

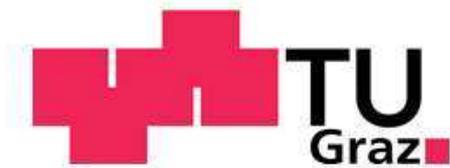
Modellierung von Widerständen in CMOS-Technologien

Diplomarbeit:

Aleksandar Vujasin

Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik

Technische Universität Graz



unterstützt durch Infineon Technologies Austria AG

Begutachter:

Dipl. -Ing. Dr.tech., Ao.Univ.-Prof. Kurt Preis

Dipl.-Ing. Thomas Bauernfeind

Betreuer: Dipl.-Ing. Bernd Landgraf (Infineon)

Graz, im November 2011



Never stop thinking

Diese Diplomarbeit wurde unterstützt von

Infineon Technologies Austria AG

Development Center Graz

Kurzfassung

Die Temperaturabhängigkeit silizidierter und geblockter p-dotierter Polysilizium-Widerstände wird in einer 90-nm-CMOS-Flash-Technologie untersucht. Die geblockten Widerstände werden in zwei Abschnitte modelliert, um die silizidierten und die geblockten Regionen getrennt zu beschreiben. Es ist möglich die Widerstände entweder in einem Labor manuell oder an einem automatisierten Messplatz zu messen. Dazu wird die 4-Punkt-Kelvinmessung mit Stromeinprägung eingesetzt. Es zeigt sich, dass sich automatisierte Messungen gut für die silizidierten Widerstände eignen, nicht zuletzt aufgrund ihrer linearen Temperaturkoeffizienten und der größeren Menge an Messdaten, während sich für die geblockten Widerstände, wegen der kleinen und nichtlinearen Temperaturkoeffizienten, präzisere, manuell durchgeführte Messungen bei minimalen $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ und maximalen $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ besser bewährt haben, um ein akzeptables Modell zu liefern.

Abstract

The temperature dependency of silicided and blocked p-doped polysilicon resistors is examined in a 90 nm CMOS Flash technology. The blocked resistors are modeled in two portions to describe the silicided and the blocked regions separately. A process-control-monitor (PCM) like layout of the resistor test structures makes it possible to measure the resistance either in a lab environment manually or in the fabrication environment statistically. Current-driven four probe measurements are applied. It turns out that automatic factory-based measurements are well suited for the silicided resistors due to the better statistics and the quite linear temperature coefficient, whereas for the blocked resistors, due to the small and nonlinear temperature coefficients, precise manual measurements at minimum (-40 °C) and maximum (175 °C) operating temperatures are required to deliver an acceptable model.

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtliche und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....

(Unterschrift)

STATUTARY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/ resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....

.....

date

(signature)

Danksagung

Die vorliegende Diplomarbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit bei der Infineon Technologies im Design Center Graz, in Zusammenarbeit mit dem Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik (IGTE) an der TU Graz. An dieser Stelle möchte ich mich bei all jenen bedanken, die mich beim Erstellen dieser Arbeit unterstützt haben. Mein Dank gilt vor allem meinem Betreuer Herrn Dipl.-Ing. Bernd Landgraf für das hervorragende Arbeitsklima, die fachliche Kompetenz sowie sein Engagement während meiner Beschäftigung bei Infineon Technologies.

Ein besonderer Dank gilt meinen beiden Betreuern an der Technischen Universität Graz Dipl.-Ing. Dr.techn., Ao.Univ.-Prof. Kurt Preis und Dipl.-Ing. Thomas Bauernfeind vom Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik (IGTE), für die Betreuung.

Ganz besonderes bedanken möchte ich mich bei meiner Familie, vor allem bei meinem Vater, die mein Studium ermöglicht haben. Des Weiteren möchte ich meinen Freunden, Mitbewohnern und Studienkollegen für eine unvergessliche Zeit in Graz danken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Zielsetzung	2
1.2	Gliederung der Diplomarbeit	3
2	CMOS Widerstände	4
2.1	Polysiliziumwiderstand	4
2.2	Modellierung in der Literatur.....	7
3	Messung	13
3.1	Der Überblick	13
3.2	Kelvin-Messung	15
3.3	Messaufbau.....	18
3.3.1	Hardware.....	18
3.3.2	Auswahl der Messgeräte.....	22
3.3.3	Software	23
4	Die Ableitung des mathematischen Modells und Ergebnisse	24
4.1	Ableitung des Modells	24
4.1.1	Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes	27
4.2	Berechnung der Koeffizienten	29
4.2.1	Parameterextraktion mit MATLAB.....	30
4.3	Elektrische Parameter und Temperaturkoeffizienten	32
4.3.1	Geblockte Polysiliziumwiderstände	32
4.3.2	Silizidierte Polysiliziumwiderstände.....	34
4.4	Diskussion	36
5	Zusammenfassung	42
	Anhang	43
	Das Vergleich zwischen Mess- und Modellgrößen	43
	Literaturverzeichnis	53

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: CMOS Chip [1]	1
Abbildung 1.2: Layout eines Widerstandes	2
Abbildung 2.1: Widerstandsfertigung [2]	4
Abbildung 2.2: Widerstandsstruktur [2]	5
Abbildung 2.3: Ober-und Seitenansichten eines grundlegenden Halbleiter-Widerstand [4]	7
Abbildung 2.4: Mask (Design) Länge L_m für einen p-well-Widerstand mit verbessertem Kontakt-Doping [4]	8
Abbildung 2.5: Widerstand Layout inklusive Dogbone Endbereichen [4]	9
Abbildung 3.1: Layout des Chips mit Kontaktpads	13
Abbildung 3.2: Platzierung der Widerstände	14
Abbildung 3.3: Layout von einer Reihe	14
Abbildung 3.4: Blockschaltbild der Messaufbau	14
Abbildung 3.5: Ohmmeter	15
Abbildung 3.6: 2-Punkt-Messung	16
Abbildung 3.7: 4-Punkt-Kelvinmessung	17
Abbildung 3.8: Doppelte-Kelvinnadel	17
Abbildung 3.9: Keithley 2612 SMU	18
Abbildung 3.10: Mögliche Bereiche von Keithley 2612 SMU als Stromquelle [6]	19
Abbildung 3.11: Digital Multimeter Hewlett Packard 3458A	19
Abbildung 3.12: Die Hauptcharakteristika von Digital Multimeter Hewlett Packard 3458A [7]	19
Abbildung 3.13: Spitzenmessplatz	20
Abbildung 3.14: Thermochuck	21
Abbildung 3.15: Laborumgebung	21
Abbildung 3.16: Fehlerberechnung [8]	22
Abbildung 3.17: Genauigkeiten der Stromquellen	22
Abbildung 3.18: Genauigkeiten der Voltmeter	23
Abbildung 3.19: Kommandozelle	23

Abbildung 4.1: Layout eines geblockten Widerstandes	24
Abbildung 4.2: Layout eines silizidierten Widerstandes	26
Abbildung 4.3: Das Verhältnis zwischen den modellierten Werte und den durchschnittlich gemessenen Werten bei Raumtemperatur	33
Abbildung 4.4: Temperaturabhängigkeit für $W=2.56 \mu\text{m}$ und $L=25.6 \mu\text{m}$	33
Abbildung 4.5: Das Verhältnis zwischen den modellierten Werten und den durchschnittlich gemessenen Werten bei Raumtemperatur	34
Abbildung 4.6: Temperaturabhängigkeit für $W=2.56 \mu\text{m}$ und $L=26 \mu\text{m}$	35
Abbildung 4.7: Fehler über Temperatur für Daten aus Graz	37
Abbildung 4.8: Fehler über Temperatur für Daten aus Dresden	37
Abbildung 4.9: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Graz	38
Abbildung 4.10: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Dresden	38
Abbildung 4.11: Fehler über Temperatur für Daten aus Graz	39
Abbildung 4.12: Fehler über Temperatur für Daten aus Dresden	39
Abbildung 4.13: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Dresden	40
Abbildung 4.14: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Graz	40

Tabellenverzeichnis

Tabelle 3.1: Widerstandsgeometrie	15
Tabelle 4.1: Maximale Ströme	30
Tabelle 4.2: Koeffizienten für geblockte Widerstände	32
Tabelle 4.3: Koeffizienten für silizidierte Widerstände	34

1 Einleitung

In den letzten 25 Jahren hat sich die CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor)-Technologie zur dominierenden für die Herstellung integrierter Schaltungen entwickelt. Sie konnte dank ihrer zuverlässigen Wirksamkeit, ihrem geringen Stromverbrauch und den für die Herstellung verbundenen geringen Kosten andere Technologien ausstechen. Intel-Gründer Gordon Moore war bereits 1965 der Meinung, dass sich die Anzahl der Transistoren auf einem Chip alle 18 bis 24 Monate verdoppeln werde. Seine Beobachtungen sind heute als *Moore's Gesetz* bekannt.

Neben den anspruchsvollen, aktiven Komponenten in modernen CMOS-Technologien, besteht aber auch die Notwendigkeit für passive Bauelemente wie Kondensatoren und Widerstände, insbesondere bei analogen Schaltungen, z.B. für Spannungsreferenzen und Oszillatoren. Unter den verschiedenen Schichten, die als Widerstände verwendet werden können, kommt Poly-Silizium als Material in der digitalen Elektronik eine besondere Bedeutung zu, da es präzise hergestellt werden kann.



Abbildung 1.3: CMOS Chip [1]

Die Widerstände scheinen zunächst sehr einfache Bauelemente zu sein. Aber die Praxis beweist anderes, denn hier können Effekte wie Sättigung oder Eigenerwärmung auftreten. Das Verhältnis $I(V)$, welches von Abmessungen und Temperatur abhängig ist, muss als nichtlinear beschrieben werden. Bereits geringe Nichtlinearitäten in Widerständen können erheblich zur Verzerrung führen und Oberschwingungen in lineare Analog- und HF-Schaltungen bringen. Deswegen ist eine präzise Modellierung der Nichtlinearitäten erforderlich, welche die Geometrie- und Temperaturabhängigkeit umfasst.

1.1 Motivation und Zielsetzung

Das *Ohm'sche Gesetz* besagt, dass $U = I \cdot R$. Die Variable R bezeichnet den elektrischen Widerstand, während I für den Strom steht, der durch den Widerstand fließt, und U den Spannungsabfall beschreibt, der sich über den Widerstand aufgrund des Stromflusses ergibt. Leider zeigen Widerstände in CMOS - Technologien ein deutlich komplexeres Verhalten. Die Beziehung zwischen U und I ist nichtlinear. Mit anderen Worten hängt der Widerstand R von der angelegten Vorspannung sowie von der geometrischen Anordnung des Widerstands und der Temperatur ab. Diese Abhängigkeit kann sehr komplex sein.

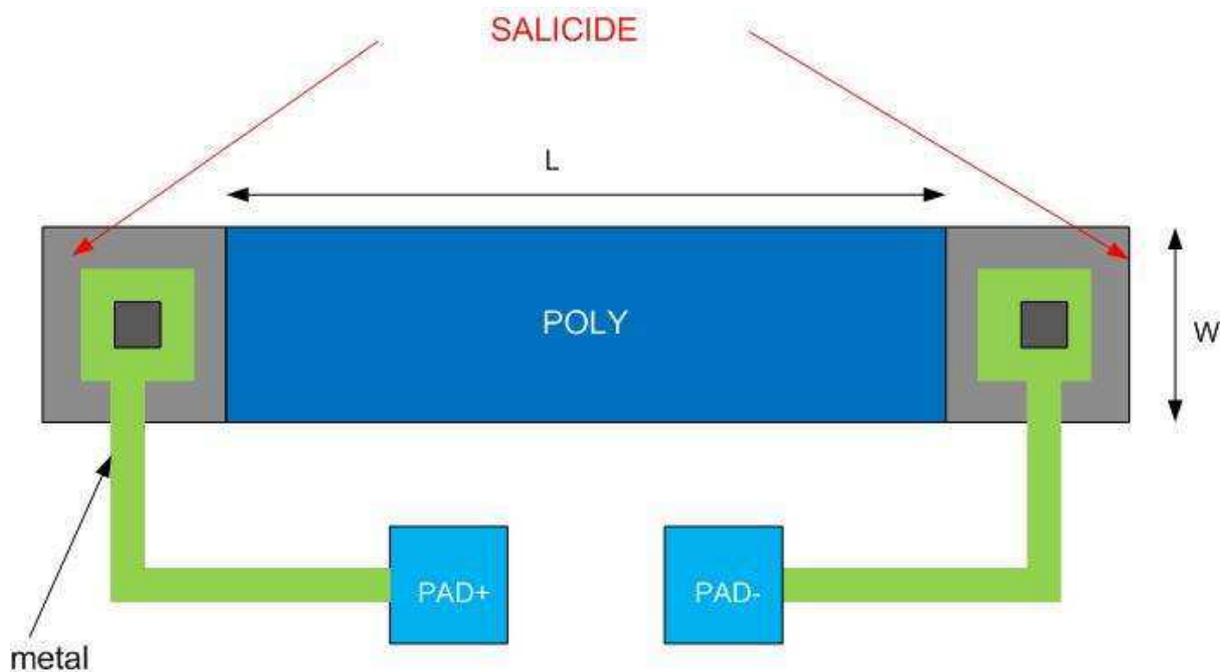


Abbildung 1.4: Layout eines Widerstandes

Die Messung von Widerständen und Bildung eines mathematischen Modells, das diese Widerstände beschreibt, wird in dieser Diplomarbeit behandelt.

1.2 Gliederung der Diplomarbeit

Als Einleitung sollen dem Leser in Kapitel 2 die wesentlichen Grundlagen im Bereich der Thematik CMOS Widerstände näher gebracht werden. Im Rahmen von Kapitel 3 erfolgt eine intensive Auseinandersetzung mit den Messungen. Kapitel 4 beschäftigt sich mit der mathematische Modellierung. Abschließend werden dem Leser im Kapitel 5 die Ergebnisse vorstellt und diskutiert.

2 CMOS Widerstände

2.1 Polysiliziumwiderstand

Widerstände sind passive Bauelemente, die in digitalen und analogen Schaltungen verwendet werden können. Innerhalb eines CMOS Prozesses lassen sich verschiedene Arten von Widerstände wie n- und p-Polysilizium-Widerstände, n- und p-Diffusion-Widerstände oder n-Well Widerstände einsetzen, um nur einige zu nennen. Je nach Dotierung und Silizidierung können unterschiedliche Widerstände hergestellt werden. In einem CMOS-Prozess können gleichzeitig Poly- und auch Metallwiderstände auf einem Chip vorhanden sein. Polysiliziumwiderstände sind einfach herzustellen, weil sich die Polysiliziumleiterbahnen bereits auf dem Chip befinden. In weiterer Folge kann man diese Leiterbahnen dotieren, um Widerstände zu bauen. Polywiderstände befinden sich am unteren Teil, Metallwiderstände an der Spitze eines Chips. Das ermöglicht es, in Abhängigkeit von der Schaltung, den entsprechenden Widerstand, welcher die kleineren parasitären Eigenschaften besitzt, zu wählen, [2].

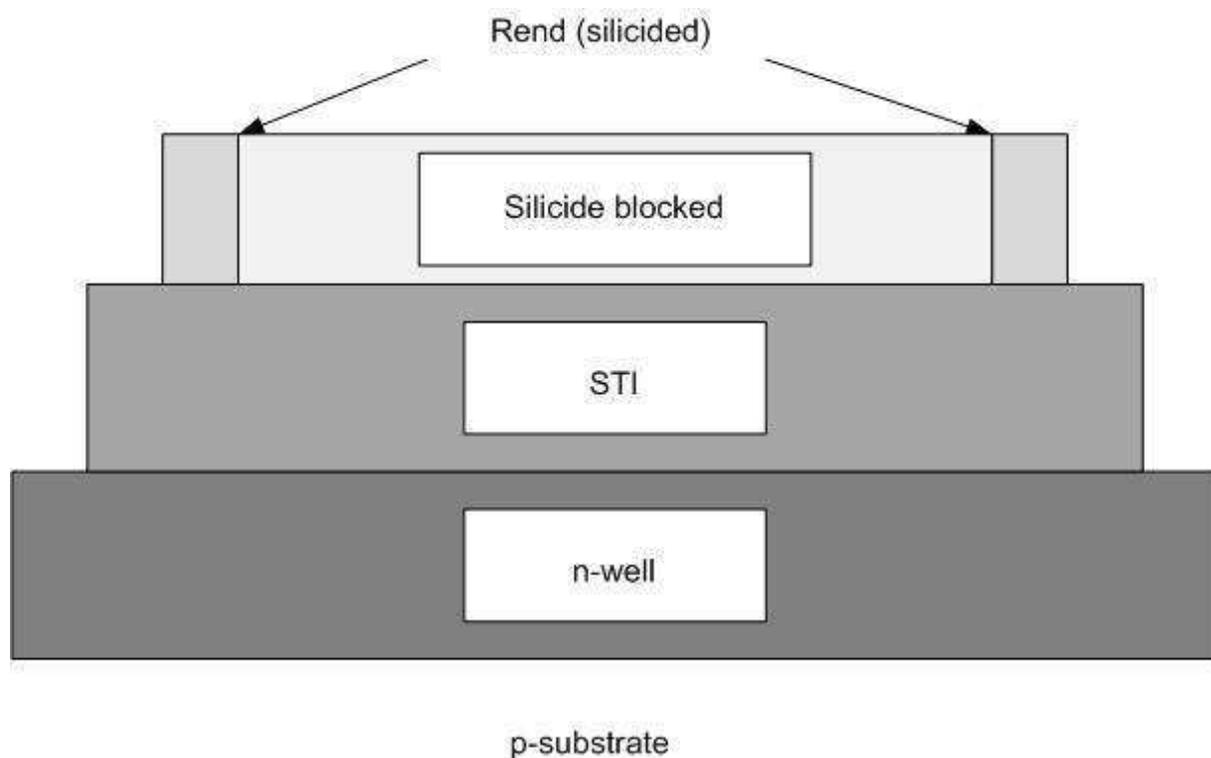


Abbildung 2.1: Widerstandsfertigung [2]

Man kann auf zwei Arten einen bestimmten Widerstandswert in einer integrierten Schaltung einer Siliziumoberfläche erreichen. Es ist möglich, eine dünne Leiterbahn mit einem bestimmten Querschnitt und einer bestimmten Länge auf der Waferoberfläche zu erzeugen. Diese Leiterbahn wird aus Aluminium oder Kupfer, das einen sehr kleinen spezifischen Widerstand besitzt, erstellt. Dieses Material führt zu einer sehr langen Leiterbahn, die viel Platz auf der Waferoberfläche benötigt, so dass die Schaltungen sehr groß werden. Man verwendet auch dotierte Polysiliziumbahnen, deren spezifischer Widerstand größer ist als bei Aluminium, um Widerstände zu bauen. Das hochdotierte Silizium wird benötigt, um die Temperaturabhängigkeit klein zu halten. Solchen Widerständen ist ebenso ein relativ kleiner spezifischer Widerstand zu Eigen, weswegen auch dieses Material zu sehr langen Leiterbahnen führt. Diese Widerstände zeigen kaum ungewollten (parasitären) Effekte und sie können bei hohen Spannungen (bis 100 V) und hohen Strömen (bis 10 A) eingesetzt werden. Polywiderstände sind sehr einfach herzustellen. Prinzipiell bestehen diese Widerstände aus einer dünnen Leiterbahn, die durch eine isolierende Oxidschicht von der Siliziumoberfläche getrennt ist. Der Widerstandswert ist auch von der Länge l und der Querschnittsfläche A abhängig [3].

