Bondpad. Er ergibt sich für ein Relais mit Brückenkontakt aus dem Kontaktwiderstand  $R_K$  und dem Leitbahnwiderstand  $R_L$  zu:

$$R_D = 2R_K + R_L \quad (7.1)$$

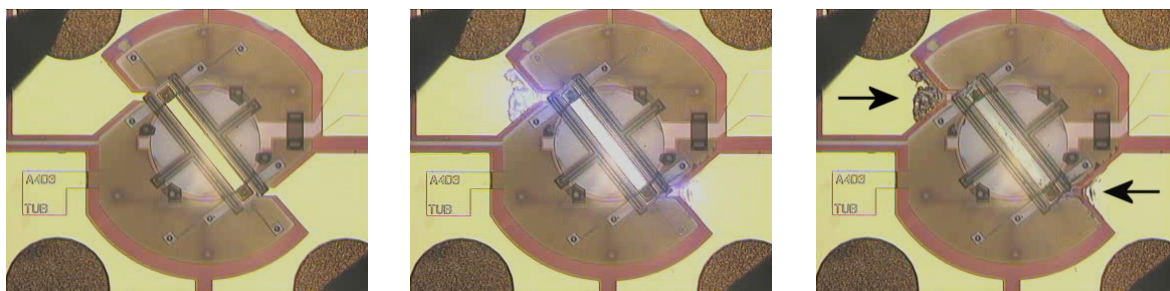
Den Leitbahnwiderstand erhält man aus Gleichung (7.2) mit dem Schichtwiderstand von Gold ( $0.2 \Omega/\square$  bei 170 nm) und den Abmessungen der Leitbahnen zu etwa  $4 \Omega$ .

$$R_L = r_{\square} \cdot \frac{l_L}{b_L} \quad (7.2)$$

Um Zuleitungs- und Kontaktwiderstände zwischen den Probernadeln und den Bondpads auszuschließen, wird eine Vierleiterschaltung mit vier Probernadeln eingesetzt und der Durchgangswiderstand mit dem Ohmmeter Keithley #580 zu  $6.5 \Omega \pm 5\%$  gemessen. Mit (7.1) lässt sich dann auch der Kontaktwiderstand mit ca.  $1.3 \Omega \pm 10\%$  bestimmen.

### 7.3.2 Spannungsfestigkeit des Lastkreises

Die Spannungsfestigkeit des Lastkreises wird bei geöffneten Kontakten mit der Spannungsquelle Keithley #230 gemessen. Die Spannung wird sukzessive erhöht, bis das Relais, wie in Abbildung 7.5 gezeigt, bei 150 - 165 Volt zerstört wird.



**Abbildung 7.5: Spannungs-Durchbruch des Lastkreises als Einzelbilder einer Videosequenz. Die kreisförmigen Bondpads des Lastkreises oben links und unten rechts werden mit Probernadeln kontaktiert. Die hellen, stark in die Kamera reflektierenden Bereiche sind gesputtertes Gold. Mit dem Erreichen der Durchbruchspannung fließt ein hoher Kurzschlussstrom, der die dünnen Leitbahnen blitzartig schmelzen lässt, zu sehen im zweiten Bild. Das zerstörte Relais ist im rechten Bild zu sehen. Der geschmolzene Bereich ist bei diesem Durchbruch bis weit in den Zuleitungsbereich der Gegenkontakte ausgedehnt (siehe Pfeile).**

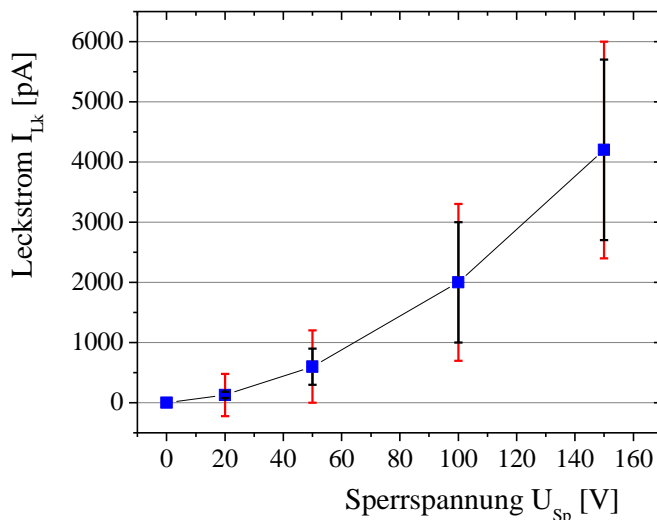


### 7.3.3 Sperrwiderstand des Lastkreises

Der Sperrwiderstand des Relais ist der Gesamtwiderstand von Bondpad zu Bondpad bei geöffneten Kontakten. Darin geht der Isolationswiderstand der Luftstrecke zwischen den Kontakten und der Widerstand der Bondpad- bzw. Gegenkontaktsolation zum Substrat ein. Der Messbereich üblicher Ohmmeter ist für die hohen Widerstände zu klein. Stattdessen wird mit dem Source-Meter Keithley #2400 eine Spannung vorgegeben und der Strom gemessen.

Der Sperrwiderstand ist auch für große Sperrspannungen unter Berücksichtigung der Mess-toleranzen stets größer als  $10\text{ G}\Omega$  ( $33 - 100\text{ G}\Omega$  bei 100 Volt,  $26 - 55\text{ G}\Omega$  bei 150 V).

Bei kleinen Spannungen liegen die Leckströme im Bereich der im Datenblatt des Source-Meter spezifizierten Messgenauigkeit oder darunter. Eine noch bessere Messtechnik steht nicht zur Verfügung. Alleine die Leckströme des Messaufbaus (Kabel, Prober etc.) liegen in der Größenordnung von  $50\text{ pA}$ . Aufgrund der angezeigten Werte und des Kurvenverlaufs aus Abbildung 7.6 ist jedoch davon auszugehen, dass mindestens  $100\text{ G}\Omega$  erreicht werden. (Die angezeigten Werte bei 20 Volt betragen zwischen  $111$  und  $250\text{ G}\Omega$ . Die Interpolation der Leckstromkurve nach Gleichung (7.4) ergibt mittlere Sperrwiderstände von  $194\text{ G}\Omega$  bei 10 Volt Sperrspannung und  $231\text{ G}\Omega$  bei 5 V.)



$$R_{Sp} = \frac{U_{Sp}}{I_{Lk}} \quad (7.3)$$

$$I_{Lk} [pA] = 3.5 \cdot U_{Sp} + 0.165 \cdot U_{Sp}^2 \quad (7.4)$$

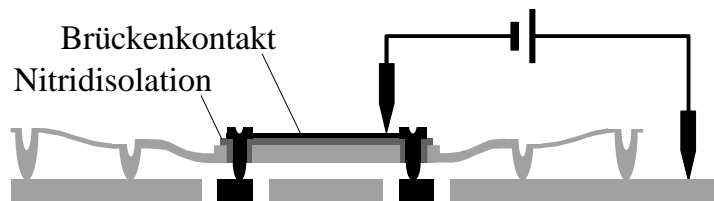
Abbildung 7.6: Messwerte des Leckstroms  $I_{Lk}$  über der Sperrspannung  $U_{Sp}$  für den Lastkreis bei offenen Kontakten. Die ausgezogene Linie verbindet die Mittelwerte der Messungen, die inneren Fehlerbalken markieren die gemessenen, maximalen Abweichungen. (Für jedes Relais stellt sich qualitativ der selbe Verlauf ein. Der Unterschied liegt in der Steigung der Kurven.) Der Sperrwiderstand  $R_{Sp}$  lässt sich nach dem Ohm'schen Gesetz (7.3) berechnen.

Die äußeren Fehlerbalken geben die im Datenblatt des Source-Meter garantierte Genauigkeit wieder. Sie beträgt  $\{1\text{ Jahr}, \pm(0.029\%+300\text{ pA})\}$  für sehr kleine Ströme  $\pm 300\text{ pA}$ . Die Messgenauigkeit reicht also eigentlich nicht aus, um die kleinsten Stromwerte korrekt anzuzeigen. Die Messkurve lässt sich jedoch zwischen dem (fehlerfreien) Nullpunkt und den mit kleineren relativen Fehlern behafteten Werten bei 100 und 150 Volt z. B. mit obiger Gleichung (7.4) interpolieren. Der sich daraus ergebende Kurvenverlauf entspricht dem der Messwertkurve sehr genau (Abweichung  $<5\%$ ) und es wird davon ausgegangen, dass auch die bei 20 und 50 Volt vom Messgerät angezeigten Ströme korrekt sind. Die Anzeigegenauigkeit beträgt  $10\text{ pA}$ . (Es wird also mangels Alternative unterstellt, dass die Messgenauigkeit des Source-Meter besser ist als im Datenblatt garantiert, was wegen der Kurzzeitmessungen und dem vor jeder Messung durchgeführten Nullabgleich auch realistisch ist.)

### 7.3.4 Schalt-Lastkreis-Spannungsfestigkeit

Die Spannungsfestigkeit zwischen Schalt- und Lastkreis wird bei **geschlossenen Kontakten** von der Nitridisolation unter dem Brückenkontakt bestimmt. Die Messspannung wird gemäß Abbildung 7.7 mit Hilfe dünner Probernadeln direkt an den Brückenkontakt und den Relaisanker angelegt. Trotz der Schichtdicke von 160 nm erfolgt der Durchschlag bereits bei 50 Volt.

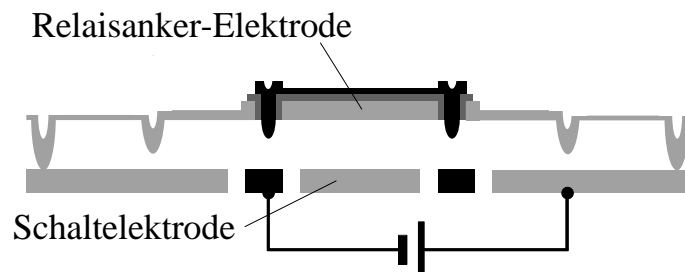
Dieser Wert ist mehr als dreimal kleiner als der Literatur-Wert [133]. Vermutlich haben die vielen Temperschritte bei über 1000°C dem Nitrid geschadet, so dass z. B. Mikrorisse entstanden sind und die hohe Feldstärke nicht mehr aufgenommen werden kann.



**Abbildung 7.7:** Die Messspannung zur Bestimmung der Spannungsfestigkeit der Schalt-Lastkreis-Nitridisolation wird mithilfe dünner Probernadeln direkt an den Brückenkontakt (Lastkreis) und die Grundelektrode (Schaltkreis), die den Relaisanker über die Federn kontaktiert, angelegt. Auf diese Weise muss das Relais nicht elektrostatisch eingeschaltet werden, was die Messung vereinfacht.

Bei **offenen Kontakten** hängt die Schalt-Lastkreis-Spannungsfestigkeit davon ab, ob die Sperrspannung zwischen dem Lastkreis (d. h. mindestens einem der beiden Gegenkontakte) und *einer* oder *beiden* Elektroden des Schaltkreises angelegt wird.

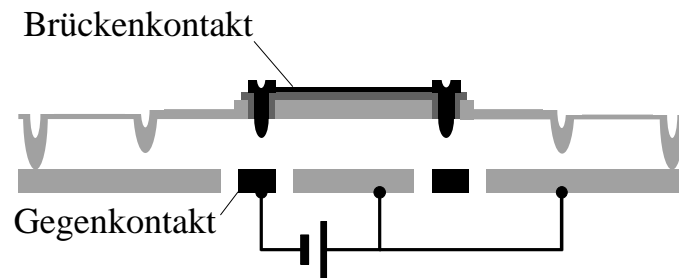
Im ersten Fall, der in Abbildung 7.8 dargestellt ist, kann das Relais in der ungünstigsten Konstellation bei unter 40 Volt ungewollt einschalten. Dies geschieht wie im normalen Betrieb elektrostatisch, auch wenn die jeweils andere Elektrode nicht auf festem Potential liegt. Diesen Nachteil hat das Relais mit allen elektrostatischen Mikrorelais gemein.



**Abbildung 7.8:** Die Relaisanker-Elektrode liegt auf hohem Potential. Die Schaltelektrode liegt im ungeschalteten Zustand meist auf Massepotential, das vom vorgeschalteten Ansteuerkreis vorgegeben wird. Aber auch wenn sie auf freiem Potential liegt, schaltet das Relais bei einem Potentialunterschied zwischen der Relaisanker- und Schaltelektrode von knapp unter 40 Volt (der jeweiligen Schaltspannung) ungewollt ein.

Wird dagegen zwischen den Gegenkontakten und den elektrisch verbundenen (also *beiden*) Elektroden des Schaltkreises gemäß Abbildung 7.9 gemessen, schließt das Relais erst bei 150 – 165 Volt durch Pull-In. Dann berühren sich der Brücken- und der Gegenkontakt, und die Nitridisolation wird wie im Fall der geschlossenen Kontakte zerstört.

Je nach Anwendung wäre es für den Betrieb sinnvoll, die Elektroden elektrisch zu verbinden. Dazu reicht ein sehr hoher Widerstand aus, der die Leistungsaufnahme nur unwesentlich vergrößern, aber den Wert der Schalt-Lastkreis-Spannungsfestigkeit bei offenen Kontakten von unter 40 Volt auf mehr als 150 Volt anheben würde.



**Abbildung 7.9:** Wenn, im Gegensatz zur Abbildung 7.8, die Grund- und Schaltelektrode auf dem selben Potential liegen, wozu eine elektrische Verbindung mit einem hohen Widerstand (im Bereich von MW) ausreicht, kann sich zwischen den Elektroden des Schaltkreises (Relaisanker- und Schaltelektrode) kein elektrostatisches Feld ausbilden. Der von der Nitridschicht isolierte Brückenkontakt liegt aber wiederum auf freiem Potential (bzw. lädt sich durch die nicht perfekt isolierende Nitridschicht langsam auf das Potential des Relaisankers auf) und wird elektrostatisch vom Gegenkontakt angezogen, wenn der Potentialunterschied zwischen Brücken- und Gegenkontakt die Pull-In-Spannung von etwa 150 Volt übersteigt.