Widerstände werden in Anlogschaltungen verwendet, um den Strom zu begrenzen und die Spannung zu teilen. Die meisten Prozesse bieten eine Auswahl an verschiedenen Widerstandsstrukturen unter Verwendung verschiedener Materialien. Der Widerstandswert eines Widerstandes kann aus seiner Abmessungen und seinem spezifischem Widerstand berechnet werden. Die Abbildung 2.2 zeigt eine einfache Widerstandsstruktur [2].

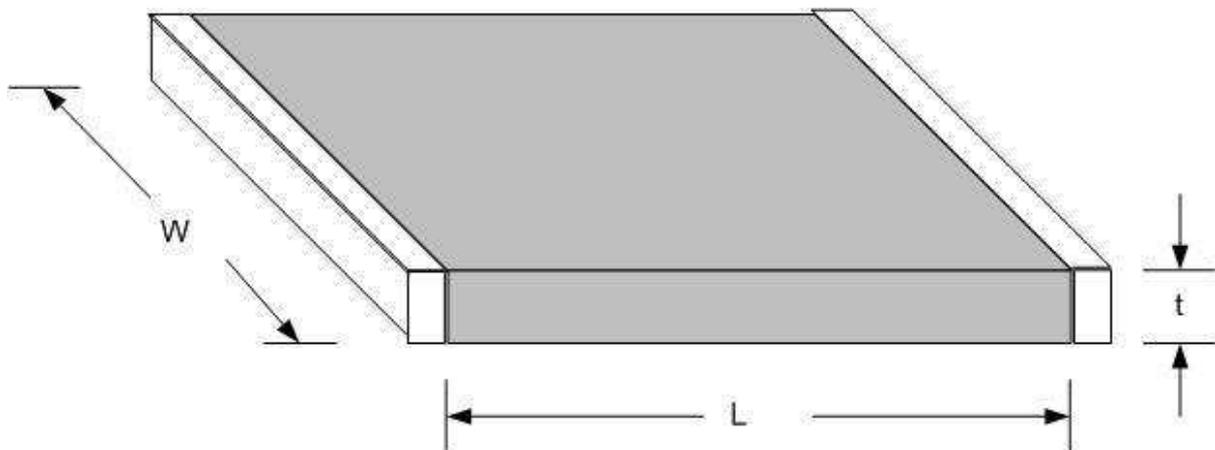


Abbildung 2.2: Widerstandsstruktur [2]

Der Widerstand ist definiert als

$$R = \rho * L / (W * t), \quad (2.1)$$

wo ρ der spezifische Widerstand des Materials ist.

Es ist üblich, den so genannten Schichtwiderstand

$$R_{sh} = \rho / t \quad (2.2)$$

zu definieren.

Mit dieser Definition kann der Widerstand R beschrieben werden:

$$R = R_{sh} * L / W. \quad (2.3)$$

Das Verhältnis L/W wird oft als die Zahl des Schichtwiderstands R_{sh} bezeichnet. Alle Formeln gelten nur für niedrige Frequenzen, in denen der Skin-Effekt nicht vorhanden ist. Wird die Frequenz erhöht, ist der Strom nicht gleichmäßig über den gesamten Querschnitt des Widerstands verteilt. Stattdessen wird der Strom an die Oberfläche des Materials verdrängt [2].

2.2 Modellierung in der Literatur

Widerstände in den Halbleiterfertigungstechnologien sind im Wesentlichen „Dünnschicht“-Widerstände, weil der Stromfluss auf eine leitende Dünnschicht beschränkt ist. Abbildung 2.3 zeigt eine idealisierte Darstellung des Stromflusses durch eine Platte aus halbleitendem Material der Breite W und Dicke t . Auf der Platte wird, über die zwei Kontakte, die in einen Abstand L auseinander liegen, eine Spannung angelegt [4].

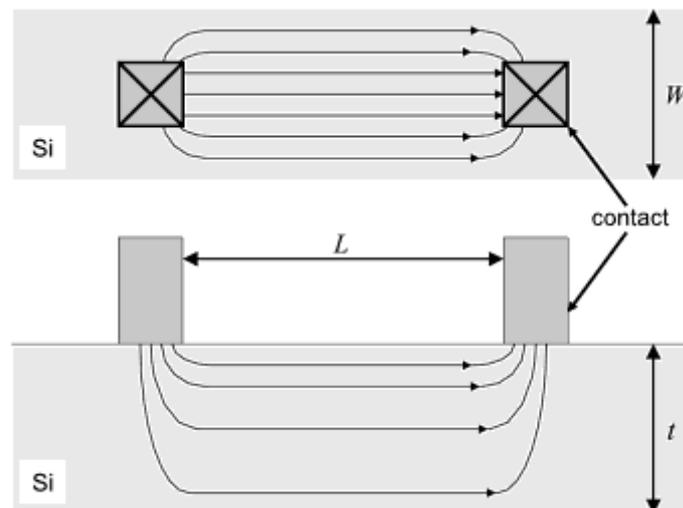


Abbildung 2.3: Ober- und Seitenansichten eines grundlegenden Halbleiter-Widerstand [4]

Die dünnen Linien mit Pfeilen stellen den Stromfluss durch den Halbleiter dar. Es wird angenommen, dass die Stromflusslinien parallel sind und sich gleichmäßig auf der gesamten Höhe und Breite der Platte befinden. In diesem Fall lässt sich der elektrische Widerstand folgendermaßen beschreiben:

$$R = \rho_s * \frac{L}{W} . \quad (2.4)$$

Die Variable ρ_s ist der Schichtwiderstand der Platte beziehungsweise der Square-Widerstand. Die Einheit ρ_s ist streng Ohm, aber da es den Widerstand eines „square“ des Materials entspricht, wenn von oben betrachtet wird, bezeichnet man ρ_s häufig in Ω/\square . Erhöhung der Anzahl der Quadrate erhöht auch den Widerstand. Die Gleichung (2.4) ist die grundlegende Beziehung für die Modellierung (idealisierter) Halbleiterwiderstände [4].

In der Praxis werden Halbleiterschichten oft durch Ionenimplantation hergestellt. Das führt aber zu vertikaler Inhomogenität. Das bedeutet, dass die mobile Ladungsträgerdichte von der Oberfläche in den Halbleiter sinkt. In Abbildung 2.3 sieht man auch, dass der Stromfluss nicht in allen Bereichen gleich ist. Polysilizium besteht aus einem Zusammenschluss von einzelnen Siliziumkristallen und unterschiedlichen Effekte, die beispielsweise an der Oberfläche oder an den Grenzen zwischen den Körnern auftreten, und Einfluss auf die Bewegungen der Ladungsträger nehmen. Auf makroskopischer Ebene können jedoch ungleichmäßige Dotierung sowie Effekte, die um die Körner auftauchen, ignoriert werden. In der Praxis wird ein Schichtwiderstand ρ_s verwendet. Die Kontakte erhöhen den Gesamtwiderstand. Dieser Einfluss kann als parasitärer, serieller Widerstand mit dem Körper des Widerstandes modelliert werden oder man kann die effektive Länge L des Widerstandes berücksichtigen. Diese Länge L ist nicht gleich der Länge der Maske L_m , denn L_m hängt vom Typ des Widerstandes ab. In Abbildung 2.4 kann man einen diffusen Widerstand sehen. Dieser Widerstand hat einen niedrig dotierten Körper mit einem zusätzlichen Implantat, um sicher zu stellen, dass der Widerstand zwischen dem Kontakt und dem Körper niedrig ist [4].

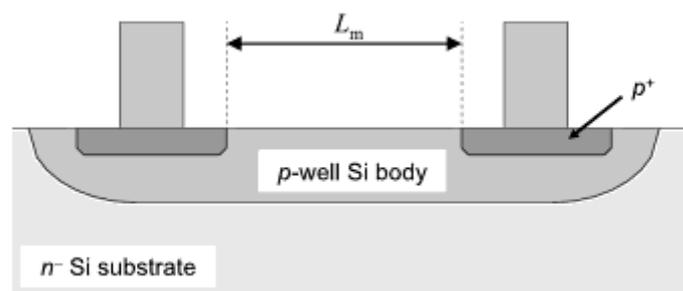


Abbildung 2.4: Mask (Design) Länge L_m für einen p-well-Widerstand mit verbessertem Kontakt-Doping [4]

Daneben gibt es Polywiderstände mit unsilizidierten Körper. Diese Widerstände haben einen hohen Schichtwiderstand, weshalb sie weniger Fläche benötigen, um den gewünschten Widerstandswert zu erreichen. Die Enden des Widerstands sind silizidiert, um einen guten Übergang zu den Kontakten zu garantieren. In diesen Situationen bezeichnet L_m den Abstand zwischen den Maskenkanten, die den Körper des Widerstandes definieren, und nicht den Abstand zwischen den Kontakten. Die effektive Breite W eines Widerstandes kann alternativ auch die Maskenbreite W_m darstellen [4].

Die effektive Widerstandslänge kann sich von L_m unterscheiden. Die Anzahl der Kontakte steigt mit zunehmender Breite des Widerstandes an.

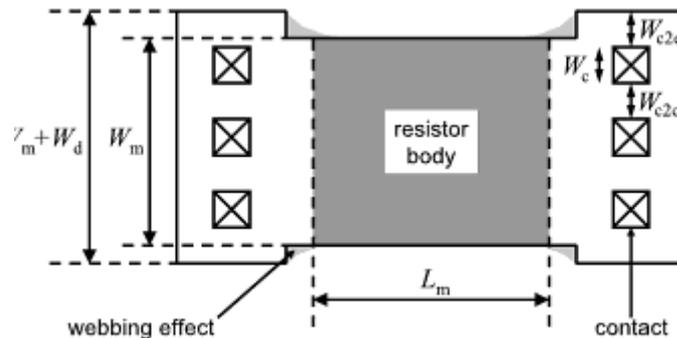


Abbildung 2.5: Widerstand Layout inklusive Dogbone Endbereichen [4]

Die effektive Widerstandslänge kann wie folgt beschrieben werden [4]:

$$L = L_m + \Delta L + \frac{\Delta L W}{W_m} \quad (2.5)$$

Die Variablen ΔL und $\Delta L W$ sind die Modellparameter, während die Breiteabhängigkeit mit W_m anstatt W modelliert ist, um die kreisförmigen Definitionen der effektiven Geometrie zu vermeiden. Für die effektive Widerstandsbreite schreibt man [4]:

$$W = \frac{W_m + \Delta W + \left(\frac{\Delta W W}{W_m}\right) + \Delta W F D * \left[1 - \exp\left(\frac{-W_m}{W f d}\right)\right]}{1 - \frac{(W w e * W d)}{(L_m * W_m)}} \quad (2.6)$$

Die Variablen ΔW und $\Delta W W$ sind die Modellparameter für die feste Breite-Offset und die breitenabhängige Breite-Offset. $\Delta W F D$ und $W f d$ stehen als Parameter für das endliche Dotierstoffmodell. $W w e$ ist der Parameter, der den Gurteffekt steuert. Der Gesamtwiderstand umfasst den Körperwiderstand, den Kontaktwiderstand sowie den Widerstand der Endbereiche. Mit R_c als Widerstand per Kontakt und R_{ew} als Widerstand des Endbereichs pro Breite schreibt man für den Gesamtwiderstand [4]

$$R_{tot} = 2 * \frac{R_c}{N_c} + 2 * \frac{R_{ew}}{W_m} + R \quad (2.7)$$

Die Variable N_c ist die Anzahl der Kontakte an jedem Ende. Weil die Anzahl der Kontakte proportional zur Breite ist, folgt [4]

$$R_{ewc} = R_{ew} + R_c * \left(\frac{W_m}{N_c}\right). \quad (2.8)$$

Letztendlich stellt sich der Gesamtwiderstand folgendermaßen dar [4]

$$R_{tot} \approx 2 * \frac{R_{ewc}}{W_m} + R = 2 * \frac{R_{ewc}}{W_m} + \rho_s * \frac{L}{W} \approx \rho_s * \frac{L + \frac{2 * R_{ewc}}{\rho_s}}{W}. \quad (2.9)$$

Die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes resultiert aus der Temperaturabhängigkeit des spezifischen elektrischen Widerstandes ρ_s , weil sich die Länge- und die Breite-Offsets nicht mit der Temperatur verändern. Ein einfacher, einzelner Parameter T^{XT} , die mobile Temperaturabhängigkeit, wird für Silizium vorgeschlagen und für die Widerstandsmodellierung verwendet. Diese Form beschreibt die lineare Temperaturabhängigkeit. Aber die Polywiderstände zeigen eine nichtlineare Temperaturabhängigkeit, weswegen eine quadratische Form verwendet werden muss [4]:

$$R(T) = R(T_{ref}) * (1 + T_{c1} * \delta T + T_{c2} * \delta T^2), \quad (2.10)$$

$$\delta T = T - T_{ref}. \quad (2.11)$$

Die Variable T_{ref} ist die Referenztemperatur, T_{c1} und T_{c2} repräsentiert die Temperaturkoeffizienten erster und zweiter Ordnung [4].

Der Kontaktwiderstand und der Endbereichwiderstand können andere Temperaturkoeffizienten als der Körperwiderstand aufweisen. Man verwendet die Variablen B und E für Körper ("Body") und End-plus-Kontakt. Kontakt und Endbereich können unterschiedliche Temperaturkoeffizienten haben, können jedoch mit Hilfe von zusammengesetzten Temperaturkoeffizienten erster und zweiter Ordnung modelliert werden. Die Gleichung (2.12) beschreibt die gesamte Temperaturabhängigkeit [4].

$$R_{tot}(T) = 2 * \frac{R_{ewc}}{W_m} * (1 + T_{c1E} * \delta T + T_{c2E} * \delta T^2) + \rho_s * (1 + T_{c1B} * \delta T + T_{c2B} * \delta T^2). \quad (2.12)$$

Nimmt man an, dass $2 * Rewc \ll \rho s * L$ ist, ergibt sich daraus [4]

$$\frac{R_{tot}(T)}{R_{tot}(T_{ef})} = 1 + \left[Tc1B + \frac{2 * Rewc * (Tc1E - Tc1B)}{\rho s * L} \right] * \delta T + \left[Tc2B + \frac{2 * Rewc * (Tc2E - Tc2B)}{\rho s * L} \right] * \delta T^2. \quad (2.13)$$

Sind der Kontakt- und der Endbereich-Widerstand über ΔL enthalten und nicht für sich selbst modelliert, kann der Unterschied der Temperaturkoeffizienten zwischen dem Körper und dem Endbereich inklusive Kontakte durch eine Geometrieabhängigkeit modelliert werden [4].

Wenn die Kontakte zu p-Typ Silizium einen Widerstand haben, der mit der Temperatur abnimmt bzw. der sich selbst erwärmen kann, dann lässt sich der Kontaktwiderstand nicht in ΔL zusammenfassen. Die Eigenerwärmung variiert mit der Frequenz, welche aber nicht in dieser Analyse enthalten ist [4].

Im Extremfall ist die Temperaturabhängigkeit des Kontaktwiderstands so klein, dass sie vernachlässigbar wird. Mit der Zusammenfassung der Temperaturkoeffizienten des Kontakts und des Endbereichs ist es möglich, dass der Kontaktwiderstand negativ wird. Das ist aber physikalisch nicht korrekt. Im Falle, dass die Modellierung der Frequenzabhängigkeit wichtig ist, sollten der Kontaktwiderstand sowie dessen Temperaturkoeffizienten explizit modelliert werden [4].