### 7.3.5 Schalt-Lastkreis-Isolationswiderstand

Der Widerstand der Schalt-Lastkreis-Isolation wird sowohl von den Leckströmen durch die Nitridisolation zwischen Brückenkontakt und Relaisanker als auch von den Leckströmen ins Oxid/Nitrid-isolierte Substrat bestimmt. Es müssten deshalb wie im vorangegangenen Kapitel zwei Werte angegeben werden, einer bei offenen und ein zweiter bei geschlossenen Kontakten.

Die Vorgehensweise ist wie in Kapitel 7.3.3 beschrieben, wobei die Messspannung für den Fall der geschlossenen Kontakte nicht mehr als 50 Volt betragen kann, weil die Nitridisolation eine höhere Spannung nicht übersteht. Die vom Messgerät angezeigten Sperrströme liegen im Bereich der Leckströme des Messaufbaus von etwa 50 pA und deutlich unterhalb der Werte, die bei der Messung des Lastkreis-Sperrwiderstandes ermittelt wurden. Der Schalt-Lastkreis-Isolationswiderstand beträgt demnach sowohl bei offenen als auch bei geschlossenen Kontakten deutlich über 100 GΩ, ohne den Wert weiter spezifizieren zu können.

### 7.4 Messung der Stromtragfähigkeit und Lebensdauer

Die Angabe der Stromtragfähigkeit muss auf die Anzahl und die Art der Schaltvorgänge bezogen werden, die das Relais im Laufe seiner Lebensdauer ausführt.

Für die Charakterisierung wird das Relais entsprechend des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 7.3 kontaktiert und mit den selben Quellen beschaltet, die zur Messung der Schaltzeit verwendet wurden. Mit der Wahl des Parallelwiderstands und des Laststroms können verschiedene Lastfälle, hohe oder niedrige Spannung und großer oder kleiner Strom kombiniert werden. Ein Pulsgenerator öffnet und schließt den Schaltkreis periodisch.

Um einerseits die Zeitspanne, bei der die Kontakte belastet werden, nicht zu kurz, und andererseits die gesamte Messdauer nicht zu lang werden zu lassen, wurde die Schaltfrequenz zu 100 Hz gewählt. Eine Million Schaltspiele werden damit nach  $2^{3/4}$  Stunden erreicht. Das Tastverhältnis beträgt 50%.

Sehr geringe Lastströme zwischen 10 und 100  $\mu\text{A}$  mit geringen Lastspannungen von maximal 5 Volt können mehr als  $10^6$  mal geschaltet werden. Abbildung 7.10 zeigt die REM-Aufnahme eines mit 10  $\mu\text{A}$  / 1 Volt belasteten Kontaktpaares, dessen Messung nach  $2 \cdot 10^7$  Schaltspielen abgebrochen wurde. Die sehr geringe Abnutzung lässt eine deutlich höhere Lebensdauer erwarten.

Höhere Spannungen und höhere Ströme verkürzen die Lebensdauer der Kontakte auf unterschiedliche Weise.

Erhöht man die Lastspannung, erodiert der Kontakt sehr viel schneller, wofür Mikrolichtbögen verantwortlich sein dürften, die aber nicht direkt beobachtet werden können. Die Auswirkungen einer Last von 100  $\mu\text{A}$  / 5 Volt nach  $10^6$  Schaltspielen zeigt Abbildung 7.11.

Erhöht man dagegen den Strom, beginnen die Kontakte aneinander zu haften. Hierfür dürften Mikroverschweißungen der Grund sein, die von den Rückstellkräften aufgebrochen werden müssen. Je weniger glatt bzw. je erodierter die Kontaktflächen sind, d. h. je größer gleichzeitig die Lastspannung ist, desto größer ist erwartungsgemäß der Effekt. Abbildung 7.12 zeigt dazu einen Kontakt, der bei 1 mA / 5 Volt schon nach  $10^4$  Schaltspielen das Ende seiner Lebensdauer erreicht hat.

Schließlich ist in Abbildung 7.13 noch ein Kontaktpaar zu sehen, das durch Kurzschluss zerstört wurde. Der Lastkreis wurde mit einer Spannung von 5 Volt beaufschlagt, ohne dass der Laststrom durch einen Parallelwiderstand begrenzt wurde. Beim Einschalten schmelzen die Kontakte augenblicklich und hinterlassen selbst in den Nitridschichten Spuren dieses Vorgangs.

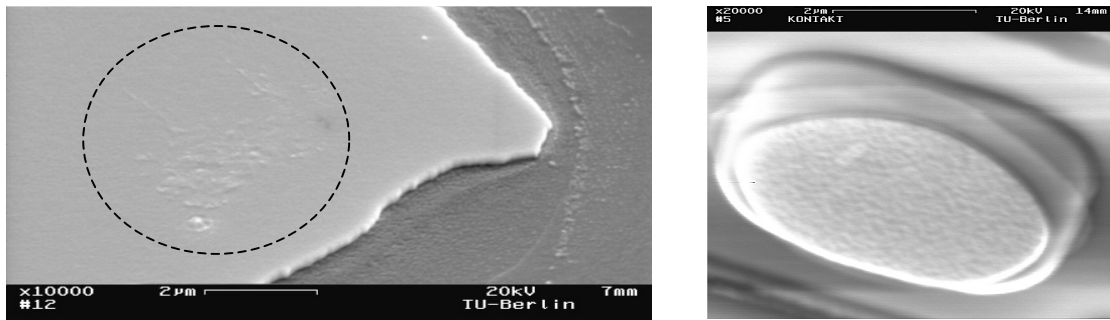


Abbildung 7.10: REM-Aufnahme der Kontaktoberfläche nach 20 Millionen Schaltspielen bei  $10\ \mu\text{A} / 1\ \text{Volt}$ . Die Kontakte sind nahezu unverletzt, auch wenn eine leichte Degradation auftritt, zu erkennen an der auf dem Gegenkontakt entstandenen Rauigkeit in der Mitte des linken Bildes (siehe eingekreister Bereich).

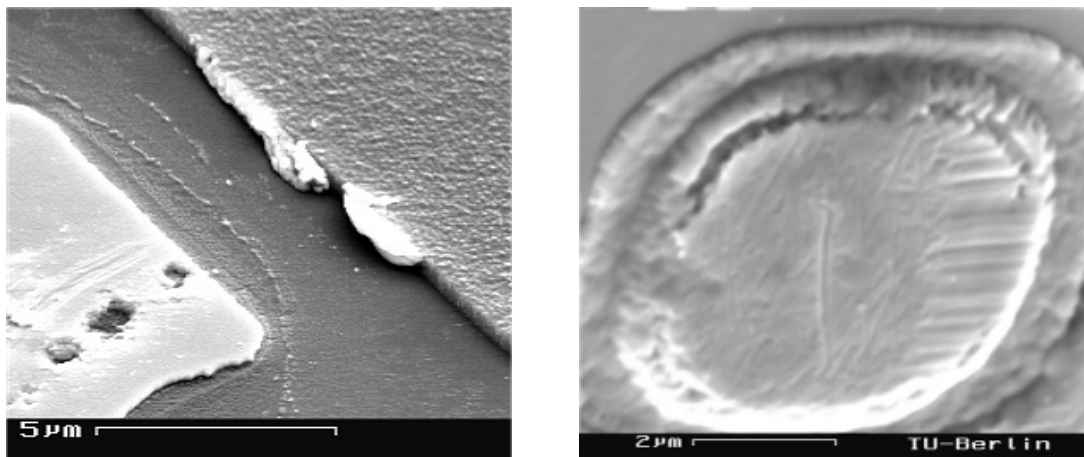
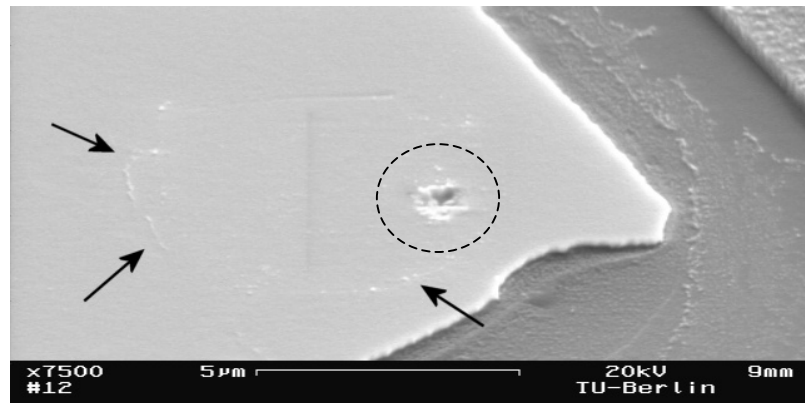


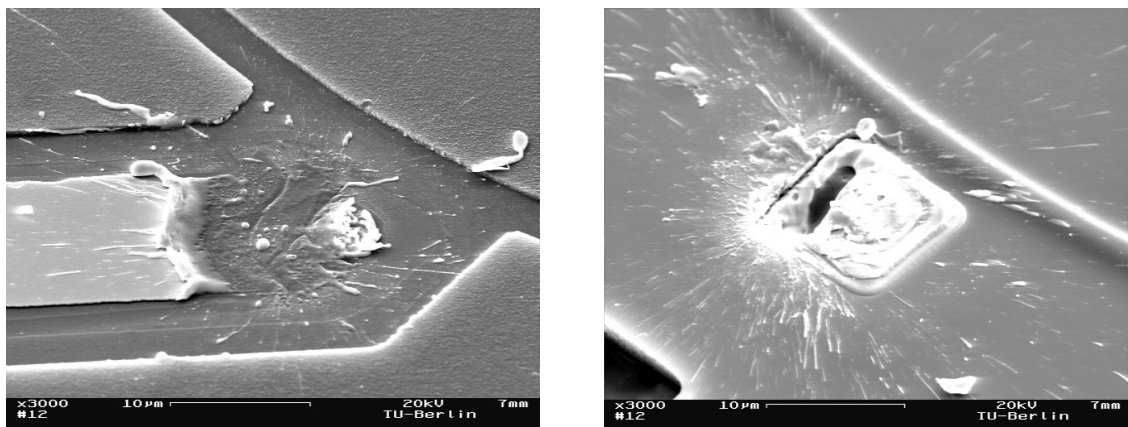
Abbildung 7.11: Kontaktabnutzung bei einer Last von  $100\ \mu\text{A} / 5\ \text{Volt}$  nach  $10^6$  Schaltspielen. Die Schädigung zeigt sich am Gegenkontakt sehr viel früher, da er nur aus der dünnen, gesputterten Goldschicht besteht, die entsprechend schneller als der galvanisch verstärkte Gegenkontakt erodiert (vgl. die Löcher im Gegenkontakt, linkes Bild).

Während der Probenherstellung für das REM, bei welcher der Relaisanker vom Substrat getrennt werden muss, wurde der obere Kontakt (rechtes Bild) über die Polysiliziumkante geschleift, die im linken Bild schräg von oben links nach unten rechts verläuft, und hat dort Material abgelagert. Die Schleifspuren sind bei keiner anderen Probe aufgetreten und als Beleg dafür zu sehen, dass es sich tatsächlich um ein zusammengehöriges Kontaktpaar handelt. Qualitativ ist daran auch zu erkennen, wie weich das unlegierte Gold ist.



**Abbildung 7.12:** REM-Aufnahme eines Gegenkontakts nach  $10^4$  Schaltspielen bei 1 mA und 5 Volt. Das Ende der Lebensdauer wurde erreicht, weil das Relais die Kontakte nicht mehr selbsttätig trennte. Wahrscheinlich sind sie an dem 500 nm kleinen Loch (im Bild eingekreist) „verschweißt“.

Deutlich ist auch hier der Effekt der Lastspannung zu sehen, die später zur Erosion des Kontakts führt. Die elektrischen Feldlinien konzentrieren sich an den Kanten des oberen Kontakts, so dass die Erosionseffekte von dessen Umfang ausgehen und einen ringförmigen Abdruck auf dem Gegenkontakt hinterlassen. Der Durchmesser des Abdrucks entspricht mit etwa 6 µm dem des oberen Kontakts (siehe Pfeile und vgl. die Kanten des oberen Kontakts aus Abbildung 7.10).



**Abbildung 7.13:** REM-Aufnahmen, welche die Überbelastung des Lastkreises durch einen Kurzschluss bei 5 Volt zeigen. Im linken Bild ist der Gegenkontakt mit der durch diesen Vorgang eingekerbten Nitridschicht der Substratisolation zu sehen.

Das rechte Bild zeigt den oberen Kontakt mit der Unterseite des Relaisankers und der zwischen Kontakt und Relaisanker liegenden Nitridisolation (vgl. das rechte Bild in Abbildung 6.15). Die mit dem Kurzschluss verbundene Energiezufuhr hat ausgereicht, das Gold zum Sieden zu bringen, so dass es einige 10 µm weit geschleudert wurde.

## 8 Bewertung der Kenndaten, Diskussion und Ausblick

Die vorliegende Arbeit hatte sich zum Ziel gesetzt, ein möglichst kleines und trotzdem leistungsfähiges Mikrorelais zu entwickeln und dieses für messtechnische Anwendungen (speziell piezoelektrische Messsysteme) zu konfektionieren. Weil bei der Konzeption konsequent auf die Anforderungen der Mikrokontakte geachtet wurde, konnte dieses Ziel weitgehend erfüllt werden.