Zunächst wird davon ausgegangen, dass der Widerstand konstant ist, d.h. unabhängig von der angelegten Spannung. Reale Widerstände zeigen eine Spannungsabhängigkeit. Die einfachste Möglichkeit diese Abhängigkeit zu beschreiben, ist folgende Gleichung [4]:

$$R(V) = R_0 * (1 + Vc1 * V + Vc2 * V^2). \quad (2.14)$$

Die Variable R_0 ist der Widerstandswert mit einer angelegten Spannung von Null, wohingegen $Vc1$ und $Vc2$ die Spannungskoeffizienten erster und zweiter Ordnung repräsentieren. Neben dieser Beschreibung existieren noch weitere Möglichkeiten, wie diese Nichtlinearitäten modelliert werden können. Die Beschreibungen nach (2.14) werfen zwei grundsätzliche Probleme auf. Zuerst einmal ist es möglich auf einen negativen Widerstandswert zu kommen, während auf der anderen Seite die zwei Hauptquellen der Nichtlinearität, also die Eigenerwärmung und die Geschwindigkeitssättigung, nicht direkt von der Spannung abhängen, vielmehr hängen sie vom elektrischen Feld $E = V / L$ ab, und haben eine Geometrieabhängigkeit, die nicht in (2.14) enthalten ist. Um numerische Probleme zu vermeiden und die Nichtlinearitäten als Funktion vom elektrischen Feld zu beschreiben, verwendet man ein `r2_cmc` Modell [4].

Die Feldabhängigkeit ist in Formel (2.15) gegeben [4].

$$R(E) = R_0 * \left(1 - P_3 - P_2 + P_3 * \sqrt[3]{1 + |Q_3 * E|^3} + P_2 * \sqrt{1 + Q_2^2 * E^2} \right). \quad (2.15)$$

Die Variablen P_2 , P_3 , Q_2 und Q_3 sind Parameter. Für $P_2 = 0$, und wenn $|Q_3 * E|$ etwas größer als 1 ist, wird der Widerstand annähernd linear abhängig vom Feld [4].

$$R_{linear}(E) \approx R_0 * [1 + P_3 * (|Q_3 * E| - 1)]. \quad (2.16)$$

Für $P_3 = 0$, und wenn $|Q_2 * E|$ etwas kleiner als 1 ist, wird der Widerstand annähernd quadratisch abhängig vom Feld [4].

$$R_{quadratic}(E) \approx R_0 * (1 + 0.5 * P_2 * Q_2^2 * E^2). \quad (2.17)$$

Solange $0 < P_3 < 1$ und $0 < P_2 < P_1 - 3$ kann der Widerstand R nie negativ sein. Dieses Modell, welches durch die (2.15) beschrieben wird, besitzt Spannungskoeffizienten erster und zweiter Ordnung, weist aber keine numerischen Problemen auf. Dieses Modell ist viel präziser, weil es die Feldabhängigkeit und nicht die Spannungsabhängigkeit beschreibt. Gleichung (2.15) hat eine Singularität bei $V = 0$ aufgrund der Verwendung des absoluten Werts. Dies macht das `r2_cmc` Modell einzigartig [4].

3 Messung

3.1 Der Überblick

Alle Werte, die für die Modellierung der Widerstände verwendet werden, wurden mittels DC-Messungen bestimmt. Das Messsystem, das für diese Messung benutzt wird, lässt sich in zwei Hauptteile unterteilen. Der erste ist der Hardwareteil. Für die Stromeinprägung wird eine Keithley 2612 SMU (source-measure-unit) verwendet. Dieses Gerät ermöglicht Stromstärken von wenigen nano-Ampere bis hin zu einigen Ampere. Als Voltmeter wird eine HP (Hewlett Packard) 3458A benutzt. Mit diesem Gerät lassen sich Spannungen von [mV] bis zu einigen hundert [V] messen. Grundsätzlich prägt man den Strom ein und misst dann die Spannung. Auf diesem Weg ist es möglich den Widerstand unter Verwendung des *Ohm'schen Gesetzes* zu berechnen. Alle Messungen werden an einem Spitzenmessplatz („CascadeMicrotech“) durchgeführt. Auf einem Chip gibt es 15 Reihen mit Widerständen. Jede Reihe hat 18 Widerstände. Diese Chips befinden sich auf einem Wafer. Der Wafer hat folgende Bezeichnung: ZA031015.06. Die Abbildung 3.1 zeigt das Layout von einem Chip mit Kontaktpads.



Abbildung 3.1: Layout des Chips mit Kontaktpads

Die Abbildungen 3.2 und 3.3 geben die genaue Platzierung der Widerstände sowie das Layout einer Reihe an.

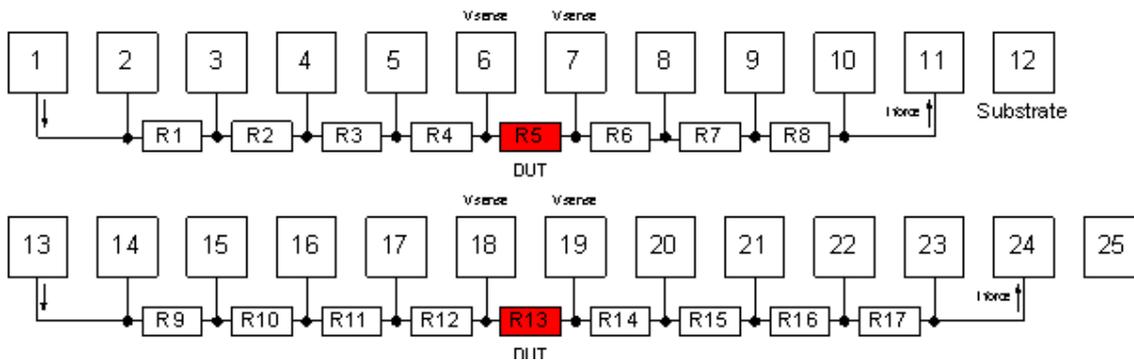


Abbildung 3.2: Platzierung der Widerstände

Will man beispielsweise den Widerstand R5 messen, muss man die Pads 6 und 7 kontaktieren.

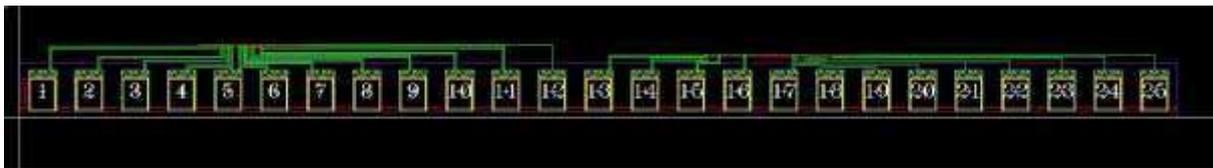


Abbildung 3.3: Layout von einer Reihe

Zur Durchführung der Messung wird eine „DC-Chara“-Software verwendet. Mit dieser Software ist es möglich, alle Messgeräte zu steuern. Um eine Untersuchung der Temperaturabhängigkeit der Widerstände durchzuführen, werden Messungen bei unterschiedlichsten Temperaturen gemacht. Dazu wird die gewünschte Temperatur mittels ThermoChuck auf dem Wafer eingestellt. Abbildung 3.4 zeigt eine schematische Darstellung des Messaufbaus

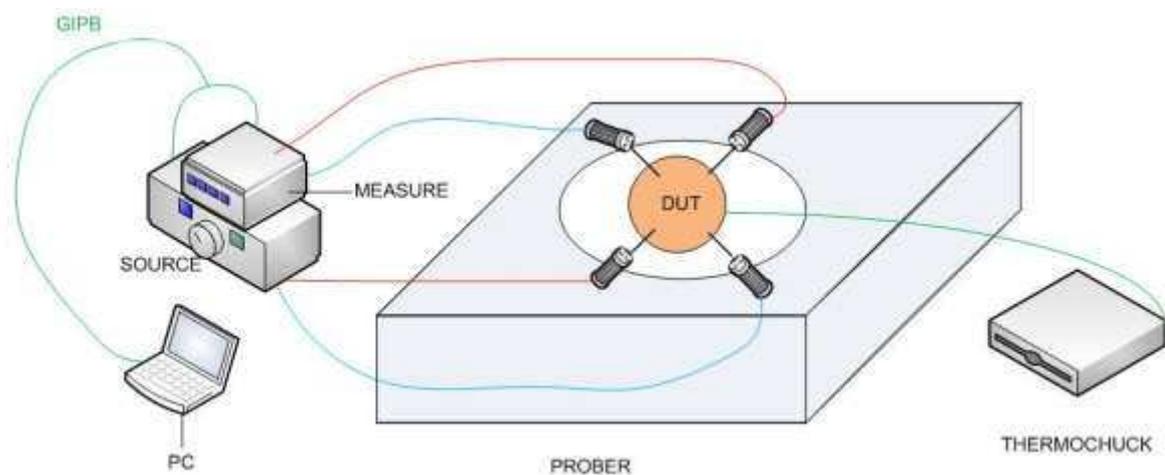


Abbildung 3.4: Blockschaltbild der Messaufbau

Widerstände, die folgende Geometrie besitzen, wurden gemessen:

Breite [μm]	Länge [μm]	
	geblokt	silizidiert
0.16	6.4	6.8
0.44	12.8	13.2
0.72	25.6	26
1.28	51.2	51.6
2.56	102.4	102.8

Tabelle 3.2: Widerstandsgeometrie

3.2 Kelvin-Messung

Die einfachste Möglichkeit einen Widerstand zu messen ist mithilfe eines Ohmmeters. Das *Ohm'sche Gesetz* definiert den elektrischen Widerstand R als elektrische Spannung U dividiert durch den Strom I , der durch diesen Widerstand fließt. Diesem Prinzip folgt die Funktionsweise des Ohmmeters, die in Abbildung 3.5 dargestellt wird.

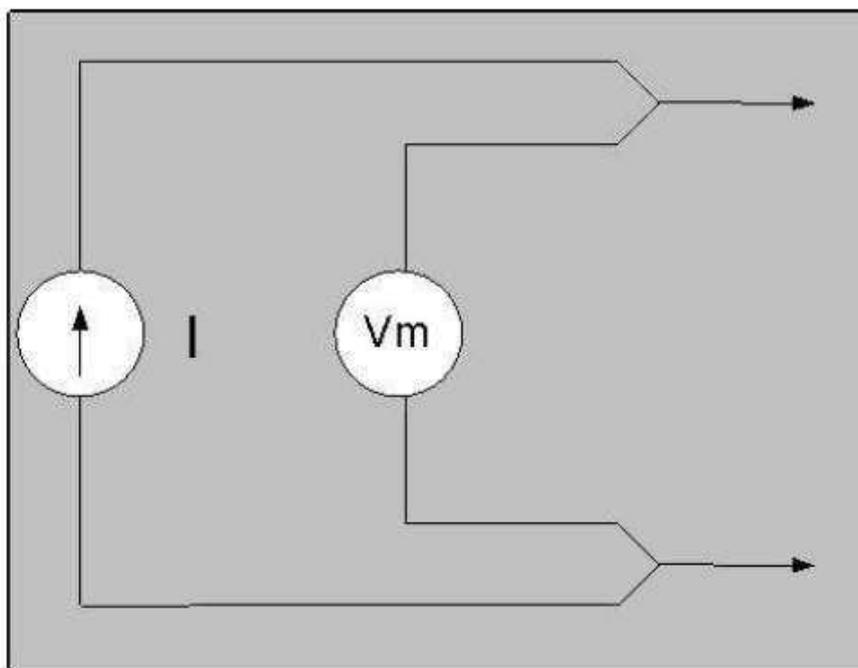


Abbildung 3.5: Ohmmeter

3.2.1 2-Punkt- und 4-Punkt-Kelvinmessung

Auf Abbildung 3.5 wird gezeigt, dass ein Ohmmeter aus einer Stromquelle und einem Voltmeter besteht. Man kann dieses Prinzip auch simulieren, wenn man sich zweier Geräte bedient. Aufgrund der Kontaktstellen unterscheidet man die 2-Punkt- und die 4-Punkt-Kelvinmessung. Die Abbildung 3.6 zeigt eine 2-Punkt-Messung.

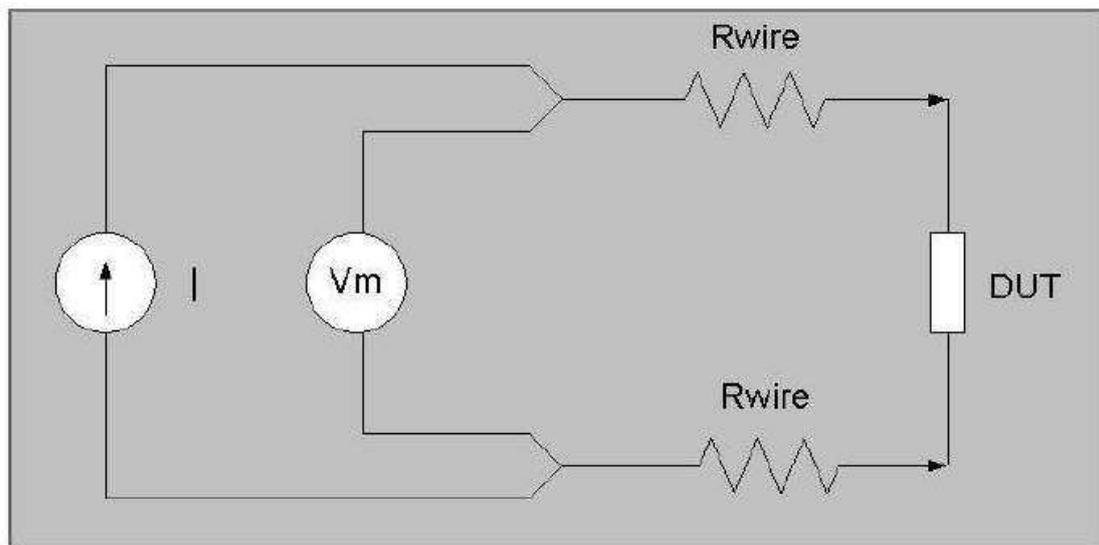


Abbildung 3.6: 2-Punkt-Messung

DUT (device under test) steht für den gemessenen Widerstand. Bei der 2-Punkt-Messung wird der gemessene Widerstand nur mit zwei Drähten kontaktiert. Mit diesem Messaufbau misst man auch den elektrischen Widerstand des Drahtes. Normalerweise ist der elektrische Widerstand des Drahtes sehr klein und man kann diesen vernachlässigen. Sind diese Drähte jedoch sehr lang und ist der gemessene Widerstand sehr klein, dann hat dieser Einfluss auf das Ergebnis. Dieser Einfluss kann mit der 4-Punkt-Kelvinmessung, bei der man eben vier Kontaktdrähte verwendet, eliminiert werden. Die zwei Drähte, die aus der Stromquelle herausführen, nennt man „force“, die Drähte, die vom Voltmeter wegführen bezeichnet man als „sense“. Dieser Messaufbau, der in Abbildung 3.7 dargestellt wird, ermöglicht eine höhere Genauigkeit.

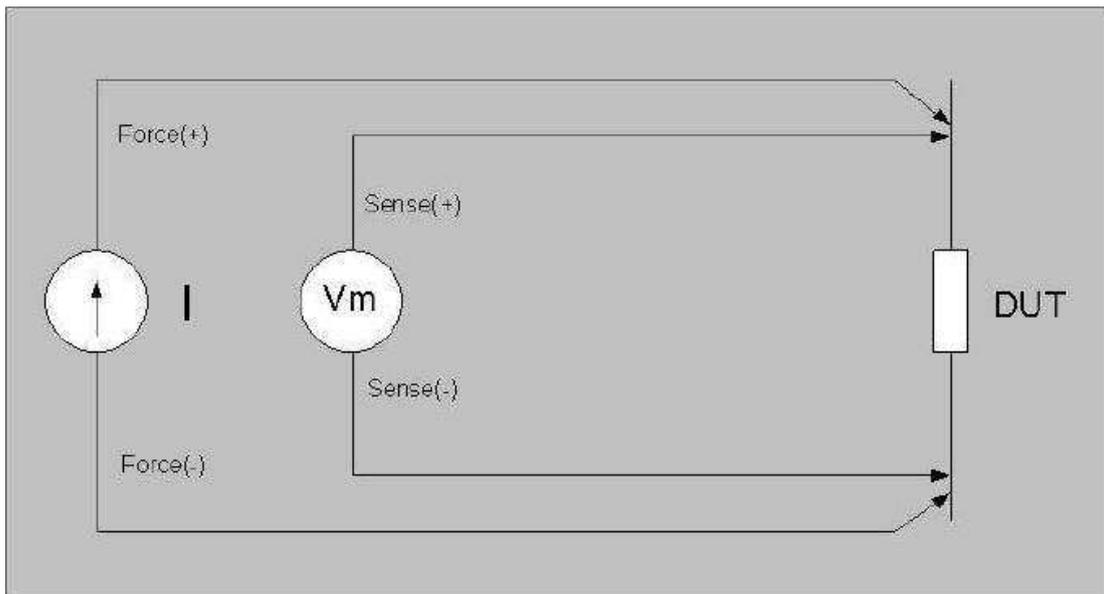


Abbildung 3.7: 4-Punkt-Kelvinmessung

Wenn man auf dem Spitzenmessplatz die Widerstände misst, dann wird zum Kontaktieren eine spezielle Nadel verwendet. In Abbildung 3.8 sieht man eine Doppelte-Kelvinnadel.