**Das realisierte Vierpol-Relais vereint niedrige Leistungsaufnahme und hohe Integrierbarkeit mit, im Vergleich zu anderen veröffentlichten Bauelementen dieser Größe, guten Schaltdaten und hoher Lebensdauer.**

Tabelle 8.1 gibt zunächst eine Aufstellung der erreichten Kenndaten und vergleicht diese mit den Wunschspezifikationen, bevor die Schwachpunkte diskutiert werden, die zum Teil in einem Redesign behoben werden könnten.

	geforderte Werte	erreichte Werte	Spezifikat. erfüllt?
<i>Gesamtgröße mit Bondpads</i> [ $\mu\text{m}^3$ ]	< 1mm <sup>2</sup> Fläche	<b>700*700*500</b>	✓
<i>Aktuatorfläche</i> [ $\mu\text{m}^2$ ]		<b>380*420</b>	
<i>Elektroden-Durchmesser</i> [ $\mu\text{m}$ ]		<b>200</b>	
<i>Betriebsspannung</i> [V]	10	<b>35 - 39</b>	<b>nur mit Spannungswandler [37]</b>
<i>Schalt- / Verlustleistung</i> [mW]	< 1	<b>&lt; 0.01 @ 1 kHz</b>	✓
<i>Kontaktkraft</i> [ $\mu\text{N}$ ] *		<b>140 - 195</b>	
<i>Rückstellkraft</i> [ $\mu\text{N}$ ] *		<b>130 - 165</b>	
<i>Kontaktwiderstand</i> [ $\Omega$ ] *		<b>1.3 <math>\pm</math>10%</b>	
<i>Durchgangswiderst.</i> [ $\Omega$ ]	< 10	<b>6.5 <math>\pm</math>5%</b>	✓
<i>Sperrwiderstand</i> [ $G \Omega$ ]	> 10 <sup>6</sup>	<b>&gt; 10 @ 100 V &gt; 100 @ 20 V</b>	<b>nein</b>
<i>Durchbruchspannung Lastkreis</i> [V]	20	<b>150 - 165</b>	✓
<i>Durchbruchspannung Schalt- Lastkreis</i> [V]	20	<b>&gt; 50 geschl. Kontakte &gt; 150 offene Kontakte</b>	✓
<i>Einschaltzeit</i> [ $\mu\text{s}$ ]	< 1000	<b>140 @ 37 V</b>	✓
<i>Ausschaltzeit</i> [ $\mu\text{s}$ ]	< 1000	<b>50 – 250</b>	✓
<i>Schockfestigkeit</i> [g] *	> 1000	<b>&gt; 1000 (10<sup>5</sup>)</b>	✓
<i>Lebensdauer: Anzahl Schaltspiele und Belastung</i>	je nach Anwendung > 10 <sup>6</sup> bis >> 10 <sup>9</sup> = 1 mW Last	<b>&gt; 10<sup>7</sup> @ 1 V, 10 <math>\mu\text{A}</math> &gt; 10<sup>6</sup> @ 5 V, 100 <math>\mu\text{A}</math> &gt; 10<sup>4</sup> @ 5 V, 1 mA alle @ 100 Hz, 50%</b>	~

**Tabelle 8.1: Zusammenfassung der Kennwerte des in dieser Arbeit vorgestellten Mikrorelais, gemessen unter Normaldruck (10<sup>5</sup> Pa) in normaler Luft im Vergleich mit den angestrebten Spezifikationen aus Tabelle 1.2.**

Die mit einem \* gekennzeichneten Werte sind berechnet oder simuliert. Einige Kenndaten unterscheiden sich von den in [161] veröffentlichten Werten, da diese für ein Relais mit 2  $\mu\text{m}$  Elektrodenabstand und einem Elektrodendurchmesser von 180  $\mu\text{m}$  angegeben sind.

Der Relaisanker sollte im Zuge der **Initialisierung** von einem zusätzlichen mechanischen Element gelatcht werden, das die Rückdrehung verhindert. Die einfachste Realisierung wäre ein lateraler Stopper, über den das Auflager der Nulllagefeder bei der Drehung hinweggleitet, um anschließend dahinter festzusitzen. So wird verhindert, dass sich der Relaisanker auch während des Schaltvorgangs in seinen Außenlagern dreht, die Kontakte aus der Flucht laufen und das Relais seine Funktion einstellt.

Die **Schaltspannung** erreicht nicht den in der Spezifikation geforderten Wert von 10 Volt oder weniger. Dies wurde bereits beim Design des elektrostatischen Antriebs erwartet. Trotzdem wurde das elektrostatische Prinzip ausgewählt, weil der Aktuator eine um einige Größenordnungen geringere Schaltleistung benötigt als der ebenfalls in Frage kommende thermomechanische Antrieb. Auch elektromagnetische Mikrorelais benötigen nach dem heutigen Stand der Technik bei gleichen Kenndaten deutlich mehr als ein Milliwatt Betriebsleistung.

Der Widerstand der Leitbahnen bestimmt mit einem Anteil von etwa 60% den **Durchgangswiderstand**. Dickeres Gold und breitere Leitbahnen könnten den Gesamtwiderstand bei gleichem Kontaktwiderstand merklich senken.

Der Messaufbau lässt eine exakte Bestimmung des **Sperrwiderstandes** nur für Spannungen zu, die deutlich über der geforderten Spannungsfestigkeit (20 Volt) liegen. Welche Sperrwiderstände bei kleineren Sperrspannungen (nach Abzug der Leckströme des Messaufbaus) erreicht werden, ist nicht zu ermitteln. Werte um 1 TΩ sind realistisch, 1000 TΩ sind nach Kapitel 2.2.4.2 rechnerisch möglich, werden vom Lastkreis aber sicherlich nicht erreicht.

Den selben Schwierigkeiten steht man bei der Bestimmung des Schalt-Lastkreis-Isolationswiderstands gegenüber. Der Sperrwiderstand beträgt sowohl bei offenen als auch bei geschlossenen Kontakten deutlich über 100 GΩ, ohne den Wert mit den eingesetzten Messgeräten weiter spezifizieren zu können. Zum Vergleich kann auch dieser Widerstand berechnet werden:

$$R_{\text{Nitridisolation}} = r_{\text{LPCVD-Nitrid}} \cdot \frac{d_{\text{Nitridfilm}}}{l_{\text{Kontaktbahn}} \cdot b_{\text{Kontaktbahn}}} \quad (8.1)$$

Mit einem spezifischen Widerstand der 160 nm dicken LPCVD-Nitridschicht von  $10^{16} \Omega\text{cm}$  [133] und einer Kontaktbahnfläche von  $4800 \mu\text{m}^2$  ergibt sich der Widerstand zwischen Kontaktbrücke und Relaisanker rechnerisch zu mehr als 3000 TΩ. Es ist aber auch hier sehr unwahrscheinlich, dass die geforderten 1000 TΩ tatsächlich in der Praxis erreicht werden.

Die **Durchbruchspannung** liegt deutlich über dem Wert, der in der Wunschspezifikation gefordert wurde, jedoch unter dem in Kapitel 2.2.4.1 erwarteten Wert von  $>300$  Volt. Dies hat seine Ursache darin, dass die von der Sperrspannung verursachte elektrostatische Kraft den Kontaktabstand zunächst so verringert, dass schließlich ein vorzeitiger Durchbruch der Luftstrecke auftritt.

Die Kraft ist deshalb ausreichend groß, weil die gesamte Fläche der Zuleitung zu den Gegenkontakten unterhalb des Relaisankers zur elektrostatischen Anziehung desselben beiträgt (vgl. Abbildung 6.19).



Abhelfen könnte ein größerer Kontaktabstand und ein weiter an den Relaisankerrand verlegter Kontakt, so dass die Leitbahn des Gegenkontakts nicht so weit unter den Relaisanker hineinragt und eine geringere elektrostatische Anziehung hervorruft. Der erzielte Wert ist für ein elektrostatisches Relais allerdings schon jetzt vergleichsweise hoch.

Die Schalt-Lastkreis-Durchbruchspannung liegt mit offenen Kontakten ebenfalls bei 150 Volt, aber nur wenn die Potentialdifferenz der Elektroden unter 35 Volt beträgt und dadurch verhindert wird, dass das Relais schaltet. Je nach Anwendung wäre es also sinnvoll, der kapazitiven Elektrodenanordnung des Schaltkreises einen Widerstand parallel zu schalten, der für den Potentialausgleich bei einseitig offenem Schaltkreis sorgt. Ein hoher Widerstand würde die Leistungsaufnahme im Schaltbetrieb nur unwesentlich vergrößern.

Eine Möglichkeit, die geringe Schalt-Lastkreis-Spannungsfestigkeit von 50 Volt bei geschlossenen Kontakten zu erhöhen, bestünde darin, die Isolation nach der letzten Polysiliziumschicht aufzubringen und den Herstellungs-Prozess entsprechend anzupassen. So wäre die Nitridschicht nicht mehr in gleichem Maße den hohen Prozesstemperaturen ausgesetzt, die sie wahrscheinlich schädigen.

Die **Schaltzeit** genügt den Anforderungen. Sie ließe sich beim Betrieb im Vakuum nochmals um mehr als eine Größenordnung verkürzen. Dann schaltet das Relais aber unter Umständen nicht mehr prellfrei, weil die starke Luftdämpfung des Relaisankers entfällt.

Die **Lebensdauer** des Mikrorelais hängt sehr stark von der zu schaltenden Last ab. Wenn die Lastspannungen unter einem Volt und die Lastströme unter 100  $\mu\text{A}$  bleiben, ist eine für die meisten Anwendungen ausreichend lange Lebensdauer im Bereich von mehreren Millionen Schaltzyklen realisierbar.

Dann konkurriert das Mikrorelais, bei allen weiteren Vorteilen, mit klassischen EMRs, die in diesem Lastbereich zwar keine Probleme mit der Degradation der Kontakte haben, deren mechanische Lebensdauer aber viel begrenzter als die der Mikroaktuatoren ist.

Härtere Kontakte wären für eine höhere Belastbarkeit hilfreich, um die Gefahr des Verschweißens der Mikrokontakte und deren Degradation zu minimieren. Schlussendlich führt aber kein Weg an höheren Kontakt- und Rückstellkräften vorbei, um die Stromtragfähigkeit des Relais zu steigern.

Ein langzeitstabiles Relais mit einem Durchgangswiderstand von unter 1  $\Omega$  für Lastströme ab 10 mA und Lastspannungen  $\geq$  TTL-Pegel benötigt einen Aktuator, der eine Gesamtkraft von  $\geq 10$  mN erzeugt und bei dem idealerweise AuNi- oder AuCo-Kontakte mit Relativbewegung integriert sind.

Ein einfacher Weg, höhere Kräfte zu erzielen, wäre, den Relaisanker zu vergrößern und durch den Einsatz dickerer Polysilizium-Schichten oder SOI-Material weiter zu verstärken. Ein Relaisanker aus einkristallinem Silizium hätte den Vorteil, dass er nicht getempert werden müsste und die Prozessierung des Lastkreises vereinfachte.

## Anhang: Bisher veröffentlichte Mikrorelais

Die Auflistung zeigt, wie schwierig ein Vergleich der Mikrorelais untereinander ist. So unterschiedlich die Kenndaten sind, so differenziert werden Mikrorelais in Zukunft ihre verschiedenen Einsatzgebiete abdecken. Die Übersicht zeigt aber auch, dass es gute und weniger gute Bauelemente sowie seriöse und weniger seriöse Veröffentlichungen gibt.

Wichtige Kriterien zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit eines Mikrorelais sind der Kontaktwiderstand, die Stromtragfähigkeit, die Schaltzeit und die Lebensdauer. Deshalb einige Bemerkungen zu diesen Größen, bevor die Kenndaten in den folgenden Tabellen aufgelistet werden.

Sehr geringe Schaltzeiten sind meist ein Hinweis auf einen Betrieb im Vakuum, oftmals ohne dass die Autoren dies angeben. Thermische Aktuatoren sind wesentlich langsamer als andere Antriebe.

Je höher die Kontaktkraft ist, desto kleiner wird der Kontaktwiderstand. Mikrorelais, die mit mehreren Milliwatt Leistung hohe thermomechanische oder elektromagnetische Kräfte aufbauen, sind genauso im Vorteil, wie großflächige oder mit hoher Spannung betriebene elektrostatische Antriebe. Oftmals wird der Kontaktwiderstand sogar bei manueller Betätigung des Relaisankers gemessen, indem z. B. mit einer Probernadel auf den beweglichen Kontakt gedrückt wird.

Hohe Kontaktkraft und große Duktilität des Kontaktmaterials haben auf die Stromtragfähigkeit einen positiven Einfluss, wobei gleichzeitig das Verschweißen weicher Kontakte unter Last deren häufigste Ausfallursache darstellt.

Vergleicht man die veröffentlichten Werte für die Stromtragfähigkeit verschiedener Relais miteinander, so ist wichtig zu wissen, unter welchen Bedingungen gemessen wurde. Es besteht ein großer Unterschied zwischen Relais, deren Mikrokontakte den Laststrom und die Lastspannung tatsächlich an- und abschalten, und Relais, bei denen der Strom erst in den Lastkreis eingespeist wird, wenn die Kontakte schon geschlossen sind, z. B. im Nulldurchgang einer sinusförmigen oder gepulsten Spannung.

Darüber hinaus wird in wenigen Fällen sogar diejenige Stromstärke angegeben, welche die (z. T. manuell geschlossenen) Kontakte maximal tragen können, ohne (thermisch) zerstört zu werden. Die meisten der hochbelasteten Kontakte werden wahrscheinlich nicht wieder von den implementierten Rückstellkräften getrennt werden können.

Es ist wenig informativ, eine Zahl möglicher Schaltzyklen zu nennen, ohne darauf einzugehen, ob sich die Angabe auf die rein mechanische Lebensdauer der Kontakte und des Aktuators oder auf die (Kontakt)-Lebensdauer bei einer bestimmten Last bezieht, wobei im zweiten Fall die Angabe von Strom *und* Spannung erforderlich ist. Die zum Teil unvollständig veröffentlichten Angaben werden trotzdem aufgelistet, um das Problem zu dokumentieren.

Es werden alle dem Autor dieser Arbeit bekannten Relais aufgelistet, die tatsächlich DC-Lasten schalten können und zu denen entsprechende Messwerte veröffentlicht wurden. Dreipol-Relais sind an der fehlenden Schalt-Lastkreis-Isolation zu erkennen.

Darüber hinaus wurden einige wenige Relais-Aktuatoren aufgenommen, obwohl sie (bisher) keine Kontakte integrieren, wenn der Antrieb interessant und das Potential für ein gutes MMR vorhanden ist. Relais mit externem Aktuator sind ebenfalls berücksichtigt, auch wenn sie eigentlich keine Mikrorelais sind. Sie sind prinzipiell schalt-lastkreis-isoliert.

RF-Relais wurden nur aufgenommen, wenn sie DC-Kontakte aufweisen und Messdaten dazu veröffentlicht wurden. Das Gebiet der (kapazitiven) RF-Schalter ist nahezu ebenso groß, wie das der Mikrorelais. In Kapitel 2.1.4 wurde auf die Unterschiede eingegangen.

Die einzelnen Bauelemente sind für jedes Antriebsprinzip chronologisch geordnet.

Leere Felder in der Tabelle bedeuten, dass von den Autoren keine Angaben gemacht wurden. Vor allem bei kleinen elektrostatischen Relais wird z. B. die Angabe der Durchbruchspannung gerne weggelassen, da die Kontakte im Vergleich zu den Elektrodenflächen meist groß sind und schnell einen Pull-In auslösen, der zu einer sehr geringen Spannungsfestigkeit führt.

Einige fehlende Werte konnten aus den veröffentlichten Daten berechnet werden. Die Vollständigkeit und Fehlerfreiheit kann jedoch trotz sorgfältigster Vorgehensweise nicht garantiert werden, und der Leser ist im Zweifelsfall angehalten, die Original-Literatur hinzuzuziehen.

In der Tabelle verwendete Schreibweisen:

'78 [xx]	Die erste Zahl bezeichnet das Präsentationsjahr, die zweite den Literaturverweis.
Au-Au	Kontakt und Gegenkontakt sind aus Gold.
xx $\mu$ s / xx $\mu$ s	Einschaltzeit / Ausschaltzeit. Nur eine Zahl: Einschaltzeit.
SL-Isolation	Schalt-Lastkreis-Isolation. Meist wird nur das Material, selten die Spannungsfestigkeit angegeben.
OMM	Oberflächen-Mikromechanik mit Polysilizium, wenn nicht anders angegeben.
Bulk	Bulk-Mikromechanik mit KOH (Kaliumhydroxid), wenn nicht anders angegeben.
Pyrex	anodisch bondbares Glas

<i>Autor / Firma / Bezeichnung veröffentlicht</i>	<b>Petersen</b>	<b>Siemens Wanderkeil-Antrieb</b>	<b>Radius</b>	<b>Rockwell Sc. Center Yao &amp; Chang</b>
	'78 [38], '79 [39]	'94, '96 [42], '97 [43]	'95 [44]	'95 [45]
<i>Antriebsprinzip</i>	elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch
<i>Aktuatorgröße</i>		4 mm <sup>2</sup>	etwa 100*250 µm <sup>2</sup>	min. 600*600 µm <sup>2</sup>
<i>Schaltspannung</i>	60 V	30 - 40 V [42] 24 V [43]	75 - 125 V	>28 V
<i>Schaltstrom</i>				50 nA
<i>Verlustleistung / -energie</i>		<7 µW		1.5 µW
<i>Kontaktkraft</i>		bis 1 mN	1 µN	
<i>Kontaktfläche</i>				ca. 400 µm <sup>2</sup>
<i>Kontaktmater.</i>	Au - Cr / Au	Au galvanisch	Rhodium	1 und 2 µm Au / Pt electron beam evap.
<i>Kontaktwiderst.</i>		8 mΩ [42] (1) 20-200 mΩ [43] (1)	10 - 200 Ω	0.22 Ω
<i>Durchg.widerst.</i>				20 Ω mit Proberwiderstand
<i>Stromtragf.keit</i>	1 mA			200 mA
<i>Schaltzyklen</i>		>10 <sup>8</sup> (mechanisch)		
<i>Schaltzeit</i>	40 µs	100 - 200 µs	20 µs, prellend	30 µs
<i>Rückstellkraft</i>			0.5 µN	<6 µN
<i>Kontaktabstand</i>		6 - 14 µm	ca. 4 µm	3 µm
<i>Sperrwiderst.</i>		>10 <sup>11</sup> Ω		
<i>Durchbr.spg.</i>		>300 V		
<i>SL-Isolation</i>	SiO <sub>2</sub>	>500 V, SiO <sub>2</sub>	SiO <sub>2</sub>	SiO <sub>2</sub>
<i>Federabmess.</i>	80*20µm <sup>2</sup>	1*1.2 mm <sup>2</sup> 5.5 µm dick	120 - 220 * 30 µm <sup>2</sup>	100 - 200 * 10 µm <sup>2</sup>
<i>Feder-Material</i>	SiO <sub>2</sub> / Cr / Au	100 Bulk-Si-Zunge mit SiO <sub>2</sub> -Stresslage. SiO <sub>2</sub> zw. Elektroden	SiO <sub>2</sub> / Cr / Au Dicke : 1 µm	SiO <sub>2</sub> / Al
<i>Herstell.verf.</i>	Bulk mit EDP Aufdampfen Galvanik	Bulk, sealed cavity mit Si & Glass anodisch bedondet	Bulk Sputtern Galvanik	OMM auf GaAs Polyimid-Opfer Gold-Lift-Off
<i>Bemerkung</i>		(1)	Petersens MMR von 1978 sehr ähnlich. Anwendung als Pulsgenerator in der Hochfrequenz und Zeitmesstechnik.	Die gelochte Elek- trode hat eine Fläche von 200*200 µm <sup>2</sup> . Die Werte sind eigentlich zu gut für dieses kleine und einfache Relais, vor allem der Kontakt- widerstand und die Stromtragfähigkeit. RF-geeignet bis 4 GHz.

(1) Alle Daten, welche die Kontakte betreffen, also Kontaktwiderstand, Sperrwiderstand und Durchbruchspannung sind geschätzt oder im Kontaktprüfgerät von Schimkat [108] ermittelt. Es wurden keine Messwerte veröffentlicht. Seit etwa 2000/01 ist das Projekt eingestellt.

Drake, Stuber et al.	Roy & Mehregany	FhG & Rhode&Schwarz cantilever beam	FhG & Rhode&Schwarz fixed-fixed beam
'95 [46]	'95 [47]	'97 [49]	'97 [49]
elektrostatisch ca. 1*1.5 mm <sup>2</sup>	elektrostatisch ca. 400*800 μm <sup>2</sup>	elektrostatisch etwa 100*300 μm <sup>2</sup>	elektrostatisch bis 100*1600 μm <sup>2</sup>
50 - 100 V	35 - 150 V	20 - 90 V	100 V
		50 nA	70 nA
	mechanisch m. Nadel		
ca. 100 μm <sup>2</sup>	15 μm Zylinder- Linienkontakt		
Au	Nickel	Au galvanisch	Au galvanisch
	20 Ω	12 - 80 Ω	15 - 80 Ω
2.3 Ω oder 5 - 10 Ω (2)			
	150 mA	1 mA	1 mA
10 <sup>6</sup> oder 10 <sup>8</sup> (2)		7000	
20 μs		3 - 20 μs	14 - 45 μs
	10 μN		
		10 - 60 μm	30 - 70 μm
—	—	vorhanden, aber Material wird nicht genannt	vorhanden, aber Material wird nicht genannt
	150*3.5*15 μm <sup>3</sup>		
Polysilizium	Nickel	SiO <sub>2</sub> / Au / SiO <sub>2</sub>	SiO <sub>2</sub> / Au / SiO <sub>2</sub>
OMM Sealed Cavity mit Si & Glass gebondet.	OMM mit Ni-Galvanik und Polysilizium-Opfer nur eine Maske	OMM mit Si-Substrat und Polyimid-Opfer	OMM mit Si-Substrat und Polyimid-Opfer
Test in diversen Gasen ist interessant. Die Auswirkungen sind gering, ein Betrieb in normaler Raumluft zeigte aber am wenigsten Sticking.		Dem Wanderkeil-Prinzip sehr ähnlich.	Dem Wanderkeil-Prinzip sehr ähnlich.

(2) Der Widerstand variiert mit der Lebensdauer. Die Angaben zur Lebensdauer sind im Text und der Grafik des Papers nicht konsistent. Gemeint ist wohl eine Lebensdauer von 10<sup>8</sup>, allerdings wie so oft ohne Angabe der Last.

<i>Autor / Firma / Bezeichnung</i>	<b>Northeastern U. Analog Devices</b>	<b>Northeastern U. Analog Devices</b>	<b>Gréillat et al. U. Neuchatel</b>	<b>Omron</b>
<i>veröffentlicht</i>	'97 [50], [51], [106]	'01 [107], [120] '03 [121]	'99 [53]	'99 [54] - '03 [57]
<i>Antriebsprinzip</i>	elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch
<i>Aktuatorgröße</i>				3*2*1 mm <sup>3</sup>
<i>Schaltspannung</i>	30 - 400 (80) V	20 – 60 V	>40 V	19 V
<i>Schaltstrom</i>				
<i>Verlustleistung / -energie</i>				0.05 mW
<i>Kontaktkraft</i>	bis 100 µN	bis 100 µN		5 mN
<i>Kontaktfläche</i>	ca. 10 µm <sup>2</sup>	1 µm Radius		
<i>Kontaktmater.</i>	Au-Au		Ni-Brücke Kontakt ist Au-Au	Au gesputtert 1- 1.6 µm
<i>Kontaktwiderst.</i>	50 mΩ (ext. Kraft)	etwa 0.6 Ω	20 - 300 Ω	50 mΩ
<i>Durchg.widerst.</i>				0.5 Ω
<i>Stromtragf.keit</i>	10 mA	300 mA	20 mA	10 V / 10 mA
<i>Schaltzyklen</i>	3x10 <sup>6</sup>	10 <sup>9</sup> @ 2 mA (3) 1000 @ 20mA (3) 10 @ 300mA (3)	10 <sup>4</sup> (10 <sup>5</sup> )	>10 <sup>7</sup> @ 10 V, 10 mA
<i>Schaltzeit</i>	150 KHz		2 µs / 18 µs in Vak.	300 µs / 200 µs
<i>Rückstellkraft</i>				1 mN
<i>Kontaktabstand</i>	0.5 - 1 µm			2 - 3 µm
<i>Sperrwiderst.</i>	5*10 <sup>12</sup> Ω			
<i>Durchbr.spg.</i>	>100 V	>100 V		>200 V
<i>SL-Isolation</i>	— (4)	— (4)	Si-Nitrid	SiO <sub>2</sub>
<i>Federabmess.</i>	30*65 µm <sup>2</sup>		250 (350) * 20 µm <sup>2</sup> 1 µm dick	
<i>Feder-Material</i>	Ni		Polysilizium Nitrid	Si
<i>Herstell.verf.</i>	gesputtertes Au OMM mit Ni Cu oder Al Opfer		OMM Ni Galvanik SiO <sub>2</sub> & Ti Opfer	Bulk mit SOI Anod. Bonden
<i>Bemerkung</i>		Neuere Variante des linken Relais.	Betrieb auch magnetisch mit externem Feld. Das Magnetfeld wirkt dann auf die Nickel- Brücke.	Das am weitesten entwickelte MMR. Gehäust in Plastik (8*5*2 mm <sup>3</sup> ) oder Keramik und mittlerweile hochfrequenztauglich.

(3) Strom wird erst bei geschlossenen Kontakten angelegt und vor dem Öffnen wieder abgeschaltet. Die Autoren nennen das closed-mode.

(4) In einer Zeichnung wird auch eine Variante mit Schalt-Lastkreis-Isolation angeboten, aber die Bauelemente sind FET-Relais mit Gate, Source und Drain.

Hyman et al.	NTT	Wong, Schmidt et al. MIT	Li, Wu et al. U. Peking
'99 [58]	'99 [59]	'00 [61]	'00 [62]
elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch
350*100 $\mu\text{m}^2$	60*70 $\mu\text{m}^2$	>3mm Durchm.	400*200 $\mu\text{m}^2$
25 V	15 V	20V	130 V
	5 nA		
	75 nW		
7*10 $\mu\text{m}^2$	20 $\mu\text{m}^2$		
Au-Au	Au 0.5 $\mu\text{m}$	Au-Au	200 nm Au gesputtert
1 – 1.6 $\Omega$		35m $\Omega$ @ 20mA	1 $\Omega$
	5 $\Omega$		
160 mA		400 mA	80 mA
10 <sup>6</sup> @ 10mA 50%		>4000	10 <sup>7</sup> @ 5 mA dann sticking
50 $\mu\text{s}$	2 $\mu\text{s}$ @ 30 V	20 ms	
		3 $\mu\text{m}$	ca. 3 $\mu\text{m}$
	10 <sup>10</sup> $\Omega$	>30 M $\Omega$	
		300 V	>300 V
PECVD-Nitrid	—	— (5)	—
	5*15 (30) $\mu\text{m}^2$	Membran mit 2.4 mm Durchmesser	
PECVD-Nitrid / Au	1 $\mu\text{m}$ Al	LPCVD-Nitrid metallisiert	Si
OMM mit Nitrid auf GaAs-Substrat	OMM mit Al Polyimid Opfer SiO <sub>2</sub> zw. Elektroden	2 Wafer gebondet. Poly Elektroden mit SiO <sub>2</sub> Isolation.	DRIE Bonden Wafertinning nur 2 Masken
RF bis 40 GHz gemessen	Sticking tritt auf. Anwendung als schaltbare Verbindung in Multi-Chip-Modulen (MCM) wird vorgeschlagen.	Antrieb auch pneumatisch 1200 Pa	

(5) Könnte wegen der isolierenden LPCVD-Nitrid-Membran sicherlich auch als Vierpol-Relais aufgebaut werden.