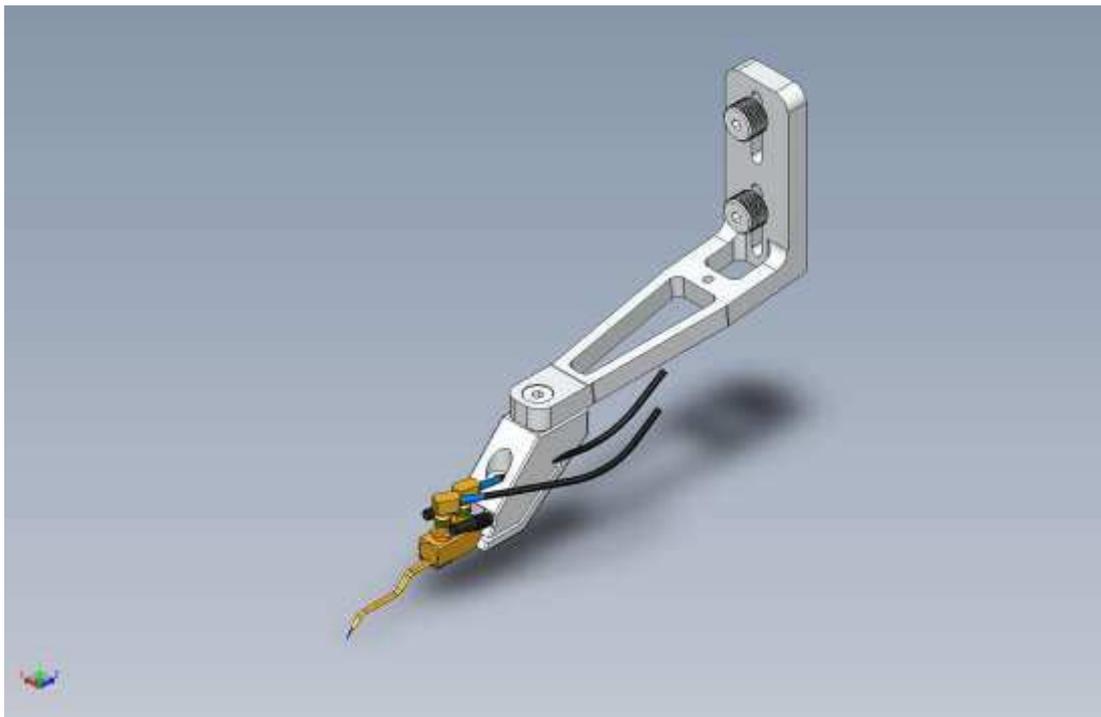


Abbildung 3.8: Doppelte-Kelvinnadel [10]

3.3 Messaufbau

Im weiteren Verlauf wird versucht, die einzelnen Komponenten, die wichtig für den Messablauf sind, näher zu erklären. Sowohl ihre Funktionsweise als auch ihre Charakteristika sollen verständlich gemacht werden.

3.3.1 Hardware

Stromquelle

Um Widerstände zu messen, wird zuerst der Strom eingepreßt und dann erst die Spannung gemessen. Zur Stromerzeugung wurde eine Keithley 2612 SMU (source-measure-unit) verwendet. Dieses Gerät kann einerseits als Quelle, andererseits auch als Messgerät benutzt werden. Im vorliegenden Fall wurde das Gerät nur in erstgenannter Funktion eingesetzt.



Abbildung 3.9: Keithley 2612 SMU

Neben der Keithley 2612 SMU gibt es im Labor noch eine Keithley 237 SMU. Der Hauptgrund auf die Keithley 2612 SMU zurückzugreifen war die höhere Präzision bei der Stromerzeugung. In Abbildung 3.10 sieht man die möglichen Bereiche von der Keithley 2612 SMU als Stromquelle.

Range	Programming resolution	Accuracy (1 year) 23°C ± 5°C ± (% rdg.+amps)	Typical noise (peak-peak) 0.1Hz-10Hz
100.000nA	1pA	0.06% + 100pA	5pA
1.00000μA	10pA	0.03% + 600pA	25pA
10.0000μA	100pA	0.03% + 2nA	60pA
100.000μA	1nA	0.03% + 30nA	3nA
1.00000mA	10nA	0.03% + 200nA	6nA
10.0000mA	100nA	0.03% + 3μA	200nA
100.000mA	1μA	0.03% + 20μA	600nA
1.00000A	10μA	0.05% + 900μA	70μA
3.00000A	10μA	0.06% + 1.5mA	150μA

Abbildung 3.10: Mögliche Bereiche von Keithley 2612 SMU als Stromquelle [6]

Voltmeter

Die Spannung wird mittels eines Digital Multimeter Hewlett Packard 3458A Voltmeter, ein hochpräzises Messgerät, gemessen. Im Vergleich zur Keithley 2612 SMU ist dieses Gerät deutlich empfindlicher und weist nur kleinere Fehler bei der Messung auf.



Abbildung 3.11: Digital Multimeter Hewlett Packard 3458A

Die Hauptcharakteristika von Digital Multimeter Hewlett Packard 3458A kann man aus Abbildung 3.12 ablesen.

Range	Full Scale	Maximum Resolution	1-Year* Accuracy	Transfer Accuracy 10 min, Tref ±0.5° C	Input Impedance
			ppm of reading + ppm of range		
100 mV	120.00000	10 nV	9(5) + 3	0.5 + 0.5	> 10 G Ω
1 V	1.20000000	10 nV	8(4) + 0.3	0.3 + 0.1	> 10 G Ω
10 V	12.0000000	100 nV	8(4) + 0.05	0.05 + 0.05	> 10 G Ω
100 V	120.000000	1 μV	10(6) + 0.3	0.5 + 0.1	10 M Ω ±1%
1000 V	1050.00000	10 μV	10(6) + 0.1	1.5 + 0.05	10 M Ω ±1%

Abbildung 3.12: Die Hauptcharakteristika von Digital Multimeter Hewlett Packard 3458A [7]

Spitzenmessplatz und Thermochuck

Alle Messungen werden an einem Spitzenmessplatz von Cascade Microtech durchgeführt. Dieser Spitzenmessplatz bietet die Möglichkeit, Messungen auf verschiedene Temperaturen zu realisieren. Man kann mit Hilfe einer Thermochuck die gewünschte Temperatur eingeben.



Abbildung 3.13: Spitzenmessplatz

Nach Erreichen einer bestimmten Temperatur wird der Wafer ungefähr eine Stunde liegengelassen, bevor die Messungen des Widerstandes gestartet werden können. Damit stellt sich die Temperatur homogen auf den Wafer ein. Die erreichte Temperatur wird mit einem Pt-100 Widerstand überprüft.



Abbildung 3.14: Thermochuck

Wie bereits im Kapitel 3.2.1 erwähnt ist, werden die Messungen nach 4-Punkt-Kelvinmessung durchgeführt. Das heißt, dass 4 Nadeln verwendet werden. Die Nadeln befinden sich auf einer Nadelhalterung, welche mit einem Koaxialkabel mit dem Messgeräte verbunden ist. In Abbildung 3.15 kann man das Messlabor sehen.

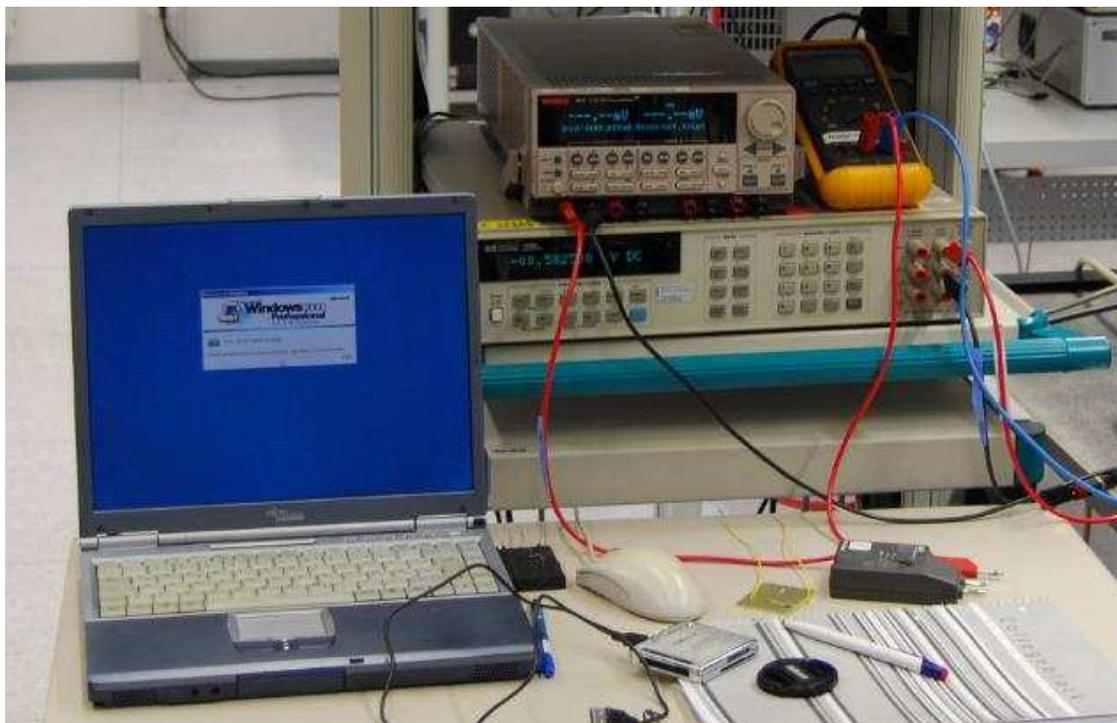


Abbildung 3.15: Laborumgebung

3.3.2 Auswahl der Messgeräte

Wie schon zuvor erwähnt, stehen für die Messung drei verschiedene Messgeräte, zwei SMU von Keithley und ein Digital Multi Meter von Hewlett Packard, zur Verfügung. Das bedeutet, dass man als Stromquelle ein SMU verwenden kann. Alle drei Geräte können hingegen für Spannungsmessungen eingesetzt werden. Aus dem jeweiligen Datenblatt lassen sich Angaben über die Genauigkeit der Geräte ablesen. Mithilfe dieser Genauigkeit lassen sich Messfehler berechnen.

Im folgenden Beispiel wird gezeigt, wie man solche Fehler berechnet:

Accuracy: $\pm (25\text{ppm of reading} + 5\text{ppm of range})$

Range: 2V

Input Signal: 1.5V

Error = $1.5 (25 \times 10^{-6}) + 2 (5 \times 10^{-6})$

= $(3.75 \times 10^{-5}) + (10 \times 10^{-6})$

= 47.5×10^{-6}

Abbildung 3.16: Fehlerberechnung [8]

Das heißt, dass die Genauigkeit $1.5\text{V} \pm 47.5 \mu\text{V}$ beziehungsweise der Fehler $\pm 0.003\%$ ist.

Mit der Verwendung dieser Formel werden die Mess-Genauigkeiten aller Geräte berechnet. In Abbildung 3.17 sieht man, dass zur Stromeinprägung SMU 2612 besser ist.

Gerät	Genauigkeit bei $I = 20 \mu\text{A}$
SMU 237	$20 \mu\text{A} \pm 10\text{nA}$
SMU 2612	$20 \mu\text{A} \pm 6\text{nA}$

Abbildung 3.17: Genauigkeiten der Stromquellen

Und zur Messung der Spannung wird HP 3458a verwendet.

Gerät	Genauigkeit bei V = 10 V
SMU 237	10 V ± 13.5 mV
SMU 2612	10 V ± 101.5 mV
DMM HP 3458a	10 V ± 30.6 µV

Abbildung 3.18: Genauigkeiten der Voltmeter

3.3.3 Software

Die zur Messung verwendete Software DC-Chara ermöglicht es den erwünschten Strom einzustellen sowie die Anzahl der Messungen zu steuern. In Kommandozeilen lassen sich zudem die Abmessungen von dem Widerstand eingeben, wie auch den Widerstandstyp. Die Verbindung zwischen den Messgeräten und dem Computer wird mit einem GPIB Kabel erstellt. Der Widerstandswert wird automatisch aus der gemessenen Spannung und dem eingestellten Strom berechnet. Am Ende werden die Ergebnisse in einer Excel-File abgespeichert. Die Abbildung 3.19 zeigt die Kommandozeile.

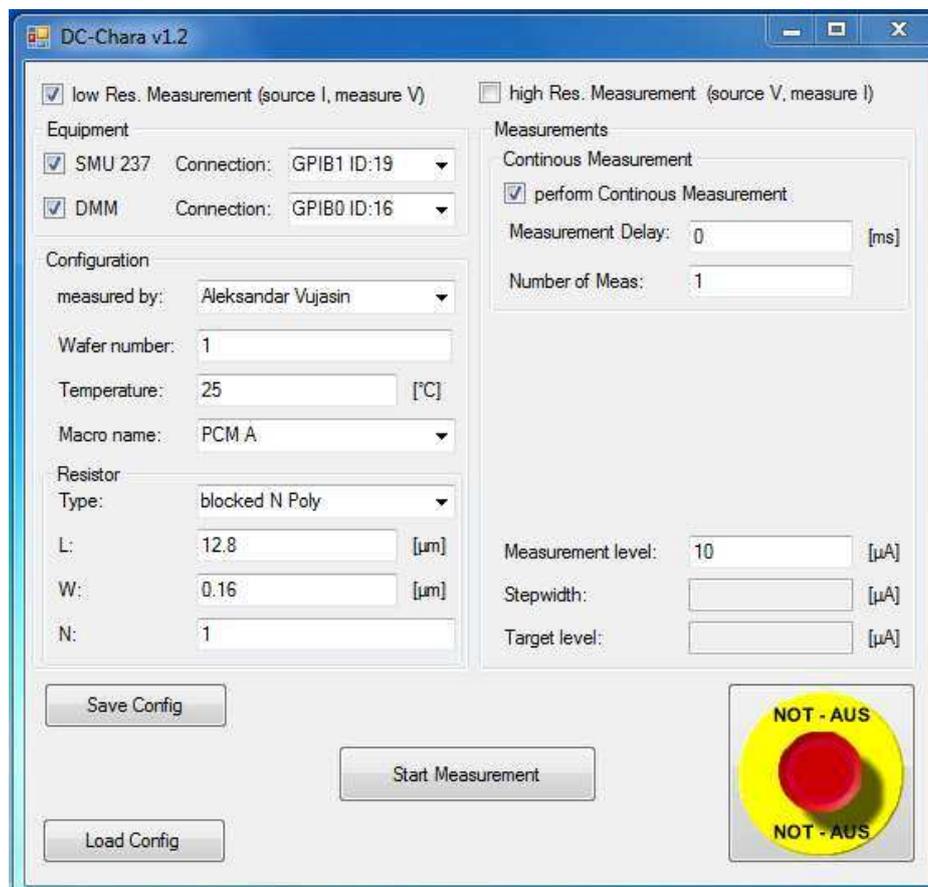


Abbildung 3.19: die Kommandozeile

4 Die Ableitung des mathematischen Modells und Ergebnisse

4.1 Ableitung des Modells

In dieser Arbeit werden zwei Arten der Widerstände, die geblockten Polywiderstände und die silizidierten Polywiderstände, gemessen und dann modelliert. In diesem Kapitel wird über die Struktur der geblockte und silizidierten Polysiliziumwiderstand diskutiert. Daneben soll gezeigt werden, wie diese Widerstände mathematisch beschrieben werden können. Die Widerstände werden in der L90 FL-Technologie (90 gibt Auskunft über die Länge des Gate-Kanals) hergestellt.

Polysiliziumwiderstände werden durch Hinterlegung von Polysiliziumstreifen auf dem flachen Graben-Isolation-Oxid hergestellt. Es wird eine Nitrid-Maske verwendet, um Regionen zu bilden, in denen keine Silizidierung erfolgt. Im Gegensatz zu geblockte Regionen werden die Regionen um Kontakte silizidiert. Damit bekommt man ein niederohmigen Bereich zwischen den Kontakte und den geblockten Region. Die Widerstände, die auf diesem Weg hergestellt werden, nennt man geblockte Polysiliziumwiderstände. Schließlich besteht der Widerstand aus Kontakten, niederohmigen silizidierten Regionen, hochohmigen geblockten Regionen und den Übergängen dazwischen. Das Layout eines geblockten Widerstands ist in Abbildung 4.1 gegeben.