<i>Autor / Firma / Bezeichnung</i>	<b>NEC</b>	<b>Duffy et al. Wanderkeil-Antr.</b>	<b>Miller, Bright et al.</b>	<b>Rebeiz et al.</b>
<i>veröffentlicht</i>	'01 [64]	'01 [65]	'01 [66]	'02 [69]
<i>Antriebsprinzip</i>	elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch	elektrostatisch
<i>Aktuatorgröße</i>	1*2 mm <sup>2</sup>	etwa 200*250 µm <sup>2</sup>	ca. 0.5 mm <sup>2</sup>	400*400 µm <sup>2</sup>
<i>Schaltspannung</i>	50 – 70 V	80 V (min 35 V)	60 V	65 V (min 45 – 55 V)
<i>Schaltstrom</i>				
<i>Verlustleistung / -energie</i>				
<i>Kontaktkraft</i>	1 – 3 mN			~80 µN
<i>Kontaktfläche</i>		10 Kontakte à 2 µm bis 3 à 8 µm Ø		20*40 µm <sup>2</sup>
<i>Kontaktmater.</i>	Au-Au oder Au-Ru ?	Pt-Pt	Au	Au-Au
<i>Kontaktwiderst.</i>	0.8 – 1 Ω	0.6 – 2 Ω	1 – 3 Ω	0.6 - 1 Ω
<i>Durchg.widerst.</i>	1.2 – 1.5 Ω (0.43 Ω Leitwiderst.)			
<i>Stromtragf.keit</i>			250 mA	
<i>Schaltzyklen</i>	5*10 <sup>7</sup> (mechanical lifetest)	10 <sup>9</sup>	nicht reversibel schaltbar wegen Verschweißung	
<i>Schaltzeit</i>	200 µs / 200 µs	1 µs	10 µs	
<i>Rückstellkraft</i>	0.5 mN			~80 µN
<i>Kontaktabstand</i>	etwa 5 µm	10 – 15 µm	17 – 60 µm	
<i>Sperrwiderst.</i>				
<i>Durchbr.spg.</i>	>150 V			
<i>SL-Isolation</i>	Nitrid/Oxid/Nitrid	Oxid	—	—
<i>Federabmess.</i>	4 Stk. 20*85*2.5 µm <sup>3</sup>	150*200 µm <sup>2</sup>	400*100 µm <sup>2</sup>	
<i>Feder-Material</i>	Si	350 nm Al zwischen 2x 100 nm Oxid	Si / Au prestressed	Au
<i>Herstell.verf.</i>	Bulk B+ Ätzstopp Si&Glass anod. Bond. galv. Kontakte 2 µm	OMM mit Al TaN Elektrode	OMM (MUMPs)	OMM mit Au 0.8 µm 1.7 µm SiO <sub>2</sub> -Opfer SiCr Elektrode Nitrid zw. Elektroden
<i>Bemerkung</i>	Integration mit DC- DC-Wandl. für 5 V Betriebsspannung.	RF-Relais mit DC- Kontakten. Zweite Variante als kapazitiver Schalter.	Anwendung in Flip- Chip-Assemblies für schaltbare Verbindungen zwischen den Chips.	RF-Shunt-Switch mit DC-Kontakten



Sun, Carr et al.	Kruglick & Pister	Aromat-Matsushita	Cronos JDS Uniphase
'98 [71]	'99 [72], [110]	'00 [73]	'00 [74]
thermomech.	thermomech.	thermomech.	thermomech.
etwa 0.5 mm <sup>2</sup>	ca. 1*1 mm <sup>2</sup>	2*3 mm <sup>2</sup>	7*7*2 mm <sup>3</sup>
2 V	7 - 12 V	24 V	5, 6, 9, 12 V
	3 - 18 mA		
22 mW Puls bistabil		100 mW	150 mW
ca. 10 μN	20 / 500 μN (6)	3.4 mN	
	ca. 10 μm <sup>2</sup>		
Au gesputtert Lift Off	Au	AuCo	AuNi
2 - 35 Ω	2.4 - 9 Ω (6)	1 Ω	
	4.8 Ω		<400 mΩ
	400 μA, 480 mA (6)		300 mA (1°A peak)
10 <sup>5</sup> - 10 <sup>8</sup>	80 - einige 1000 @ 400 μA - 100 mA (6)		>4*10 <sup>6</sup> @ 10 mA, 10 V
0.5 ms / 0.1 ms		77 ms / 26 ms	8 ms
ca. 12 μm	ca. 10 μm	20 μm	
>10 <sup>12</sup> Ω			>10 TΩ
>400 V		300 V	>300 V
SiO <sub>2</sub>	Photolack	500 V	>1500 V (geschätzt)
860*100*20 μm <sup>3</sup>		1*1 mm <sup>2</sup>	
SiO <sub>2</sub> / Al SiO <sub>2</sub> / Au	Poly-Si	Bimorph Si 20 μm / Al 5 μm	
OMM mit Al, Au und SiO <sub>2</sub> auf Si-Substrat Polyimid-Opfer	OMM (MUMPs)	Bulk B+ Ätzstopp Si&Glass anod. Bond.	wahrscheinlich OMM
Bimorph mit zwei Segmenten.	(6)		einziges MMR am Markt

(6) Sehr ungenaue, z. T. widersprüchliche Angaben. Es gibt wohl eine Vielzahl Device-Varianten, auch bistabile. Kontaktwiderstand auch 70-750 mΩ, Werte z. T. mechanisch mit Prober gewonnen.

<i>Autor / Firma / Bezeichnung veröffentlicht</i>	<b>Liu, Esashi et al.</b>	<b>Ford Motor Comp.</b>	<b>MIT und ABB</b>
	'01 [75]	'02 [76]	'03 [77]
<i>Antriebsprinzip</i>	thermomech.	thermomech.	thermomech.
<i>Aktuatorgröße</i>		1.92 mm <sup>2</sup>	groß! (s. Federabm.)
<i>Schaltspannung</i>	5 V	11 V	50 – 60 V
<i>Schaltstrom</i>		85 mA	~1 A
<i>Verlustleistung / -energie</i>	20 – 80 mW	bistable	>50 mJ (min. 1ms) bistabil
<i>Kontaktkraft</i>		23.4 µN	4 mN
<i>Kontaktfläche</i>			
<i>Kontaktmater.</i>	Au-Au		2.5 µm Cu (oder Au) galvanisch
<i>Kontaktwiderst.</i>			
<i>Durchg.widerst.</i>	300 – 500 mΩ	49.2 Ω	60 mΩ
<i>Stromtragf.keit</i>			3 A
<i>Schaltzyklen</i>	10 <sup>7</sup>		10 <sup>5</sup> (mechanisches Limit wg. bimorph)
<i>Schaltzeit</i>	300 µs	340 µs	5 Hz
<i>Rückstellkraft</i>			
<i>Kontaktabstand</i>	3 µm	33 µm (max. Stellw.: 88 µm)	137 µm
<i>Sperrwiderst.</i>			
<i>Durchbr.spg.</i>		(7)	>200 V
<i>SL-Isolation</i>	SiO <sub>2</sub>	>235 V (7)	—
<i>Federabmess.</i>	300*100*4µm <sup>3</sup>		4000*300*12 µm <sup>3</sup>
<i>Feder-Material</i>	Al / SiO <sub>2</sub> Cr/Pt/Cr-Heizer		Si / Metall
<i>Herstell.verf.</i>	SOI & Pyrex Anod. Bonden Lift-off PR-Opfer		315 µm Si DRIE mit Pyrex anodisch gebondet
<i>Bemerkung</i>	Anwendung zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktuatoren wird vorgeschlagen.		

(7) Es ist unklar, wie das Relais isoliert ist und ob sich diese angegebene Spannung auf die Schaltlastkreis-Isolation bezieht.

Interessant: Kontaktdurchbruch ist bei >475 V mit 33 µm Kontaktpad-Abstand angegeben, wegen Leckströmen im 100 µA-Bereich. Durchbruch bei 350 V mit 2 µm Abstand, wegen dielektrischen Überschlags.

FZK	Allen, Taylor et al.	Tilmans et al. CP Clare & weitere	Ruan, Shen & Wheeler
'95 [78]	'97 [79], [80] '98 [81], [82]	'99 [84]	'01 [85]
el.-magnetisch 4*2.3 mm <sup>2</sup>	el.-magnetisch 5*3 mm <sup>2</sup>	el.-magnetisch 5.5*4*1 mm <sup>3</sup>	el.-magnetisch etwa 4 mm <sup>2</sup>
		2 – 8 V	5 – 7.5 V
45 – 1400 mA	180 - 600 mA	8 mA	60 - 120 mA
	33 - 320 mW	16 – 64 mW	min. 93 µJ per Cycle Dauermagnet 410 Oe bistabil
0.22 - 250 mN	<1 mN 2.5 mN @ 1 A	>1 mN	
		0.2*0.15 mm <sup>2</sup>	
Ni oder NiFe	Au oder NiFe-Au (8)	Au 0.5 µm	Au-Au
	17 mΩ (mech.) 40 mΩ (8) 0.85 - 3 Ω (8)		50 mΩ
		0.4 Ω	
	1.2 A		500 mA
	>3*10 <sup>5</sup> @ 2.5 mA, 5 V	10 <sup>5</sup> @ 10 mA, 10 V 10 <sup>3</sup> @ 200 mA, 0.25 V	5*10 <sup>6</sup> @ 240 µA
~1 ms	2.5 ms	1 ms @ 8 V / 0.2 ms	2.5 ms / 0.5 ms
	100 µN		
Stellweg: 20 – 30 µm	ca. 10 µm	22 µm	
	>10 GΩ	10 <sup>13</sup> Ω	
		200 V, SL: 400 V	
Luft / PMMA	1600 V, Polyimid z. B. 0.2*2 mm <sup>2</sup>	BCB	Polyimid
		1.6*0.15 mm <sup>2</sup> 20 µm dick	1000*600*25 µm <sup>3</sup>
Ni oder NiFe		NiFe (80/20)	NiFe
LIGA Ni oder NiFe-Kern Cu-Spulen	Galvanik, NiFe-Kern, OMM	Galvanik: Cu-Spule, NiFe-Pole & Anker. Flip-Chip: SnPb / Au.	Si-Substrat Ag-Spule PR-Opfer NiFe Galvanik
Die Veröffentlichung konzentriert sich auf den Aktuator. Weitere Schaltdate sind nicht veröffentlicht worden.	Auch Relais-Varianten als NO (normally-open) und NC (normally closed).	Eines der am weitesten entwickelten MMRs. Gehäust in SOIC-16 mit 10.2*7.5*2 mm <sup>2</sup> . Das Relais ist aber weder erneut in der Literatur, noch auf dem Markt aufgetaucht.	Der Permanentmagnet sitzt unter dem Substrat. Wie groß er ist und woraus er besteht, wird nicht gesagt.

(8) Der Kontaktwiderstand von 17 mΩ wurde durch mechanisches Zusammenpressen der Kontakte erreicht. Der Wert von 40 mΩ taucht im Text der neueren Veröffentlichungen auf, obwohl dort den Abbildungen für den Kontaktwiderstand über Lebensdauer [81] und dem oszilloskopierten Kontaktverhalten [82] zu entnehmen ist, dass die Werte immer noch über 1 Ω liegen. Unter Umständen sind die sehr niedrigen Werte nicht mit dem integrierten, sondern mit einem externen elektromagnetischen Aktuator gemessen? Die Angaben zum Kontaktmaterial sind ebenfalls uneinheitlich [82: Seite 188]. Es mag also auch sein, dass die niedrigen Widerstände mit Au-Au-Kontakten und die höheren mit NiFe-Au-Kontakten gemessen wurden. Unklar ist dann aber, warum die schlechter geeigneten Kontakte weiter verwendet wurden.

<i>Autor / Firma / Bezeichnung</i>	<b>Yu-Chong Tai et. al</b>	<b>Yu-Chong Tai et. al</b>	<b>IMT Neuchatel</b>	<b>IMSAS, Bosch &amp; weitere</b>
<i>veröffentlicht</i>	'98 [83]	'99 [97]	'00 [98]	'01 [99]
<i>Antriebsprinzip</i>	(el.-magnetisch)	ext. Magnetfeld	externes Magnetfeld	(10)
<i>Aktuatorgröße</i>	8 mm <sup>2</sup>	2*3 mm <sup>2</sup>	3*1 mm <sup>2</sup>	6*6 mm <sup>3</sup>
<i>Schaltspannung</i>	4 V			20 V (geplant)
<i>Schaltstrom</i>	80 mA			
<i>Verlustleistung / -energie</i>	320 mW			250 mW
<i>Kontaktkraft</i>	100 µN (int. Akt.)	>5 mN		10 mN (geplant)
<i>Kontaktfläche</i>				
<i>Kontaktmater.</i>		Au-Au	Ni, Au, Ag (9)	
<i>Kontaktwiderst.</i>	35 mΩ (ext. Feld)	35 mΩ	2 Ω (10 Ω) (9)	unt. mΩ-Bereich
<i>Durchg.widerst.</i>				
<i>Stromtragf.keit</i>		1 A		2 A bei 12 V
<i>Schaltzyklen</i>	10 <sup>6</sup> @ 0.1 A	>10 <sup>6</sup> @ 0.1 A, 28 V		
<i>Schaltzeit</i>	15 µs (geschätzt)		0.5 ms	700 µs
<i>Rückstellkraft</i>	100 µN (int. Akt.)	1 mN		
<i>Kontaktabstand</i>	5 µm	75 µm	4 µm	30 µm (geplant)
<i>Sperrwiderst.</i>		>1000 GΩ	> 1 GΩ 100 V	
<i>Durchbr.spg.</i>		>1000 V		
<i>SL-Isolation</i>	Isolation vorh., aber Material unbekannt			
<i>Federabmess.</i>	500*200*10 µm <sup>3</sup>		1000*40*4	4000*750*25 µm <sup>3</sup>
<i>Feder-Material</i>	NiFe	NiFe 10 µm	Ni	
<i>Herstell.verf.</i>	Bulk- & OMM PR-Opfer Galvanik, Aufdampfen	Galvanik PR Opfer 3 Substrate gelötet	55 µm PR SiO <sub>2</sub> -Opfer Ni-Galvanik	OMM Galvanik
<i>Bemerkung</i>	Das Relais wurde nur mit einem externem Magnetfeld geschaltet.	Das Bauelement scheint dasselbe wie links zu sein. Der integrierte Aktuator hat wohl nicht funktioniert. Anwendung in bürstenlosem DC- Elektromotor.	Mikromechanisches Reed-Relais. Der Betrieb erfordert ein externes Magnetfeld. Die Herstellung erfordert nur eine Maske.	(10)

(9) Kontaktwiderstand ist höher mit Au!

(10) Ein Elektrostatischer Aktuator wird erwähnt mit einer Schaltspannung von 30 - 40 Volt ohne weitere Messwerte. Die wenigen in der Tabelle angegebenen Ergebnisse wurden mit einem externen magnetischen Aktuator gemessen. (Spule ca. 5 mm lang mit 3 mm Durchmesser).

NTT	Zhou, Carr et al.	Kiesewetter & Pietsch	Rockwell Sc. Comp. Borwick, DeNatale et al.
'95 [86]	'97 [88]	'98 [89]	'03 [90]
magnetisch thermisch kontrolliert	elektrost./therm.	piezoel. / magn.	Lorentz & elektrost.
2.3*1.7 mm <sup>2</sup>	300*20 μm <sup>2</sup>	2*9*20 mm <sup>3</sup>	3 - 4 mm <sup>2</sup>
	20 V	50 V	1 - 6 V (elektrost. Haltespannung)
350 mA Puls (bistabil)			1 - 20 mA (für die Lorentzkraft)
	8 mW	85 mW	11 - 480 nJ Dauermagnet: 0.6 T
60 μN (geschätzt)		100 mN	1 - 50 μN
Ni	1 μm Lift-Off-Au		Au-Au
3 Ω	0.6 - 0.8 Ω		8 - 2 Ω
			>10 <sup>7</sup> @ 10 mA, 2.9 V
<10 ms	12 μs	4 ms	700 - 120 μs
			Feder & Lorentz ~50 μN
ca. 2 μm		250 μm	
21 kΩ			>100 MΩ
unklar	PECVD SiO <sub>2</sub>		SiO <sub>2</sub>
ca. 0.6 mm			
Ni	SiO <sub>2</sub> / TaSi <sub>2</sub> -Heizer		
Ti-Abscheidung als Heizer Ni-Galvanik SmCo Permanentmagnet	OMM auf isoliertem Si-Substrat mit Au, SiO <sub>2</sub> und TaSi <sub>2</sub> Al-Opferschicht	Piezoelektrischer Hybrid-Antrieb mit Permanentmagnet.	DRIE SOI-Wafer mit Epoxy auf Handle-Wafer geklebt
Das Relais wurde mechanisch oder per externer Heizung durch einen Laser und nicht mit dem integrierten Heizer geschaltet.	(11)	Demonstrator ohne Kontakte.	Hybrid-Antrieb mit Permanentmagnet

(11) Das Relais ist erstaunlich schnell für einen thermischen Aktuator, wenn auch elektrostatisch unterstützt. Anwendung als Schalter zur Auswahl verschiedener Induktivitäten On-Chip. Die Mikrospuhlen wurden ebenfalls gefertigt und integriert.

<i>Autor / Firma / Bezeichnung</i>	<b>Simon, Kim et al. Quecksilber-MMR 1</b>	<b>Kim et al. Quecksilber-MMR 2</b>
<i>veröffentlicht</i>	'97 [87]	'01 [67], '03 [68]
<i>Antriebsprinzip</i>	therm. Phasenwandler	elektrostatisch
<i>Aktuatorgröße</i>		
<i>Schaltspannung</i>	10 – 15 V	150 V [67] 80 V [68]
<i>Schaltstrom</i>		
<i>Verlustleistung / -energie</i>	100 mW bistable	
<i>Kontaktkraft</i>		
<i>Kontaktfläche</i>	Hg-Tropfen 5 - 25 $\mu\text{m}$	
<i>Kontaktmater.</i>	NiCr-Hg	Hg
<i>Kontaktwiderst.</i>	120 $\Omega/\mu\text{m}^2$ in ext. Testsystem	
<i>Durchg.widerst.</i>		
<i>Stromtragf.keit</i>	20 mA	
<i>Schaltzyklen</i>		
<i>Schaltzeit</i>	10 ms	1 Hz [67] 1 ms [68]
<i>Rückstellkraft</i>		
<i>Kontaktabstand</i>		
<i>Sperrwiderst.</i>		
<i>Durchbr.spg.</i>		
<i>SL-Isolation</i>		
<i>Federabmess.</i>	—	—
<i>Feder-Material</i>	—	—
<i>Herstell.verf.</i>	Kanal in (100)-Si. Glass-Cap verbunden mit Spacer aus Teflon / Epoxy.	Grube in 111-Si [67] planares Design [68]
<i>Bemerkung</i>	schlechte Schaltfunktion	schaltet wohl nicht

## Literaturverzeichnis

- [1] Venture Development Corporation (VDC); „2001/2002 Global Relay Market Intelligence Service“; Natick, MA; USA; Auszüge als White-Papers bei: [www.vdc-corp.com](http://www.vdc-corp.com)
- [2] H. Greif; „Moderne Relais und ihre Schaltungen“; Verlag Oldenbourg; München; 1987
- [3] H. Sauer; „Relais-Lexikon“; Verlag Hüthig; Heidelberg; 1985
- [4] A. Heuberger (Hrsg.); „Mikromechanik“; Verlag Springer; Berlin; 1989
- [5] C. Hierold; „Intelligent CMOS Sensors“; Proc. IEEE, 13<sup>th</sup> MEMS Conference; Miyazaki; Japan; 2000; 1-6
- [6] S. M. Sze; „Semiconductor Devices“; Verlag John Wiley & Sons; New York; 1985
- [7] W. Rieder; „Elektromechanische Schaltkontakte und gesteuerte Halbleiter – Eine Gegenüberstellung“; Proc. VDE, Kontaktverhalten und Schalten; Karlsruhe; 2001; 21-27
- [8] Clare Inc.; „Vorteile von Halbleiterrelais (SSRs) gegenüber elektromechanischen Relais (EMRs)“; Anwendungs-Note AN-145; [www.clare.com](http://www.clare.com); 03/2001
- [9] Matsushita Electric Works; „NAiS Relais-Übersicht“; gute Darstellung des sehr vollständigen EMR- & SSR-Angebots; als Katalog, CD-ROM oder [www.matsushita.de](http://www.matsushita.de)
- [10] A. Goldbacher; „Anpassungsfähig wie ein Chamäleon – Für praktisch jeden Einsatzfall das passende Relais“; Elektronik; Verlag Weka Fachzeitschriften; Poing; 02/1999; 40-47
- [11] W. Jöhler, W. Kälin; „Die neue Generation Telekomrelais“; Proc. VDE, Kontaktverhalten und Schalten; Karlsruhe; 1999; 61-69
- [12] C. T.-C. Nguyen; „Micromechanical RF Devices for Communication Transceivers“; Short Course I; Transducers'01; München; 2001
- [13] H. A. C. Tilmans; „MEMS Components for Wireless Communications“; Proc. Eurosensors XVI, 16<sup>th</sup> Europ. Conference on Solid-State Transducers; Prague; Czech Republic; 2002
- [14] G. M. Rebeiz; „RF MEMS: Theory, Design, and Technology“; Verlag Wiley; 2003
- [15] S. Kiyawat; „Micro-Electro-Mechanical Radio Frequency (MEM RF) Switches: Design and Test of Concept“; M.Sc. Thesis; U. California UCLA; Los Angeles, CA; USA; 2000; <http://cjmems.seas.ucla.edu/publications.htm>
- [16] J. Papapolymerou, K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, J. Kleber; „Reconfigurable Double-Stub Tuners Using MEMS Switches for Intelligent RF Front-Ends“; IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques; Vol. 51; No. 1; 2003; 271-277
- [17] A. P. de Silva, C. Vaughan, D. Frear, L. Liu, S. M. Kuo, J. Foerstner, J. Drye, J. Abrokwah, H. Hughes, C. Amrine, C. Butler, S. Markgraf, H. Denton, S. Springer; „Motorola MEMS Switch Technology for High Frequency Applications“; Microelectromechanical Systems Conf.; Berkeley, CA; USA; Aug. 2001; 22-24
- [18] M. Ulm, M. Reimann, T. Walter, R. Müller-Fiedler, E. Kasper; „Scalability of Capacitive RF MEMS Switches“; Proc. Transducers'01, 11<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Munich; Germany; 2001; 1536-1538
- [19] F. Plötz, S. Michaelis, G. Fattinger, R. Aigner, R. Noé; „Performance and Dynamics of a RF MEMS Switch“; Proc. Transducers'01, 11<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Munich; Germany; 2001; 1560-1563

- [20] J.-H. Park, K. Kang, N. Kang, C. Kim, C. Song, C.-Y. Cheon, Y. Kwon, Y.-K. Kim; „A 3-Voltage Actuated Micromachined RF Switch for Telecommunications Applications”; Proc. Transducers’01, 11<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sen. Act.; Munich; Germany; 2001; 1540-1543
- [21] J. Tichy, G. Gautschi; „Piezoelektrische Meßtechnik”; Verlag Springer; Berlin, Heidelberg, New York; 1980
- [22] S. Wolf, R. N. Tauber; „Silicon Processing for the VLSI Era”; Lattice Press; Sunset Beach, CA; USA; 1987
- [23] M.R. Douglass, „Lifetime Estimates and Unique Failure Mechanisms of the Digital Micromirror Device (DMD)”; Proc. IEEE, 36<sup>th</sup> Reliability Phys. Symp.; 1998; 9-16
- [24] K. E. Petersen; „Silicon as a Mechanical Material”; Proceedings IEEE; Vol. 70(5); 1982; 420-457
- [25] E. Obermeier; „Anodic Wafer Bonding”; Proc. third Int. Symp. on Semiconductor Wafer Bonding Physics and Applications; ED Vol. 95; 1995; 212-220
- [26] K. A. Shaw, Z. L. Zhang, N. C. MacDonald; „SCREAM I: A Single Mask, Single-Crystal Silicon, Reactive Ion Etching Process for MicroElectroMechanical Structures”; J. Sen. Act, Vol. A40, 1994; 63-70
- [27] R. T. Howe et al. „Surface Micromachining for Microsensors and Microactuators”; J. Vacuum Science and Technology; Vol. B 6(6) 11; 1988; 1809 ff.
- [28] H. Guckel et al.; „Fabrication of Micromechanical Devices from Polysilicon Films with Smooth Surfaces”; J. Sen. Act.; Vol. 20; 1989; 117 ff.
- [29] T. Kraus, M. Baltzer, E. Obermeier; „Design and Fabrication of Surface Micromachined Micromotors with Large Dimensions”; J. Micromech. Microeng.; Vol. 7; 1997; 196-199
- [30] M. Baltzer, T. Kraus, E. Obermeier: „A Linear Stepping Actuator in Surface Micromachining Technology for Low Voltages and Large Displacements”; Transducers’97, 9<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Chicago, IL; USA; 1997; 781-784
- [31] E. Thielicke, E. Obermeier: „New MOEMS-Switch Device with Electrostatic Actuator”; Proc. IEEE/LEOS, Int. Conf. on Optical MEMS; Lugano; Switzerland; 2002
- [32] D. A. Koester, R. Mahadevan, A. Shishkoff, K. W. Markus; „SmartMUMPs Design Handbook including MUMPs Introduction and Design Rules (rev. 4)”; new releases can be found on the web or ordered from the MEMS Technology Applications Center, MCNC; Research Triangle Park, NC; USA; 1996
- [33] H. Fujita; „Microactuators and Micromachines”; Proceedings IEEE; Vol. 86(8); 1998; 1721-1732
- [34] E. Thielicke, E. Obermeier; „Microactuators and their Technologies”; J. Mechatronics; Vol. 10; 2000; 431-455
- [35] W. Benecke; „Silicon-Microactuators: Activation Mechanisms and Scaling Problems”; Proc. Transducers’91, 6<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; 1991; 46-49
- [36] A. Abbas, I. Dufour, E. Sarraute, S. Allano; „Comparison of Torque Optimised Electromagnetic and Electrostatic Micromotors”; J. Micromech. Microeng.; 1995; 192-195
- [37] J. F. Dickson; „On-Chip High-Voltage Generation in MNOS Integrated Circuits Using an Improved Voltage Multiplier Technique”; IEEE Journal of Solid-State Circuits; Vol. 11(3); 1976; 374-378