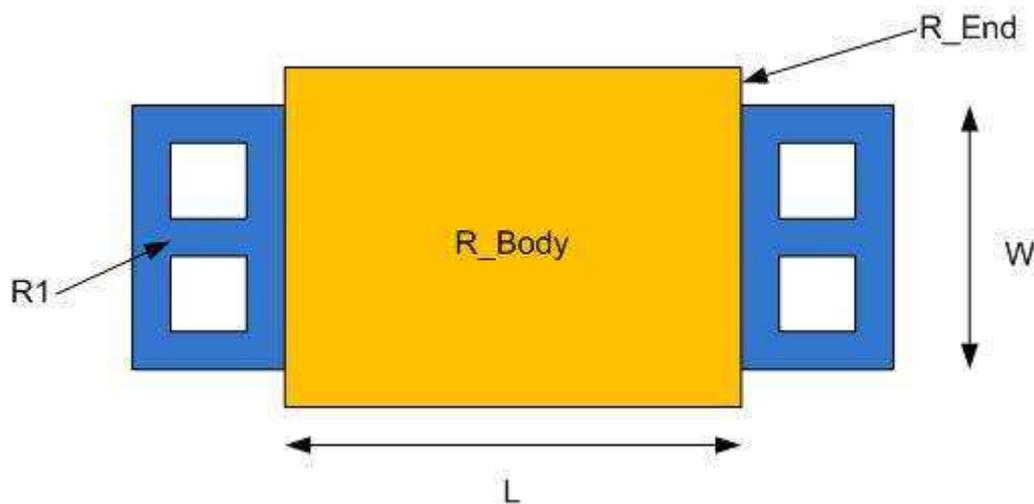


Abbildung 4.1: Layout eines geblockten Widerstandes

In dieser Arbeit wird ein CMC-R2 Modell [5] als Anfangspunkt für die mathematische Beschreibung genommen. Für den gesamten Widerstand kann man schreiben:

$$R = R_{Body} + R_{End} + R1. \quad (4.1)$$

Die Variable R_{Body} ist der Widerstand des geblockten Teils mit der Länge L . Mit R_{End} ist der Widerstand gemeint, der einen Übergang zwischen dem geblockten und dem silizidierten Teil bildet. $R1$ erfasst den Widerstand der silizidierten Region mit den Kontakten. Es ist möglich, für jedes Glied dieser Gleichung eine mathematische Beschreibung zu finden:

$$R_{Body}(T) = \frac{Rs q * L}{W - \Delta W}. \quad (4.2)$$

$$R_{End}(T) = \frac{2 * Rend}{W - \Delta W}, \quad (4.3)$$

$$R1(T) = \left(\frac{2 * Rc}{n} + Rsi \right), \quad (4.4)$$

$$n = \frac{\frac{W}{\mu m} + 0.12}{0.28}. \quad (4.5)$$

Die Variable L und W repräsentieren die Maße des Widerstands, L ist die Länge und W ist die Breite. Weitere Koeffizienten sind:

- $Rs q$** ... Square-Widerstand
- ΔW** ... Breiteabweichung
- $Rend$** ... Endwiderstand des geblockten Teils
- Rc** ... Kontaktwiderstand
- Rsi** ... Widerstand der silizidierten Region
- n** ... Anzahl der Kontakte

Wird dieser Widerstand ohne diese Nitrid-Maske hergestellt, bekommt man einen silizidierten Widerstand. Das Layout dieses Widerstands ist in Abbildung 4.2 gegeben.

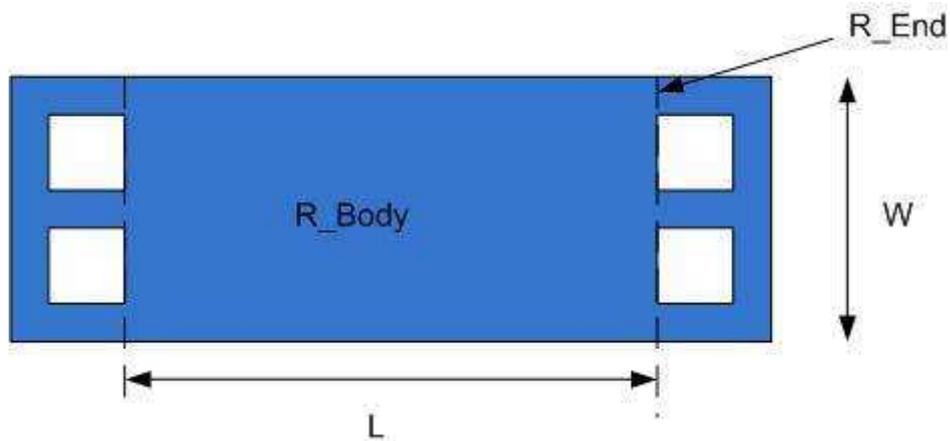


Abbildung 4.2: Layout eines silizidierten Widerstandes

Die mathematische Beschreibung dieses Widerstands ist durch folgende Formel gegeben:

$$R = R_{Body} + R_{End} . \quad (4.6)$$

Der Teil des Widerstands, der zwischen den Kontakten liegt und die Länge L hat, wird als R_{Body} bezeichnet. R_{End} ist der Teil des Widerstands, der die Region rund um die Kontakte und auch die Kontakte selbst umfasst. R_{Body} und R_{End} werden wie bei geblockten Widerständen modelliert.

4.1.1 Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes

Um den Zielsetzungen der vorliegenden Arbeit gerecht zu werden, müssen Messungen bei unterschiedlichen Temperaturen durchgeführt werden, damit die Temperaturabhängigkeit der Widerstände bestimmt werden kann. Zur Modellierung werden die Ergebnisse aus zwei Messungen verwendet. Die erste Messung, bei der die Temperaturen -40, -10, 25, 75, 120 und 175⁰C überprüft wurden, fand auf dem Spitzenmessplatz im Labor in Graz statt. Die zweite Messung wurde in der Fabrik in Dresden durchgeführt. Dort hatte man bei den Temperaturen 25, 50, 75, 100 und 120⁰C gemessen. Zusammenfassend lässt sich die Temperaturabhängigkeit der geblockten Widerstände in folgender Formel beschreiben

$$R(T) = R_{Body}(T) + R_{End}(T) + R1(T). \quad (4.7)$$

Es wird die Temperaturabhängigkeit aller Teile untersucht beziehungsweise werden für jeden Teil die Temperaturkoeffizienten berechnet:

$$R_{Body}(T) = \frac{R_{sq} * L}{W - \Delta W} * (1 + TC1 * \Delta T + TC2 * \Delta T^2), \quad (4.8)$$

$$R_{End}(T) = \frac{2 * R_{end}}{W - \Delta W} * (1 + TC1e * \Delta T + TC2e * \Delta T^2), \quad (4.9)$$

$$R1(T) = \left(\frac{2 * R_c}{n} + R_{si} \right) * (1 + TC1R1 * \Delta T + TC2R1 * \Delta T^2). \quad (4.10)$$

Die Variable ΔT ist der Unterschied zwischen der jeweiligen Mess- und der Raumtemperatur, beziehungsweise 25⁰C.

Die Temperaturkoeffizienten der silizidierten Widerstände werden auf gleichem Weg berechnet

$$R(T) = R_{Body}(T) + R_{End}(T). \quad (4.11)$$

TC1 ... linearer Temperaturkoeffizient des „Body“-Teils

TC2 ... quadratischer Temperaturkoeffizient des „Body“-Teils

TC1e ... linearer Temperaturkoeffizient des „End“-Teils

TC2e ... quadratischer Temperaturkoeffizient des „End“-Teils

TC1R1 ... linearer Temperaturkoeffizient der Region, die R1 umfasst

TC2R1 ... quadratischer Temperaturkoeffizient der Region, die R1 umfasst

4.2 Berechnung der Koeffizienten

Aus den gemessenen Werten werden schließlich die unbekanntenen Koeffizienten berechnet. Die Methode der kleinsten Quadrate wird zur Modellierung benutzt. Alle Berechnungen werden mit MATLAB gemacht. Es gibt zwei Gruppen unbekannter Parameter. Die erste Gruppe bilden elektrische Parameter. Diese werden aus den Widerstandswerten, die bei Raumtemperatur gemessen werden, ermittelt. Diese Koeffizienten sind R_{sq} , R_{end} , und ΔW . Beide Arten der Widerstände haben diese Koeffizienten. Neben diesen Koeffizienten gibt es bei den geblockten Polysiliziumwiderständen noch den Kontaktwiderstand R_c und der Widerstand der silizidierten Region R_{si} . Es stehen die Widerstandswerte aus zwei Laboratorien zur Verfügung. In Graz werden nur drei Chips gemessen, weil dort alle Messungen mit Hand durchgeführt werden. In Dresden werden 37 Chips gemessen, da die Messungen dort automatisch erfolgen. Aufgrund der Quantität eignen sich die Werte aus Dresden besser für die Berechnung der elektrischen Parameter. Die Bestimmung der Temperaturkoeffizienten ist mit den Werten aus Graz besser geeignet, da eine größere Temperaturspanne verwendet wird, bzw. auch Minustemperaturen hergenommen werden, was in Dresden nicht der Fall ist. Das ist besonders wichtig bei geblockten Polysiliziumwiderständen, weil diese Widerstände keine lineare Temperaturabhängigkeit haben. Die gemessenen Widerstände haben unterschiedliche Abmessungen. Es gibt fünf verschiedenen Breiten: 0.16, 0.44, 0.72, 1.28 und 2.56 μm . Für jede Breite existieren fünf verschiedene Längen. Bei den geblockten Polysiliziumwiderständen testet man mit den Längen 6.4, 12.8, 25.6, 51.2 und 102.4 μm , während bei den silizidierten Polysiliziumwiderständen die Längen 6.8, 13.2, 26, 51.6 und 102.8 μm verwendet werden. Es ist an dieser Stelle wichtig anzumerken, dass der maximale Strom, der durch einen Widerstand fließen darf, von der Breite abhängt. Diese Breiteabhängigkeit für geblockte Polysiliziumwiderstände lässt sich in folgender Formel [9] beschreiben:

$$I_{max} \leq \left[\left(0.16 * W * \sqrt{1 + \frac{0.31}{W}} \right)^{-2} + (1.4 * \sqrt{W})^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (4.12)$$

Eine ähnliche Formel [9] gilt auch für die silizidierten Polysiliziumwiderstände:

$$I_{max} \leq \left[\left(1.0 * W * \sqrt{1 + \frac{0.31}{W}} \right)^{-2} + (8.1 * \sqrt{W})^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (4.13)$$

Mit der Verwendung dieser Formeln erhält man die Werte für die maximalen Ströme. Die verwendeten Ströme kann man in Tabelle 4.1 sehen.

Breite [μm]	Maximale Ströme	
	Geblockte Widerstände [μA]	Silizidierte Widerstände [μm]
0.16	20	100
0.44	40	250
0.72	60	400
1.28	100	700
2.56	200	1000

Tabelle 4.1: Maximale Ströme

4.2.1 Parameterextraktion mit MATLAB

Alle Berechnungen werden mit MATLAB durchgeführt, was bedeutet, dass alle Gleichungen in Matrixschreibweise umgeformt werden müssen. Ein Gleichungssystem kann auch als Matrizenmultiplikation geschrieben werden:

$$[A] * [x] = [Y]. \quad (4.14)$$

Hier ist x ein Vektor mit den unbekanntem Parametern. Die Lösung dieser Gleichung ist dann

$$[x] = [A]^{-1} * [Y]. \quad (4.15)$$

Es gibt mehrere Möglichkeiten dieses Gleichungssystem in MATLAB zu lösen. Beispiele dafür sind:

$$[x] = [A] \setminus [Y], \quad (4.16)$$

$$[x] = \text{inv}(A) * [Y], \quad (4.17)$$

$$[x] = \text{regress}(Y, A). \quad (4.18)$$

Die Hauptaufgabe war es, die gewünschten Gleichungen in Matrixschreibweise zu transformieren. L_i und W_i für $i = 1,2,3,\dots$, sind Widerstandsabmessungen in μm und $R_{0,i}$ ist der Widerstandswert für die bestimmte Geometrie. Die Gleichung für die silizidierten Widerstände kann dann lauten:

$$R = \frac{R_{sq} * L + 2 * R_{end}}{(W - \Delta W)}, \quad (4.19)$$

$$R * W = R_{sq} * L + 2 * R_{end} + R * \Delta W, \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} L1 & 2 & R0,1 \\ L2 & 2 & R0,2 \\ L3 & 2 & R0,3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R_{sh} \\ R_{end} \\ \Delta w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R0,1 * W1 \\ R0,2 * W2 \\ R0,3 * W3 \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Bei den geblockten Widerständen teilt man zuerst die geblockten von den silizidierten ($R1$) Teilen, um in der Folge für den geblockten Teil eine Berechnung wie in (4.1) durchzuführen. Die silizidierten Teile berechnet man mit folgendem Gleichungssystem:

$$\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ n & \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R_c \\ R_{si} \end{bmatrix} = [R1]. \quad (4.22)$$

Das Gleichungssystem ist überbestimmt, weil mehr als drei verschiedene Dimensionen zur Verfügung stehen. Für Gleichungen dieser Art wird die Methode der kleinsten Quadrate angewendet. Für die Berechnung der Temperaturkoeffizienten verwendet man folgendes Gleichungssystem:

$$R(T) = R_{o,nom} * (1 + Tc1 * dT + Tc2 * dT^2), \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dTl}{dTl} & \frac{dTl^2}{dTl^2} \\ \frac{dT_h}{dT_h} & \frac{dT_h^2}{dT_h^2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Tc1 \\ Tc2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_o(Tl)}{R_{o,nom}}\right) - 1 \\ \left(\frac{R_o(Th)}{R_{o,nom}}\right) - 1 \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Hier sind $Tc1$ und $Tc2$ die unbekanntenen Temperaturkoeffizienten.

4.3 Elektrische Parameter und Temperaturkoeffizienten

4.3.1 Geblockte Polysiliziumwiderstände

Die berechneten Koeffizienten für die geblockten Polysiliziumwiderstände kann man in Tabelle 4.2 sehen.

	Graz	Dresden	Einheit
Rsq	232.74	228.67	Ω/sq
Δw	0.034	0.036	μm
R_End	14.55	14.95	$\Omega \cdot \mu\text{m}$
Rc	20.68	20.68	Ω
Rsi	9.58	9.58	Ω
TC1	1.44E-04	1.68E-04	1/K
TC2	7.05E-07	6.76E-07	1/K ²
TC1H	7.81E-05	2.36E-04	1/K
TC2H	-2.91E-06	-3.16E-05	1/K ²
TC1_R1	1.53E-03	1.53E-03	1/K
TC2_R1	-2.91E-06	-5.20E-07	1/K ²

Tabelle 4.2: Koeffizienten für geblockte Widerstände

Das Verhältnis der modellierten Werte und die durchschnittlich gemessenen Werte bei Raumtemperatur lassen sich aus Abbildung 4.3 ablesen.

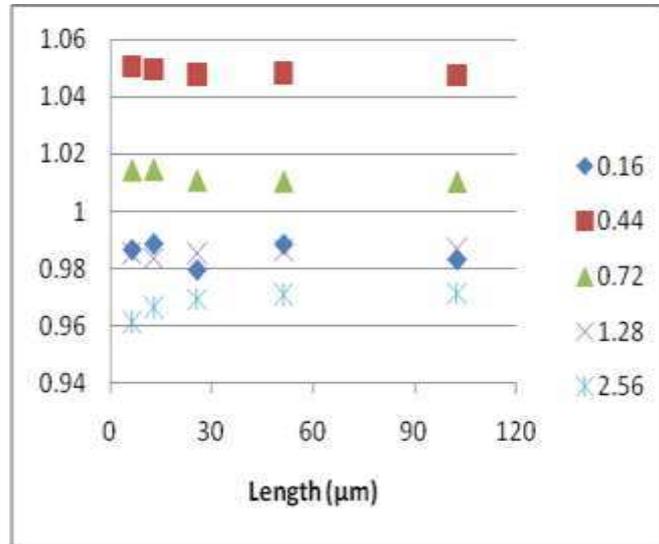


Abbildung 4.3: Das Verhältnis zwischen den modellierten Werte und den durchschnittlich gemessenen Werten bei Raumtemperatur

In Abbildung 4.4 ist die Temperaturabhängigkeit für die Breite 2.56 μm und die Länge 25.6 dargestellt.

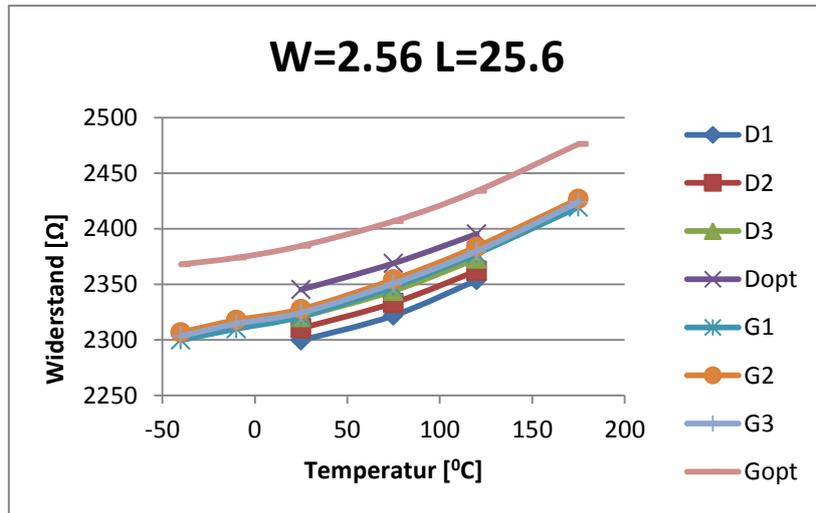


Abbildung 4.4: Temperaturabhängigkeit für W=2.56 μm und L=25.6 μm

4.3.2 Silizidierte Polysiliziumwiderstände

Die berechneten Koeffizienten für silizidierte Polysiliziumwiderstände kann man in Tabelle 4.3 sehen.

	Graz	Dresden	Einheit
Rsq	9.98	9.74	Ω/sq
Rend	10.55	4.20	$\Omega \cdot \mu\text{m}$
Δw	0.0006	0.012	μm
TC1	2.99E-03	2.77E-03	1/K
TC2	5.45E-07	4.02E-06	1/K ²
TC1e	2.46E-03	1.53E-03	1/K
TC2e	-3.77E-06	-2.91E-06	1/K ²

Tabelle 4.3: : Koeffizienten für silizidierte Widerstände

Das Verhältnis der modellierten Werte und die durchschnittlich gemessenen Werte bei Raumtemperatur kann man in Abbildung 4.5 sehen.