- [38] K. E. Petersen; „Dynamic Micromechanics on Silicon: Techniques and Devices”; IEEE Trans. Elec. Dev.; ED-25; 1978; 1241-1250
- [39] K. E. Petersen; „Micromechanical Membrane Switches on Silicon”; IBM J. Res. Dev.; Vol. 23; 1979, 376-385
- [40] P. M. Zavracky, R. H. Morrison; “Electrically Actuated Micromechanical Switches with Hysteresis”; Tech. Digest Hilton-Head’84, Solid-State Sen. Act. Workshop; Hilton Head, SC; USA; 1984; 50-51
- [41] M. Sakata; „An Electrostatic Microactuator for Electro-Mechanical Relay”; Proc. IEEE, MEMS Workshop; Salt Lake City, Utah; USA; 1989; 149-151
- [42] H. F. Schlaak, F. A. Arndt, J. Schimkat, M. Hanke; „Moving Wedge Actuator: An Electrostatic Actuator for Use in a Microrelay”; Microsystem Technologies’94, 4<sup>th</sup> Int. Conf. on Micro Elec., Opto, Mech. Sys. and Comp.; Potsdam; Germany; 1994; 989-996
- [43] H. F. Schlaak, F. A. Arndt, M. Hanke; „Silicon-Microrelay – A Small Signal Relay with Electrostatic Actuator”; Proc. NARM, 45<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 1997; 10
- [44] R. Radius; „Herstellung und Untersuchung von mikromechanischen Schaltern für Anwendungen in der Hochfrequenz- und Impulstechnik”; Dissertation; Univ. Stuttgart; 1995
- [45] J. J. Yao, M. F. Chang; „A Surface Micromachined Miniature Switch for Telecommunications Applications with Signal Frequencies from DC up to 4 GHz”; Proc. Transducers’95; 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Stockholm; Sweden; 1995; 384-387
- [46] J. Drake, H. Jerman, B. Lutze, M. Stuber; „An Electrostatically Actuated Micro-Relay”; Proc. Transducers’95, 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Stockholm; Sweden; 1995; 380-383
- [47] S. Roy, M. Mehregany; „Fabrication of Electrostatic Nickel Microrelays by Nickel Surface Micromachining”; Proc. IEEE, 8<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Amsterdam; The Netherlands; 1995; 353-357
- [48] S. Lucas, K. Kis-Sion, J. Pinel, O. Bonnaud; „Polysilicon Microswitches Using Surface Micromachining Technology”; Proc. MME’96, 7<sup>th</sup> Micromech. Europe Workshop; Barcelona; Spain; 1996; 117-120
- [49] I. Schiele, J. Huber, C. Evers, B. Hillerich, F. Kozlowski; „Micromechanical Relay with Electrostatic Actuation”; Proc. Transducers’97, 9<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Chicago, IL ;USA; 1997; 1165-1168
- [50] P. M. Zavracky, S. Majumder, N. E. McGruer; „Micromechanical Switches Fabricated Using Nickel Surface Micromachining”; J. Microelectromechanical Systems; Vol. 6(1); 1997
- [51] M. L. Schirmer, P. M. Zavracky, N. E. McGruer, S. Majumder, R. H. Morrison, D. C. Potter, G. G. Adams, J. Krim; „Design, Characterization and Application of Surface Micromachined, Electrostatically Actuated Microswitches”; Proc. NARM, 46<sup>th</sup> Int. Relay Conf. ; USA; 1998; 16
- [52] M.-A-. Grétilat, P. Thiébaud, N. F. de Rooij, C. Linder; „Electrostatic Polysilicon Microrelays Integrated with MOSFETs”; Proc. IEEE, 7<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Oiso; Japan; 1994; 97-101
- [53] M.-A-. Grétilat, F. Grétilat, N. F. de Rooij; „Micromechanical Relays with Electrostatic Actuation and Metallic Contacts”; Proc. Transducers’99, 10<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Sendai; Japan; 1999; 1280-1283

- [54] M. Sakata, Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, S. Horiike; „Mikromachined Relay which Utilizes Single Crystal Silicon Electrostatic Actuator”; Proc. IEEE, 12<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Orlando, FL; USA; 1999
- [55] Y. Komura, M. Sakata, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, S. Horiike, K. Ozawa; „Micro Machined Relay for High Frequency Application”; Proc. NARM, 47<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 1999; 12
- [56] M. Fujii, S. Sato, K. Hosoya, K. Imanaka; „Micro Machined Relay with Vertical Feed Through and Wirebond-Less Package”; Proc. NARM, 49<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 2001; 16
- [57] T. Seki, S. Sato, T. Masuda, I. Kimura, K. Imanaka; „Low-Loss RF MEMS Metal-to-Metal Contact Switch with CSP Structure”; Proc. IEEE, Transducers’03, 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Boston, MA ;USA; 2003; 340-341
- [58] D. Hyman, A. Walston, J. Schaffner, R. Loo; „Power Handling of Ohmic-Contact Microfabricated RF Relays”; Proc. NARM, 47<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; 1999; USA; 14
- [59] A. Hirata, K. Machida, H. Kyuragi, M. Maeda; „A Micromechanical Switch as the Logic Elements for Circuits in Multi Chip Module on Si (MCM-Si)”; Proc. IEEE, 12<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Orlando, FL; USA; 1999
- [60] M. Adamschik, S. Ertl, P. Schmid, P. Gluche, A. Flöter, E. Kohn; „Electrostatic Diamond Micro Switch”; Proc. Transducers’99, 10<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Sendai; Japan; 1999; 1284-1287
- [61] J.-E. Wong, J. H. Lang, M. A. Schmidt; „An Electrostatically-Actuated MEMS Switch for Power Applications”; Proc. IEEE, 13<sup>th</sup> MEMS Conf.; Miyazaki; Japan; 2000; 633-638
- [62] Z. Li, D. Zhang, T. Li, W. Wang, G. Wu; „Bulk Micromachined Relay with Lateral Contact”; J. Micromech. Microeng.; Vol. 10, 2000; 329-333
- [63] G. I. Efremov, N. I. Mukhurov, V. I. Kovalevsky; „Anodic Alumina Based Electrostatic Micro-Relay MEMS Device”; Proc. ASDAM 2000, third. Int. EuroConf. on Adv. Semicon. Dev. and Microsys.; Smolenice Castle; Slovakia; 2000; 367-370
- [64] S. Kasai, K. Suzuki, Y. Ota, T. Ide; „An Electro-Statically Driven MEMS Relay”; Proc. NARM, 49<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 2001; 11
- [65] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, M. Gouker; „MEMS Microswitches for Reconfigurable Microwave Circuitry”; IEEE Microwave Wireless Comp. Letters; Vol. 11(3); 2001; 106-108
- [66] D. Miller, W. Zhang, V. M. Bright; „Microrelay Packaging Technology Using Flip-Chip Assembly”; J. Sensors and Actuators; Vol. A89; 2001; 76 ff.
- [67] J. Kim, W. Shen, L. Latorre, C.-J. Kim; „A Micromechanical Switch with Electrostatically Driven Liquid-Metal Droplet”; Proc. Transducers’01, 11<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Munich; Germany; 2001; 380-383
- [68] W. Shen, R. T. Edwards, C.-J. Kim; „Mercury Droplet Microswitch for Re-Configurable Circuit Interconnect”; Proc. Transducers’03, 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Boston, MA; USA; 2003; 464-467
- [69] G.-L. Tan, G. M. Rebeiz; „A DC-Contact MEMS Shunt Switch”; IEEE Microwave and Wireless Components Letters; Vol. 12(6); 2002; 212-214

- [70] T. Seki, M. Sakata, T. Nakajima, M. Matsumoto; „Thermal Buckling Actuator for Micro-Relays”; Proc. Transducers’97, 9<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Chicago, IL; USA; 1997; 1153-1156
- [71] X.-Q. Sun, K. R. Farmer, W. N. Carr; „A Bistable Microrelay Based on Two-Segment Multimorph Cantilever Actuators”; Proc. IEEE, 11<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Heidelberg; Germany; 1998; 154-159
- [72] E. J. J. Kruglick, K. S. Pister; „MEMS Relay Based Digital Logic Systems”; Proc. Transducers’99, 10<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Sendai; Japan; 1999; 818-821
- [73] S. Tomonari, J. Piccinic, H. Yoshida, J. Ogihara, S. Nagao, M. Saito, K. Kawahito, H. Kawada; „The Microrelay Thermally Actuated by the Silicon Bimetal”; Proc. NARM, 48<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 2000; 9
- [74] Cronos, JDS Uniphase Company; „Breakthrough Mikrorelay: High Current Capacity and Reliability in Small Package”; <http://www.memsrus.com/prodrelay.html>; Rev. 2; Sep. 2000
- [75] Y. Liu, X. Li, T. Abe, Y. Haga, M. Esashi; „A Thermomechanical Relay with Microspring Contact Array”; Proc. IEEE, 14<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Interlaken; Switzerland; 2001; 220-223
- [76] T. Gomm, L. L. Howell, R. H. Selfridge „In-Plane Linear Displacement Bistable Microrelay”; J. Micromech. Microeng.; Vol. 12, 2002; 257-264
- [77] J. Qiu, J. H. Lang, A. H. Slocum, R. Strümler; „A High-Current Electrothermal Bistable MEMS Relay”; Proc. IEEE, 16<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Kyoto; Japan; 2003; 64-67
- [78] B. Rogge, J. Schulz, J. Mohr, A. Thommes, W. Menz; „Fully Batch Fabricated Magnetic Microactuators Using a Two Layer LIGA Process”; Proc. Transducers’95, 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Stockholm; Sweden; 1995; 320-323
- [79] W. P. Taylor, M G. Allen, C. R. Dauwalter; „Batch Fabricated Electromagnetic Microrelays”; Proc. NARM, 45<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 1997; 8
- [80] W. P. Taylor, M G. Allen; „Integrated Magnetic Microrelays: Normally Open, Normally Closed and Multi-Pole Devices”; Proc. IEEE, Transducers’97, 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Chicago, IL; USA; 1997; 1149-1152
- [81] M G. Allen, K. Kim, O. Brand, W. P. Taylor; „Magnetically Actuated Microrelays: Multiple Device Configurations”; Proc. NARM, 46<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 1998; 17
- [82] W. P. Taylor, O. Brand, M G. Allen; „Fully Integrated Magnetically Actuated Micromachined Relays”; J. Microelectromechanical Systems; Vol. 7(2); 1998; 181-191
- [83] J. A. Wright, Y.-C. Tai; „Micro-Miniature Electromagnetic Switches Fabricated Using MEMS Technology”; Proc. NARM, 46<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 1998; 13
- [84] H. A. C. Tilmans, E. Fullin, H. Ziad, M. D. J. Van de Peer, J. Kesters, E. Van Geffen, J. Bergqvist, M. Pantus, E. Beyne, K. Baert, F. Naso; „A Fully-Packaged Electromagnetic Microrelay”; Proc. IEEE, 12<sup>th</sup> MEMS Conf Workshop; Orlando, FL; USA; 1999
- [85] M. Ruan, J. Shen, C. B. Wheeler; „Latching Microelectromagnetic Relays”; J. Sensors and Actuators; Vol. A91; 2001; 346-350
- [86] E. Hashimoto, Y. Uenishi, A. Watanabe; „Thermally Controlled Magnetization Microrelay”; Proc. Transducers’95, 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sen. Act.; Stockholm; Sweden; 1995; 360-364

- [87] J. Simon, S. Saffer, C.-J. Kim; „A Liquid-Filled Microrelay with a Moving Mercury Microdrop”; J. Microelectromechanical Systems; Vol. 6(3); 1997; 208-216
- [88] S. Zhou, X.-Q. Sun, W. N. Carr; „A Micro Variable Inductor Chip Using MEMS Relays”; Transducers’97, Chicago, USA;1997;1137-1140
- [89] L. Kiesewetter, K. Pietsch; „Miniature Piezoelectric Relay with Low Operate Voltage and Short Switching Time Using a Monolithic Multilayer Bender Actuator”; Proc. Actuator’98, 6<sup>th</sup> Int. Conf. on New Actuators; Bremen; Germany; 1998; 147-151
- [90] R. L. Borwick III, P. A Stupar, J. DeNatale; „A Hybrid Approach to Low-Voltage MEMS Switches”; Proc. IEEE, Transducers’03, 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Boston, MA; USA; 2003; 859-862
- [91] M. Ichiya, H. Nishimura, F. Kasano, J. Lewiner, D. Perino; „Silicon based Electred Relays”; Proc. IEEE, 8<sup>th</sup> Int. Sympos. on Electrets; 1994; 955-960
- [92] K. M. Hiltmann, B. Schmidt, H. Sandmeier, W. Lang; „Development of Micromachined Switches with Increased Reliability”; Transducers’97, Chicago, IL; USA;1997;1157-1160
- [93] W. D. Fobenius, S. A. Zeitmann, M. H. White, D. D. O’Sullivan, R. G. Hamel; „Microminiature Ganged Threshold Accelerometers Compatible with Integrated Circuits Technology”; IEEE Trans. Elec. Dev.; ED-19; 1972; 37 ff.
- [94] J. S. Go, Y.-H. Cho, B. M. Kwak; „Acceleration Microswitches with Adjustable Snapping Threshold”; Transducers’95; Stockhom; Sweden; 1995; 691-694
- [95] H. V. Allen; „Silicon-based Micromechanical Switches for Industrial Applications”; Proc. IEEE, Micro Robots and Teleoperators Workshop; Hyannis, MA; USA; 1987; 36-38
- [96] H. Hosaka, H. Kuwano, K. Yanagisawa; „Electromagnetic Microrelays: Concepts and Fundamental Characteristics”; Proc. IEEE, 6<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Fort Lauderdale, FL; USA; 1993; 12-17
- [97] J. A. Wright, Y.-C. Tai; „Magnetostatic MEMS Relays for the Miniaturization of Brushless DC Motor Controllers”; Proc. IEEE, 12<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Orlando, FL; USA; 1999
- [98] S. Roth, C. Marxer, G. Feusier, N. F. de Rooij; „One Mask Nickel Micro-Fabricated Reed Relay”; Proc. IEEE, 13<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Miyazaki; Japan; 2000; 176-180
- [99] M. Becker, D. Lütke Notarp, J. Vogel, E. Kieselstein, J.-P. Sommer, K. Brämer, V. Großer, W. Benecke, B. Michel, „Application of Electroplating in MEMS-Micromachining Exemplified by a Microrelay”; J. Microsystem Technologies; Vol. 7; 2001; 196-202
- [100] X.-Q. Sun, Z. Li, X. Zheng, L. Liu; „Study of Fabrication Process of a Micro Electrostatic Switch and its Application to a Micromechanical V-F Converter”; J. Sensors Actuators; Vol. 32A; 1993; 189-192
- [101] R. Holm; „Electric Contacts”;Verlag Springer; Berlin, Heidelberg, New York; 1967
- [102] J. C. Maxwell: „A Treatise on Electricity and Magnetism”; Oxford Press; 1891
- [103] H. Hertz; „Gesammelte Werke”; Verlag Barth; Leipzig; 1895
- [104] A. Keil, W. A. Merl, E. Vinaricky; „Elektrische Kontakte und ihre Werkstoffe”; Verlag Springer; Berlin, Heidelberg, New York, Tokio; 1984
- [105] W. B. Ittner III, P. J. Magill; „A Survey of Contact Resistance Theory for Nominally Clean Surfaces”; IBM J. Research and Development; Vol. 1(1); 1957; 44-48