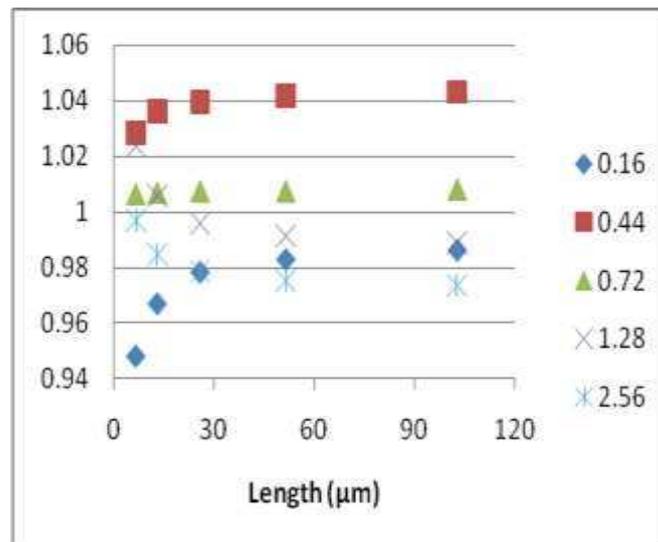


Abbildung 4.5: Das Verhältnis zwischen den modellierten Werten und den durchschnittlich gemessenen Werten bei Raumtemperatur

Auf Abbildung 4.6 wird die Temperaturabhängigkeit für die Breite 2.56 μm und die Länge 26 μm gezeigt.

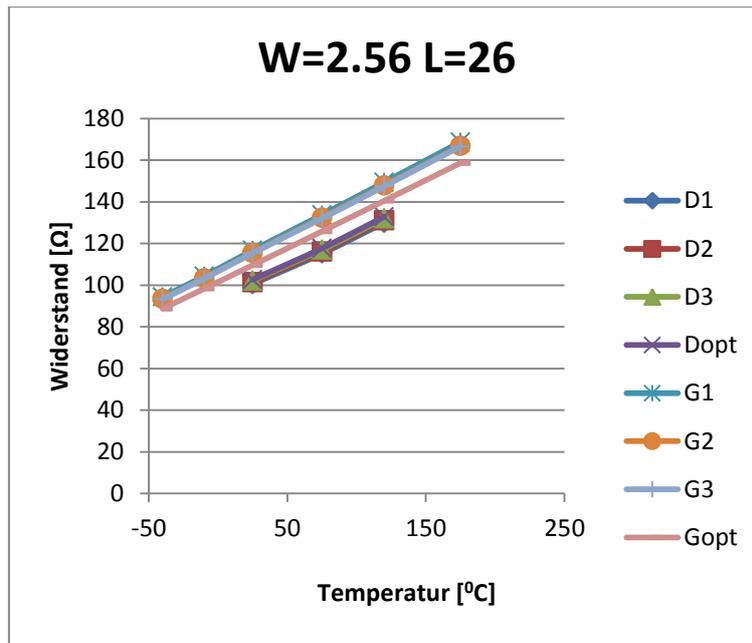


Abbildung 4.6: Temperaturabhängigkeit für W=2.56 μm und L=26 μm

4.4 Diskussion

Bei den silizidierten Widerständen wird ein schon bestehendes Modell verwendet. Für R_{sh} hat man annäherungsweise den gleichen Wert aus Graz und aus Dresden bekommen. Aber bei der Berechnung von R_{end} und Δw zeigen sich unterschiedliche Werte. Dieser Unterschied kann als statistischer Fehler bei der Messung betrachtet werden. Vergleicht man die gemessenen Werte mit den modellierten Werten dann eröffnet sich eine Fehlerquote von $\pm 6\%$. Man kann in Abbildung 4.5 sehen, dass dünnere Widerstände größere Fehler besitzen. Mit der Erhöhung der Breite wird der Fehler kleiner.

Bei der Berechnung der Temperaturkoeffizienten werden ebenfalls die Messwerte aus Graz und aus Dresden verwendet. Es wird gezeigt, dass diese Widerstände eine lineare Temperaturabhängigkeit haben. Man kann diese Linearität sowohl aus den Werten aus Graz als auch aus den Werten aus Dresden ablesen. Aufgrund dieser Temperaturkoeffizienten lässt sich schlussfolgern, dass diese Widerstände stark temperaturabhängig sind.

Bei den geblockten Widerständen wird ein neues mathematisches Modell benutzt. Bei diesem Modell wird der silizidierte Teil einfach als R_{end} betrachtet und nicht extra modelliert. Die berechneten Parametern R_{sh} , R_{end} und Δw ähneln den in Graz und Dresden verwendeten Messwerten. R_c und R_{si} werden nur mit den Messwerten aus Dresden bestimmt. Auch bei den geblockten Widerständen liegt der Fehler zwischen den gemessenen und den modellierten Werten im Bereich von $\pm 6\%$.

Im Gegensatz zu den silizidierten Widerständen haben die geblockten Widerstände keine lineare Temperaturabhängigkeit. Deswegen reichen die Messwerte aus Dresden für die Bestimmung der Temperaturkoeffizienten nicht aus. Die Temperaturabhängigkeit der Messwerte aus Dresden kann man als linear sehen. Aber bei den Messwerten aus Graz offenbart sich ein quadratischer Verlauf. Deswegen sind diese Messwerte aus Graz notwendig, bei welchen ein größerer Temperaturbereich verwendet wird, um die richtigen Werte zu berechnen. Die extremen Punkte wie bei -40°C oder $+175^{\circ}\text{C}$ haben großen Einfluss auf den Verlauf der Kurve. Die Koeffizienten T_{c2} und T_{c1H} sind unterschiedlich und dieser Unterschied verursacht diese nichtlineare Temperaturabhängigkeit. Würde man den silizidierten Bereich nicht gesondert betrachten, hätte man eine Fehlerquote von 20%. Daher muss dieser Bereich individuell modelliert und berücksichtigt werden.

- **Silizidierte Polysiliziumwiderstände**

Folgende Bilder zeigen die Fehler, die über die Temperatur entstehen:

GRAZ

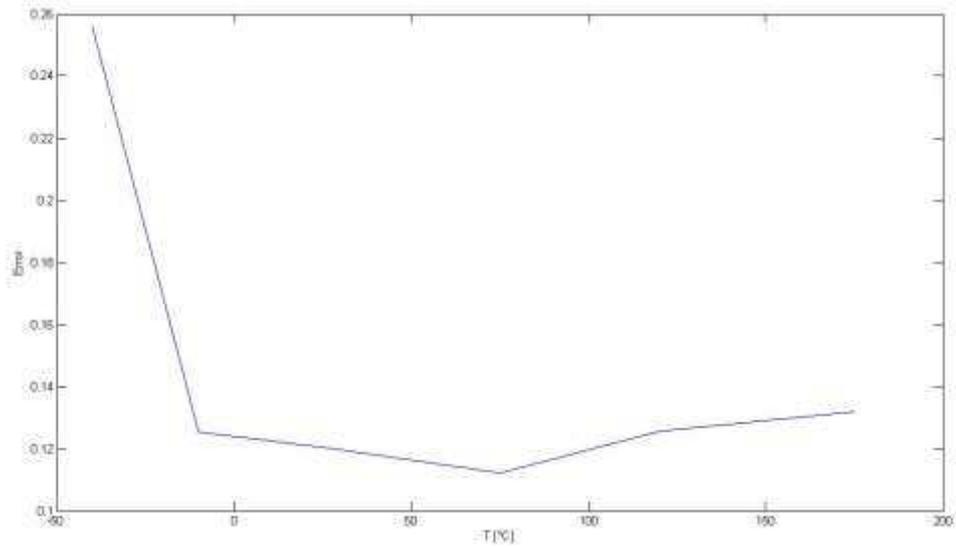


Abbildung 4.7: Fehler über Temperatur für Daten aus Graz

DRESDEN

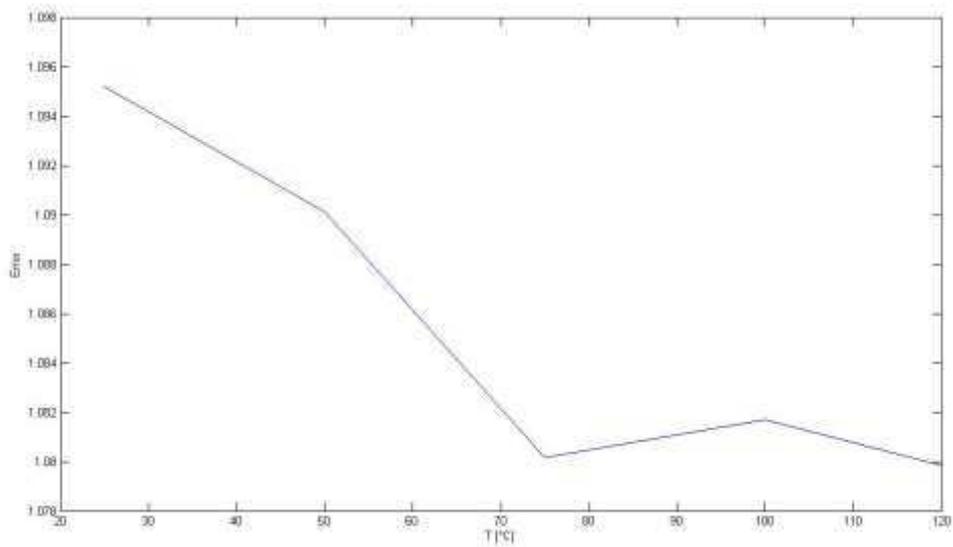


Abbildung 4.8: Fehler über Temperatur für Daten aus Dresden

In folgenden Abbildungen werden modellierte Werte den gemessenen Werten für die verschiedenen Breiten gegenüber gestellt.

GRAZ

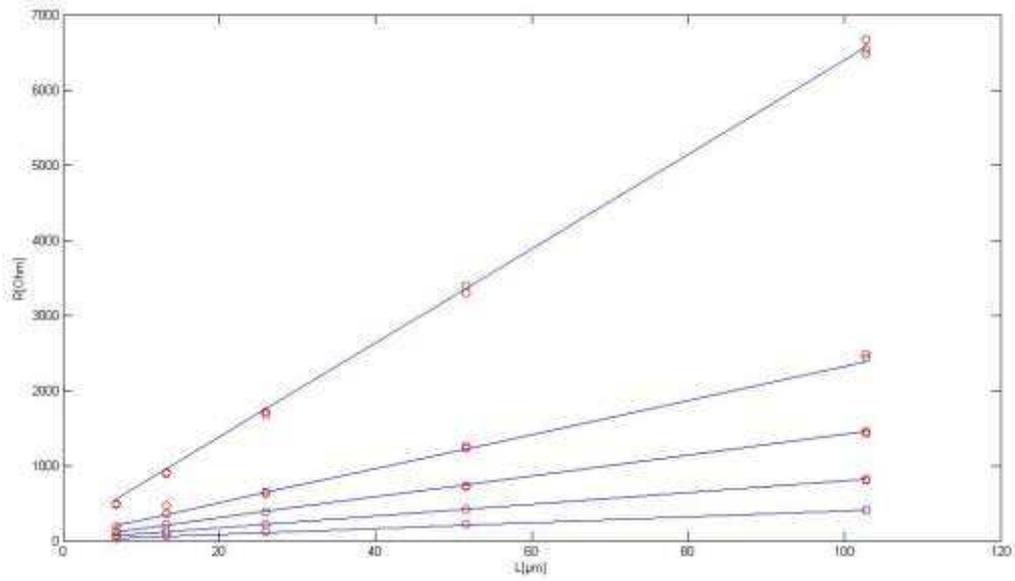


Abbildung 4.9: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Graz

DRESDEN

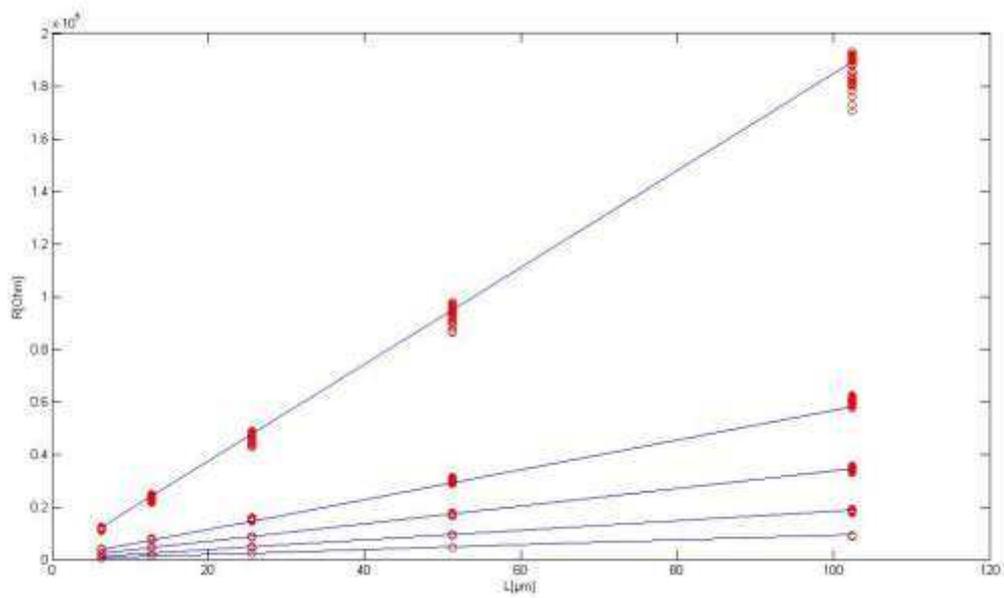


Abbildung 4.10: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Dresden

- **Geblockte Polysiliziumwiderstände**

Folgende Bilder zeigen die Fehler, die über die Temperatur zustande kommen:

GRAZ

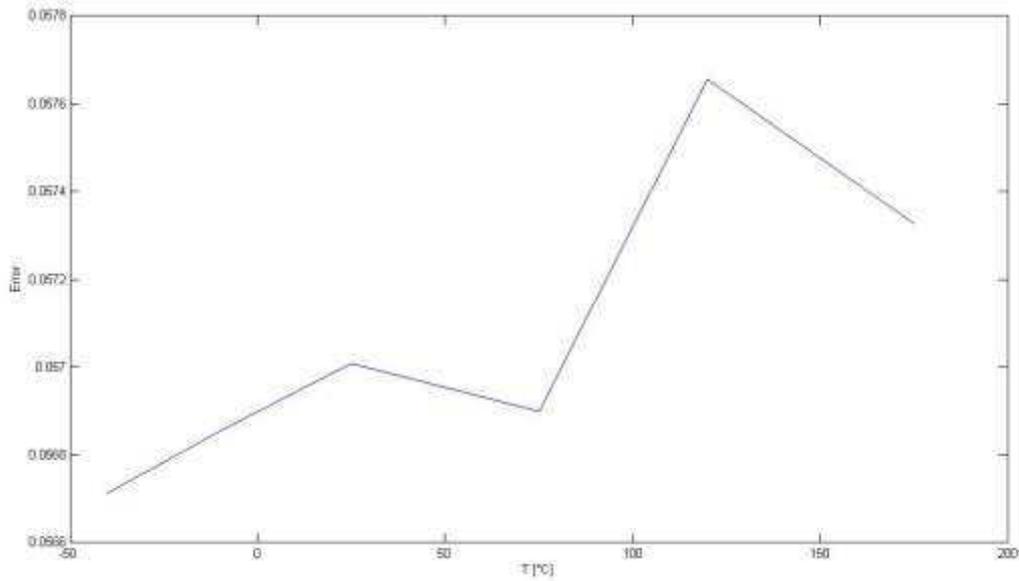


Abbildung 4.11: Fehler über Temperatur für Daten aus Graz

DRESDEN

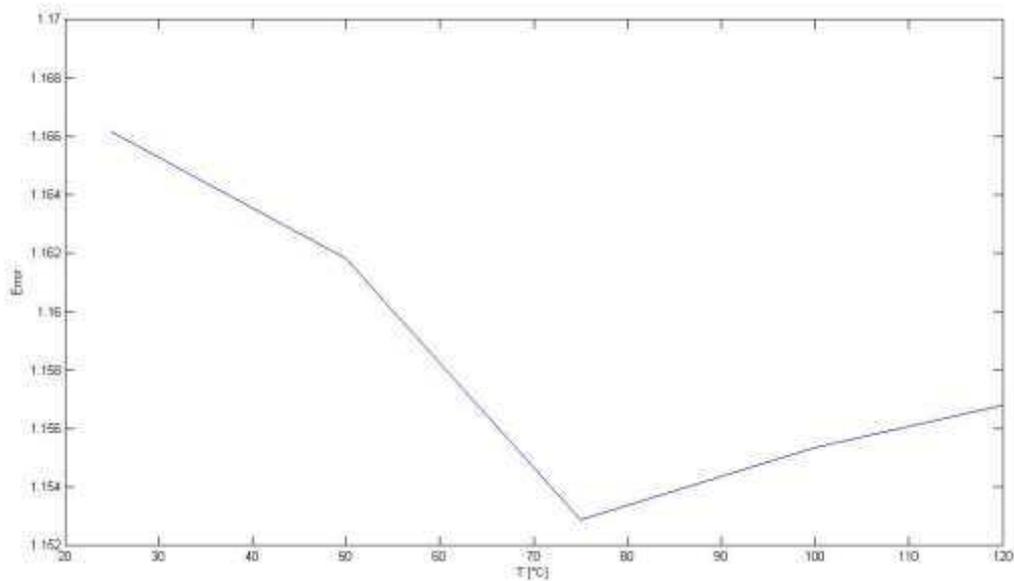


Abbildung 4.12: Fehler über Temperatur für Daten aus Dresden

In folgenden Abbildungen werden modellierte Werte den gemessenen Werten für die verschiedenen Breiten gegenüber gestellt.

DRESDEN

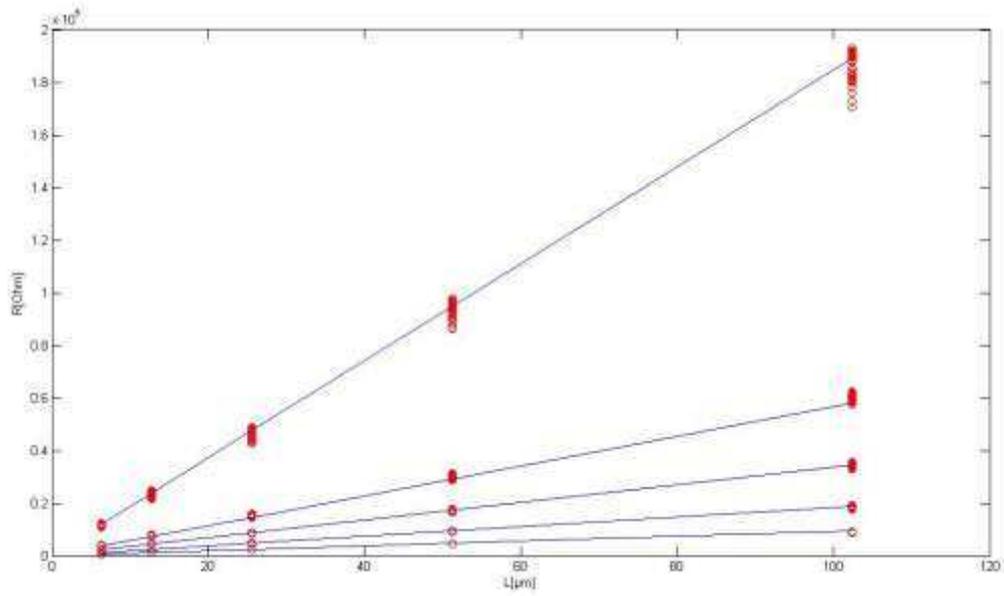


Abbildung 4.13: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Dresden

GRAZ

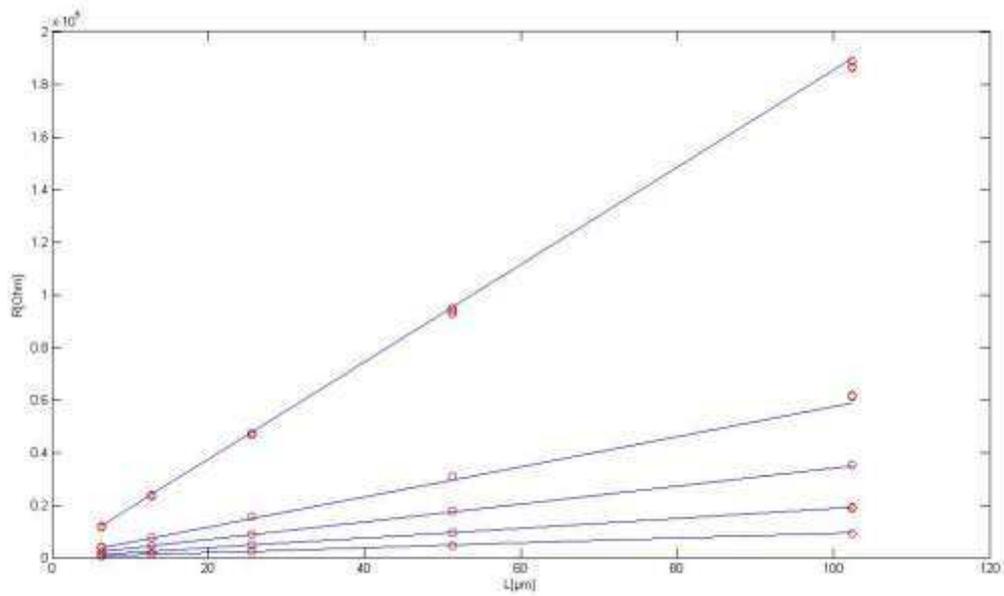


Abbildung 4.14: Messwerte gegenüber Modellwerte für Daten aus Graz

Die Abbildungen 4.9 und 4.10 zeigen eine Gegenüberstellung der modellierten und der gemessenen Werte für silizidierte Widerstände über die Länge bei Raumtemperatur. Die gemessenen Werte werden mit rotem Kreis dargestellt. Die blaue Linie entspricht den modellierten Werten. Es gibt fünf verschiedene Linien für fünf unterschiedliche Breiten. Die Abbildungen 4.12 und 4.13 zeigen dasselbe nur für geblockte Widerstände.

Für die Fehlerberechnung wird folgende Formel benutzt:

$$Error = \sum \left(\frac{\text{gemessene Wert}}{\text{optimierte Wert}} - 1 \right)^2 \quad (4.25)$$

Aus den Abbildungen 4.7 und 4.8 kann man die Fehler für silizidierte Widerstände, die über die Temperatur zustande kommen, ablesen. Bei Messungen, die in Graz durchgeführt worden sind, lag der größte Fehler bei -40°C . Im Vergleich dazu liegt der größte Fehler bei Messdaten aus der Fabrik in Dresden bei der Raumtemperatur.

Bei den geblockten Widerständen wiederholt sich dasselbe Prinzip, denn erneut zeigt sich der größte Fehler bei Messdaten aus Dresden bei Raumtemperatur. Aber bei Messwerten aus Graz liegt der maximale Fehlerwert bei 120°C . Man kann diese Abweichung aufgrund der kleinen Anzahl der Messungen als Messfehler erklären. Das ist in den Abbildungen 4.11 und 4.12 dargestellt.

5 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war es, ein mathematisches Modell zur Beschreibung der silizidierten und geblockten P-Typ Polysiliziumwiderstände in einer 90 nm CMOS-Technologie zu realisieren. Dafür werden die Messdaten aus den Laboratorien in Graz und in Dresden verwendet. Die Messwerte aus Dresden werden automatisiert erstellt und resultieren aus Messungen im Temperaturbereich von 25°C bis 120°C. Die in Graz durchgeführten Messungen erfolgen manuell und protokollieren Werte, die aus einer höheren Temperaturspanne, nämlich von -40°C bis 175°C, ermessens wurden. Die geblockten Widerstände werden modelliert, indem man den Widerstand in zwei Teile unterteilt. Ein Teil ist der silizidierte Kopf mit den Kontakten, der zweite ist der geblockte Teil. Im Vergleich zu den Modellwerten liegen alle Messwerte bei Raumtemperatur innerhalb von $\pm 6\%$ Abweichung. Die silizidierten Widerstände haben eine lineare Temperaturabhängigkeit und für die Bestimmung der Temperaturkoeffizienten genügen theoretisch die Messdaten aus Dresden. Da die geblockten Widerstände aber nichtlinear von der Temperatur abhängig sind, braucht man die manuellen Messergebnisse aus Graz, um auch Extrempunkte berücksichtigen zu können. Zur Berechnung aller Parameter dient MATLAB, während die Messung selbst mit hochpräzisen Messgeräten durchgeführt wird. Indem man zuerst den Strom einstellt, um in der Folge die Spannung zu messen, kann man Widerstandswerte ermitteln. Die Spannungsabhängigkeit und die eigene Erwärmung werden durch einen geeigneten Messaufbau vermieden.

Neben aktiven Komponenten verwendet man auch diverse passive Elemente, wie zum Beispiel Widerstände in CMOS-Technologie. Deshalb ist es sehr wichtig ein geeignetes mathematisches Modell zu haben, um diese Elemente gut zu beschreiben.

Anhang

Vergleich zwischen Mess- und Modellgrößen

G1,G2 und G3 Messwerte aus Graz

Gopt berechneter Widerstand mit dem Koeffizienten, die aus in Graz gemessenen Widerständen ermittelt werden

D1,D2 und D3 Messwerte aus Dresden

Dopt berechneter Widerstand mit dem Koeffizienten, die aus in Dresden gemessenen Widerständen ermittelt werden

Excel berechneter Widerstand mit einem alten Modell

- **Silizidierte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 0.16 \mu\text{m}$**

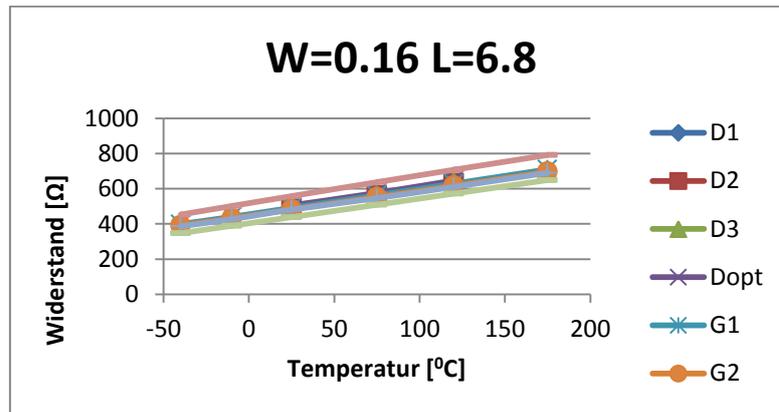


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=0.16 \mu\text{m}$ und $L=6.8 \mu\text{m}$

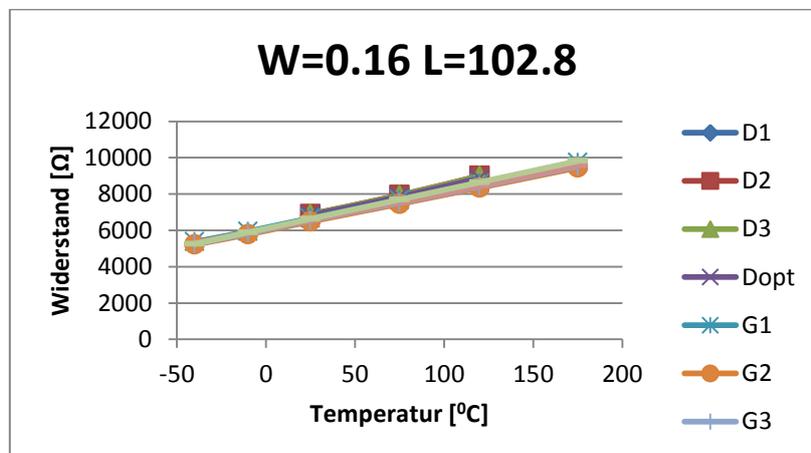


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=0.16 \mu\text{m}$ und $L=102.8 \mu\text{m}$

- Silizidierte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 0.44 \mu\text{m}$

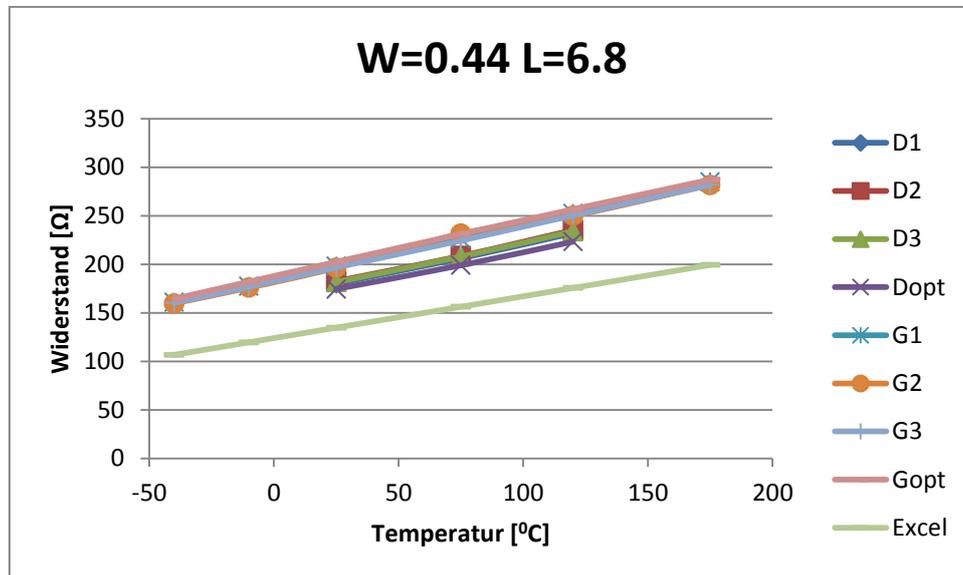


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=0.44 \mu\text{m}$ und $L=6.8 \mu\text{m}$

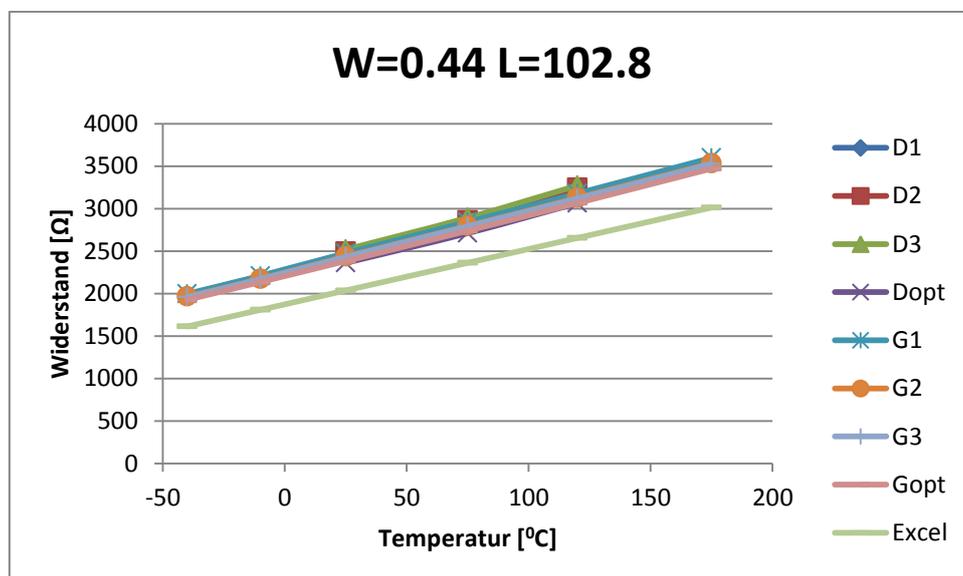


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=0.44 \mu\text{m}$ und $L=102.8 \mu\text{m}$

- Silizidierte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 0.72 \mu\text{m}$

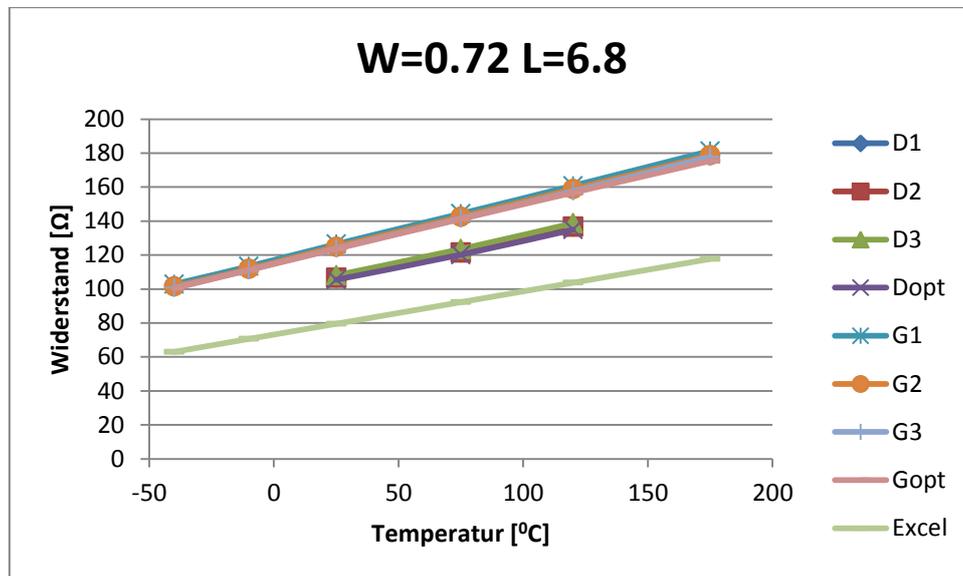


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=0.72 \mu\text{m}$ und $L=6.8 \mu\text{m}$

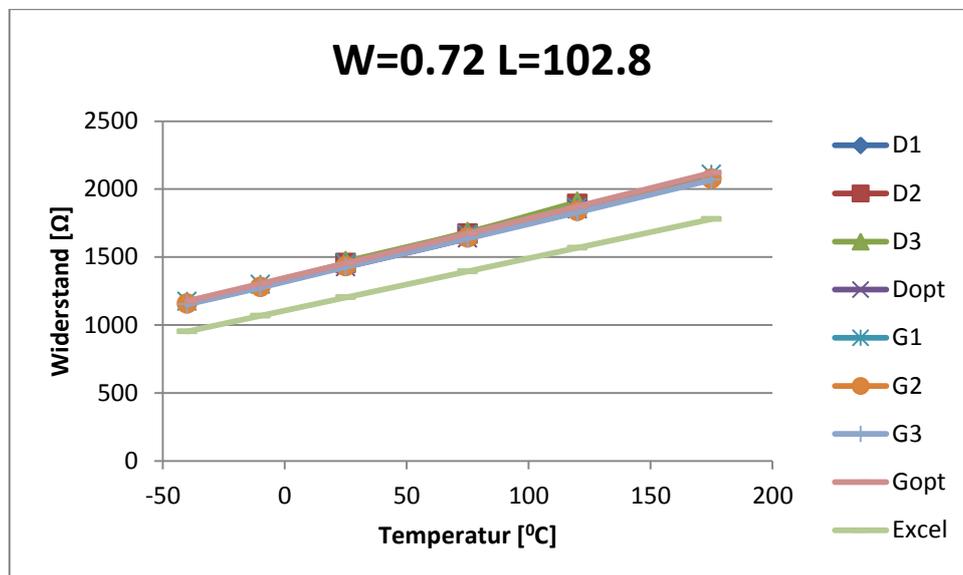


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=0.72 \mu\text{m}$ und $L=102.8 \mu\text{m}$