- [106] S. Majumder, N. E. McGruer, G. G. Adams, A. Zavracky, P. M. Zavracky, R. H. Morrison, J. Krim; „Study of Contacts in an Electrostatically Actuated Microswitch“; Proc. IEEE, 44<sup>th</sup> Holm Conf. Elec. Contacts; Arlington, VA; USA; 1998; 127-132
- [107] S. Majumder, N. E. McGruer, G. G. Adams, P. M. Zavracky, R. H. Morrison, J. Krim; „Study of Contacts in an Electrostatically Actuated Microswitch“; J. Sensors and Actuators; Vol. A93; 2001; 19-26
- [108] J. Schimkat; „Contact Materials for Microrelais“; Proc. IEEE, 11<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Heidelberg; Germany; 1998; 190-194
- [109] D. Hyman, M. Mehregany; „Contact Physics of Gold Microcontacts for MEMS Switches“; Proc. IEEE, 44<sup>th</sup> Holm Conf. Elec. Contacts; Arlington, VA; USA; 1998; 133-140
- [110] E. J. J. Kruglick, K. S. J. Pister; „Lateral MEMS Microcontact Considerations“; J. Microelectromechanical Systems; Vol. 8(3); 1999; 264-271
- [111] W. Scheerer, B. Bader, F. Gerlach, H. Kück; „Untersuchung des elektrischen Kontaktverhaltens mikromechanischer Schaltelemente“; Abschlussbericht FV-NR. 11687N; HSG-IFZ, Hahn-Schickard-Ges., Inst. f. Feinwerk- u. Zeitmesstechnik; 2001
- [112] S. C. Bromley, B. J. Nelson; „Performance of Microcontacts Tested with a Novel MEMS Device“; Proc. IEEE, 47<sup>th</sup> Holm Conf. on Elec. Contacts; Montreal; Canada; 2001; 122-127
- [113] M. Ruan, J. Shen, C. B. Wheeler; „Latching Micro Magnetic Relays with Multistrip Permalloy Cantilevers“; 14<sup>th</sup> IEEE MEMS Conf. Workshop; Interlaken; Switzerland; 2001; 224-227
- [114] B. L. Pruitt, W.-T. Park, T. W. Kenny; „Measurement System for Low Force and Small Displacement Contacts“; Tech. Digest Hilton-Head'02, Solid-State Sen. Act. Workshop; Hilton Head, SC; USA; 2002
- [115] S. Hannoë, H. Hosaka; „Electrical Characteristics of Micro Mechanical Contacts“; J. Microsys. Tech.; Vol. 3; 1996; 31-35
- [116] F. Kaspar, E. Marka, N. Normann; „Eigenschaften von chemischen Nickel-Goldschichten für Baugruppen der Elektronik“; Proc. VDE, Kontaktverhalten und Schalten; Karlsruhe; Germany
- [117] H. Angus; „Surface Films on Precious Metal Contacts“; Journal of Applied Physics; Vol. 13; 1962; 58-63
- [118] T. Tamai, K. Miyagawa; „Effect of Switching Rate on Contact Failure from Contact Resistance of Micro Relay under Environment Containing Silicone Vapor“; Proc. IEEE, 43<sup>th</sup> Holm Conf. Elec. Contacts; Philadelphia, PA; USA; 1997; 333-339
- [119] J. Schimkat; „Contact Measurements Providing Basic Design Data for Microrelay Actuators“; J. Sen. Act.; Vol. A73; 1999; 138-143
- [120] X. Yan, N. E. McGruer, G. G. Adams, S. Majumder; „Thermal Characteristics of Microswitch Contacts“; Proc. NARM, 49<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 2001; 9
- [121] X. Yan, N. E. McGruer, G. G. Adams, S. Majumder; „Finite Element Analysis of the Thermal Characteristics of MEM Switches“; Proc. IEEE, Transducers'03, 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sen. Act. Microsys.; Boston, MA; USA; 2003; 412-415
- [122] H. Draxler; „Elektrische Kontakte für kleine und mittlere Lasten – Grundlagen und Anwendungshinweise“; Proc. VDE, Kontaktverhalten und Schalten; Karlsruhe

- [123] M. D. Pashley, J. B. Pethica; „The Role of Surface Forces in Metal-Metal Contacts”; J. Vac. Sci. Technol.; Vol. A3(3); 1985; 757-761
- [124] S. Shimada, S. Suzuki; „Adhesion Characteristics of Gold Alloy Contact Materials for Signal Relay”; Proc. NARM, 49<sup>th</sup> Int. Relay Conf.; USA; 2001; 4
- [125] F. Paschen; „Über die zum Funkenübergang in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure bei verschiedenen Drücken erforderliche Potentialdifferenz”; Annalen der Physik; Vol. 37; 1889; S. 69-96
- [126] L. H. Germer; „Electrical Breakdown between Close Electrodes in Air”; J. Appl. Phys.; Vol. 30(1); 1959; 41-47
- [127] J.-M. Torres, R. S. Dhariwal; „Electric Field Breakdown at Micrometre Separations in Air and Vacuum”; J. Microsys. Tech.; Vol. 6; 1999; 6-10
- [128] R. G. Longwitz, H. v. Lintel, P. Renaud; „Study of Micro Glow Discharges as Ion Sources”; Proc. ECA, 29<sup>th</sup> EPS Conf. on Plasma Phys. and Contr. Fusion; Vol. 26B; Montreux; Switzerland; 2002; 2.026
- [129] W. E. Pendleton, A. Tackett, L. Korzeniowski, G. B. Cvijanovich, R. T. Williams; „STM Study of Topographical Changes on Gold Contact Surfaces Caused by Loading”; Proc. IEEE, 44<sup>th</sup> Holm Conf. Elec. Contacts; Arlington, VA; USA; 1998; 109-119
- [130] J. DeNatale, R. Mihailovich; „RF MEMS Reliability”; Proc. IEEE, Transducers'03, 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators; Boston, MA; USA; 2003; 943-946
- [131] H.S. Lee, C. H. Leung, J. Shi, S.-C. Chang, S. Lorincz, I. Nedelescu; „Integrated Microrelays: Concept and Initial Results”; J. MEMS; Vol. 11; 2002; 147-153
- [132] H. Dolezalek; „Atmospheric Electricity”; in D. R. Lide (Hrsg.); „CRC Handbook of Chemistry and Physics”; Vol. 82; CRC Press, London; Great Britain; 2001/02; 14-33
- [133] A. Stoffel, B. Kovács, W. Kronast, B. Müller; „LPCVD against PECVD for Micromechanical Applications”; J. Micromech. Microeng.; Vol. 6; 1996; 1-13
- [134] D. Maier-Schneider; „LPCVD-Polysilizium in der Mikromechanik: Bestimmung der elastischen Eigenschaften”; Dissertation; Technische Universität Berlin; 1995
- [135] D. Maier-Schneider, A. Ersoy, J. Maibach, D. Schneider, E. Obermeier; „Influence of Annealing on Elastic Properties of Silicon Nitride and LPCVD Polysilicon”; J. Sensors Materials; Vol. 7(2); 1995; 121-129
- [136] E. Mönch; „Einführungsvorlesung Technische Mechanik”; Verlag R. Oldenbourg, München, Wien; 1971
- [137] W. C. Young; „R. J. Roark's Formulas for Stress and Strain”; McGraw-Hill International Editions; 1989
- [138] J. Fricke; „Konzeption und Realisierung von Beschleunigungs-Mikrosensoren in Oberflächen-Mikromechanik”; Dissertation; Technische Universität Berlin; 1996
- [139] T. Srikar, S. D. Senturia; „Thermoelastic Damping in Finegrained Polysilicon Flexural Beam Resonators”; J. Micro Electro Mech. Sys.; Vol. 11(5); 2002, 499-504
- [140] H. Vogel; „Gerthsen, Kneser, Vogel: Physik”; Verlag Springer; Berlin, Heidelberg, New York; 1977; 111 ff.
- [141] H. G. Elrod; „A Derivation of the Basic Equations for Hydrodynamic Lubrication with a Fluid Having Constant Properties”; Quart. App. Math.; Vol. 17; 1960; 349-359

- [142] W. E. Langlois: „Isothermal Squeeze Films”; Quart. Applied Mathematics; Vol. 20(2); 1962; 131-150
- [143] W. A. Gross: „Gas Film Lubrication”; Verlag Wiley; New York; 1962
- [144] W. Bohl: „Technische Strömungslehre”; Verlag Vogel; Würzburg; 1989; 115 ff.
- [145] T. Veijola, H. Kuisma, J. Lahdenperä, T. Ryhänen: „Equivalent-Circuit Model of the Squeezed Gas Film in a Silicon Accelerometer”; J. Sen. Act.; Vol. A 48; 1995; 239-248
- [146] A. Burgdorfer: „The Influence of the Molecular Mean Free Path on the Performance of Hydrodynamic Gas Lubricated Bearings”; J. Basic Eng.; Trans. ASME; Vol. 81; 1959; 94-99
- [147] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Grosche, V. Ziegler, D. Ziegler: „Bronstein/Semendjajew: Taschenbuch der Mathematik”; Verlag Nauka, Moskau; Verlag Teubner, Stuttgart, Leipzig; 1991
- [148] J. Mehner, S. Kurth, D. Billep, C. Kaufmann, K. Kehr, W. Dötzel: „Simulation of Gas Damping in Microstructures with Nontrivial Geometries”; Proc. IEEE, 11<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Heidelberg; Germany; 1998; 172-177
- [149] Y.-J. Yang, S. D. Senturia: „Numerical Simulation of Compressible Squeezed-Film Damping”; Tech. Digest Hilton-Head’96, Solid-State Sen. Act. Workshop; Hilton Head, SC; USA; 1996; 76-79
- [150] W. S. Griffin, H. H. Richardson, S. Yamanami: „A Study of Fluid Squeeze-Film Damping”; J. Basic Eng.; Trans. ASME; Vol. 81; 1966; 451-456
- [151] J. J. Blech: „On Isothermal Squeeze Films”; J. Lubrication Tech.; Trans. ASME; Vol. 105; 1983; 615-620
- [152] H. E. Siekmann: „Strömungslehre Grundlagen”; Verlag Springer; 2000; 113 ff.
- [153] E. Becker: „Technische Strömungslehre”; Verlag Teubner; 1974; 79 ff.
- [154] J. B. Starr: „Squeeze-Film Damping in Solid-State Accelerometers”; Tech. Digest IEEE, Hilton-Head’90, 4<sup>th</sup> Solid-State Sensor and Actuator Workshop; Hilton Head, SC; USA; 1990; 44-47
- [155] M. Andrews, I. Harris, G. Turner: „A Comparison of Squeeze-Film Theory with Measurements on a Microstructure”; J. Sen. Act.; Vol. A 36; 1993; 79-87
- [156] R. K. Gupta, E. S. Hung, Y.-J. Yang, G. K. Ananthasuresh, S. D. Senturia: „Pull-In Dynamics as a Measure of Absolute Pressure”; Proc. IEEE, 10<sup>th</sup> MEMS Conf. Workshop; Nagoya; Japan; 1997; 290-294
- [157] AnSys Inc.: „Coupled-Field Analysis Guide”; 001249, Handbuch, Release 5.6; 1999
- [158] E. Thielicke: „Simulation des elektrischen und mechanischen Verhaltens eines Mikro-Linearaktuators für den Einsatz in Blendensystemen”; Diplomarbeit; Tech. U. Berlin; 1998
- [159] N. Tas, T. Sonnenberg, H. Jansen, R. Legtenberg, M. Elwenspoek: „Stiction in Surface Micromachining”; J. Micromech. Microeng.; Vol. 6; 1996; 385-397
- [160] J. Bühler, F.P. Steiner, H. Baltes: „Silicon Dioxide Sacrificial Layer Etching in Surface Micromachining”; J. Micromech. Microeng.; Vol. 7; 1997; 1-13
- [161] E. Thielicke, E. Obermeier: „A Fast Switching Electrostatic Microrelay”; Proc. IEEE, Transducers’03, 12<sup>th</sup> Int. Conf. on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems; Boston, MA; USA; 2003; 899-902

## Danksagung

Die vorliegende Dissertation wurde am Forschungsschwerpunkt Technologien der Mikro-peripherik, Abteilung Mikrosensorik und -Aktuatorik (MAT) der Technischen Universität Berlin angefertigt.

Ich danke insbesondere dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr.-Ing. Ernst Obermeier für die Bereitstellung des interessanten Themas, seine hervorragende Betreuung und die Möglichkeit, die komplett und hochwertig ausgestatteten Reinraum- und Laborräume nutzen zu können.

Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. Christofer Hierold für seine Arbeit als Gutachter in der Prüfungskommission und der dafür notwendigen Anreise aus Zürich. Ebenso geht mein Dank an Herrn Prof. Dr.-Ing. Christian Boit für die Übernahme des Vorsitzes der Kommission.

Meine Institutskollegen haben alle zum Gelingen der Arbeit beigetragen, einigen gilt mein besonderer Dank. Dipl.-Ing. Manfred Baltzer hat mich umfassend in das Gebiet der Oberflächen-Mikromechanik eingeführt, Dr.-Ing. Jochen von Berg war eine große Unterstützung bei der FEM-Simulation, Dipl.-Ing. Biswajit Mukhopadhyay, Dipl.-Phys. Volker Schlichting und Dipl.-Ing. Gerd Wieczorek waren überaus kompetente Ansprechpartner für technologische und messtechnische Fragen und gelten zu Recht als Rückgrad der Infrastruktur. Prof. Dr. Robert W. Bower, Dipl.-Ing. Volker Laible, Dipl.-Ing. Haduong Ngo, Dr.-Ing. Harald Steffes und Dr.-Ing. Stefan Zappe danke ich für die anregenden, aufmunternden und vor allem fachlich hervorragenden Diskussionen. Last but not least gilt mein Dank M. Sc. Jerry Czarnecki, der mir unzählige Male im Englischen eine wertvolle Unterstützung war.

Ich danke Herrn Karl Josef Perscheid für das sorgfältige Korrekturlesen der Arbeit. Meinen Eltern, meinen Freunden und Frau Dipl.-Kffr. CPA Bonsi danke ich für alles andere.