- Silizidierte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 1.28 \mu\text{m}$

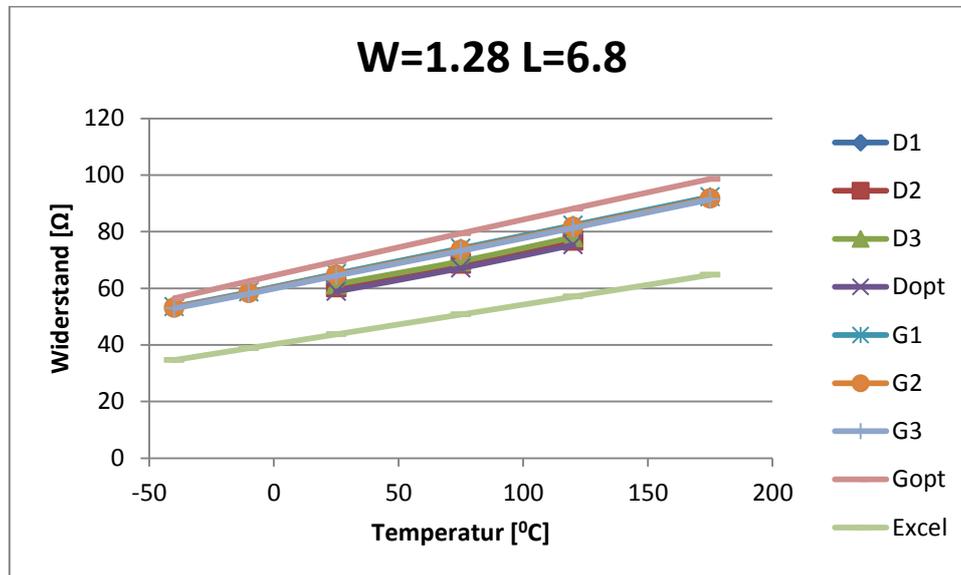


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=1.28 \mu\text{m}$ und $L=6.8 \mu\text{m}$

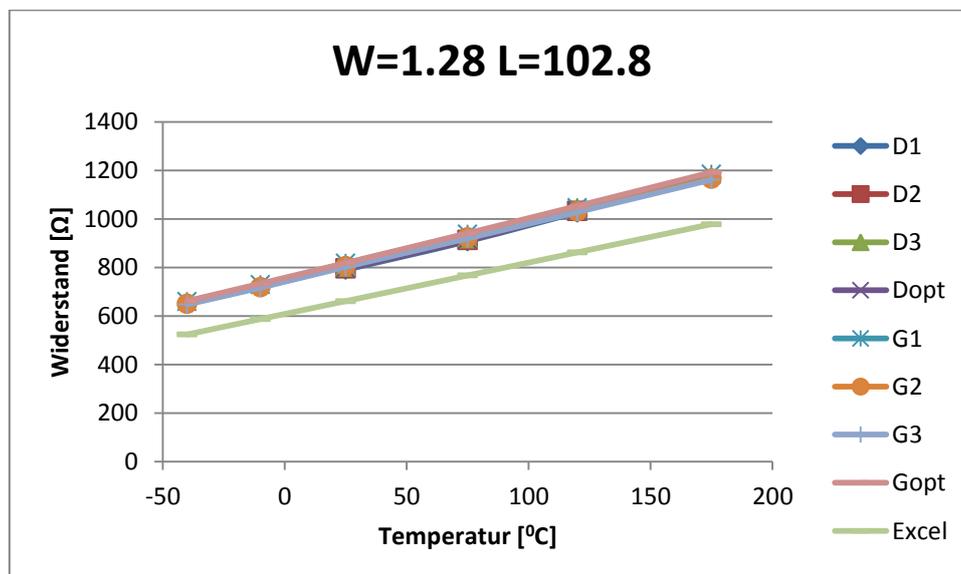


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=1.28 \mu\text{m}$ und $L=102.8 \mu\text{m}$

- Silizidierte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 2.56 \mu\text{m}$

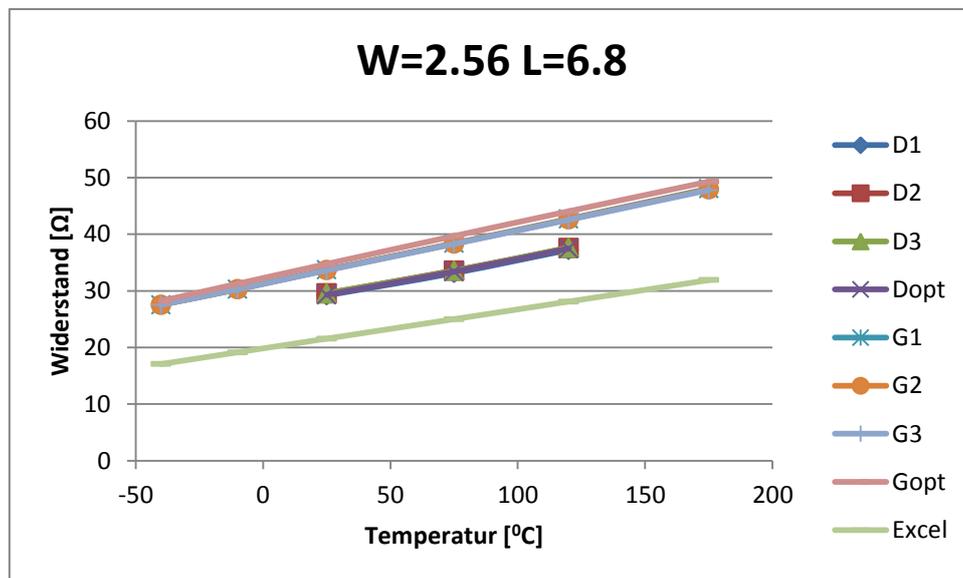


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=2.56 \mu\text{m}$ und $L=6.8 \mu\text{m}$

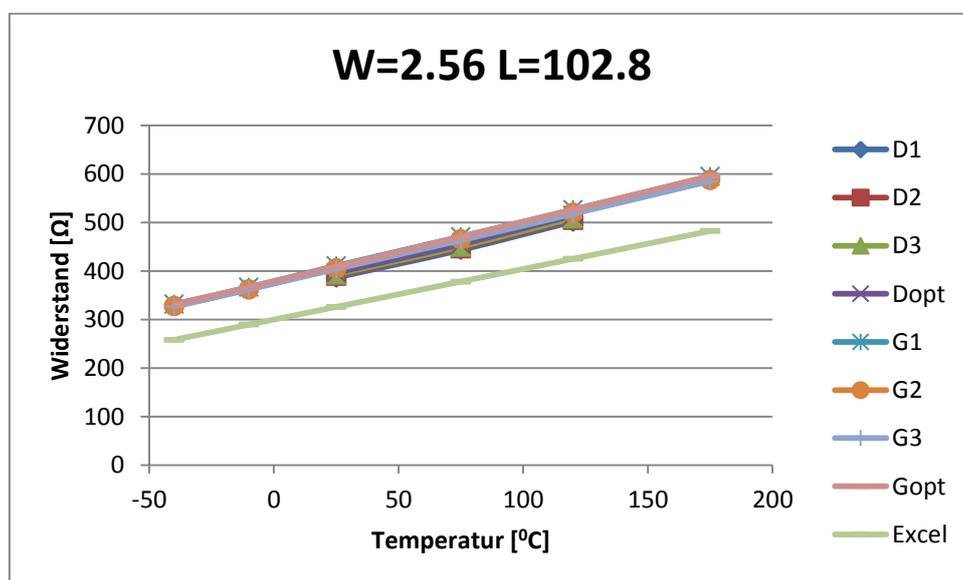


Abbildung: Silizidierter Polysiliziumwiderstand $W=2.56 \mu\text{m}$ und $L=102.8 \mu\text{m}$

- Geblockte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 0.16 \mu\text{m}$

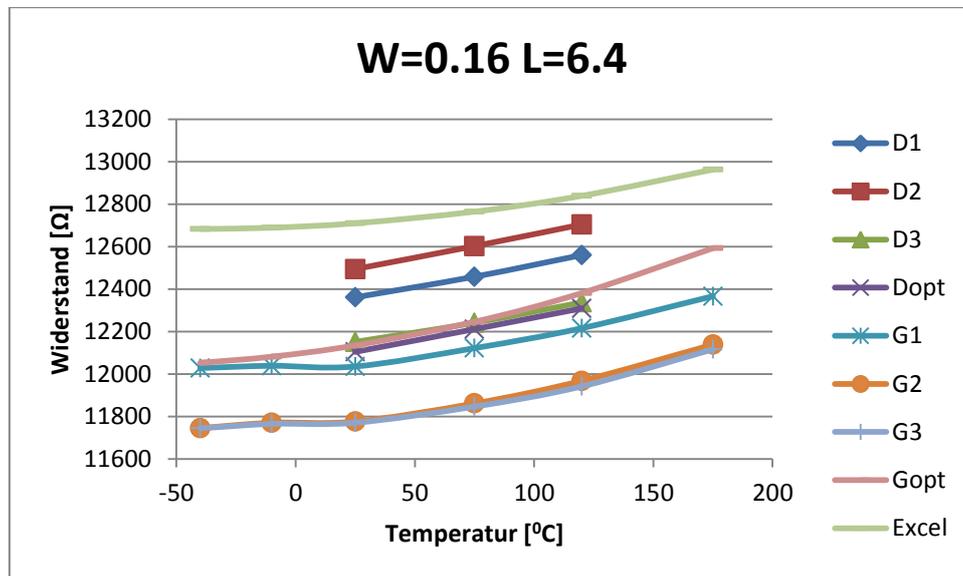


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=0.16 \mu\text{m}$ und $L=6.4 \mu\text{m}$

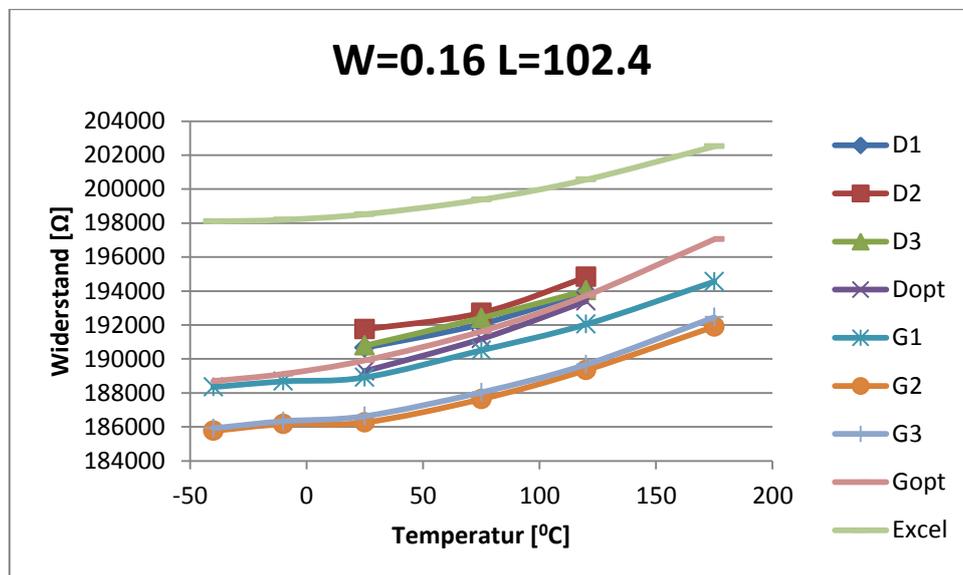


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=0.16 \mu\text{m}$ und $L=102.4 \mu\text{m}$

- Geblockte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 0.44 \mu\text{m}$

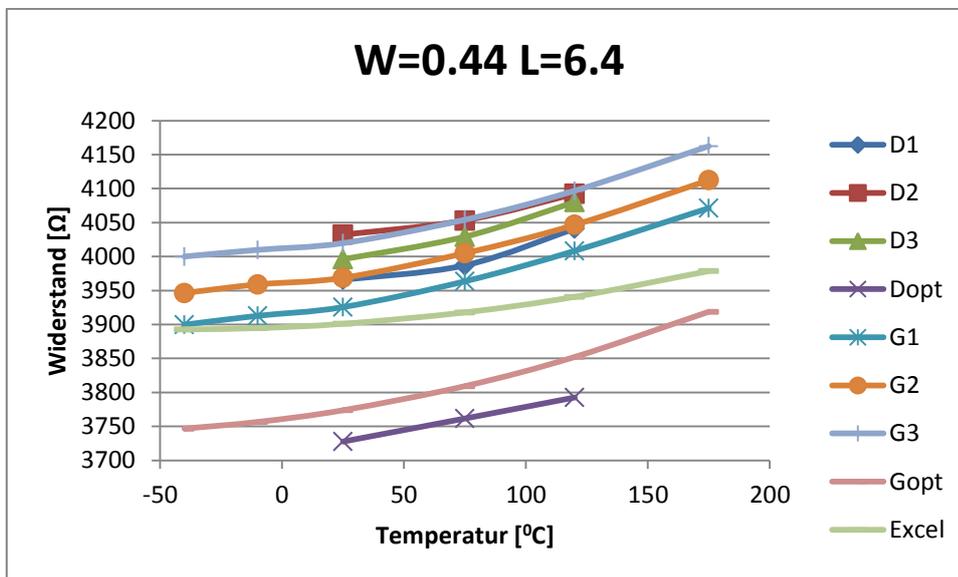


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=0.44 \mu\text{m}$ und $L=6.4 \mu\text{m}$

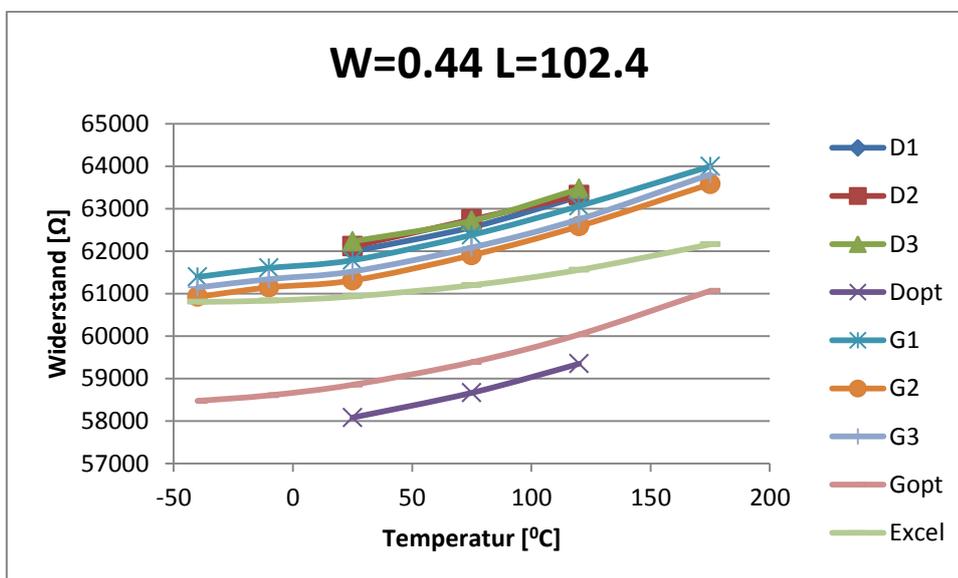


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=0.44 \mu\text{m}$ und $L=102.4 \mu\text{m}$

- Geblockte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 0.72 \mu\text{m}$

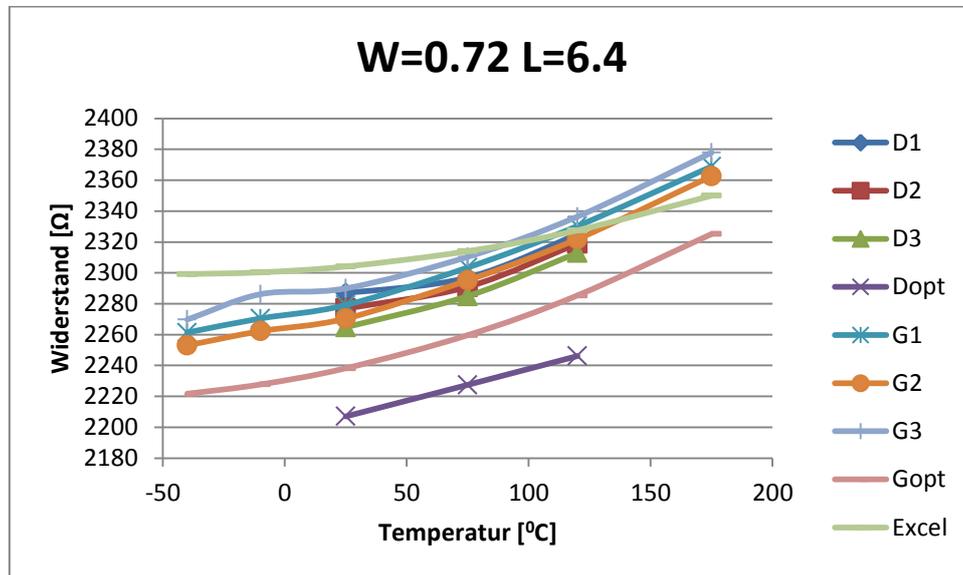


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=0.72 \mu\text{m}$ und $L=6.4 \mu\text{m}$

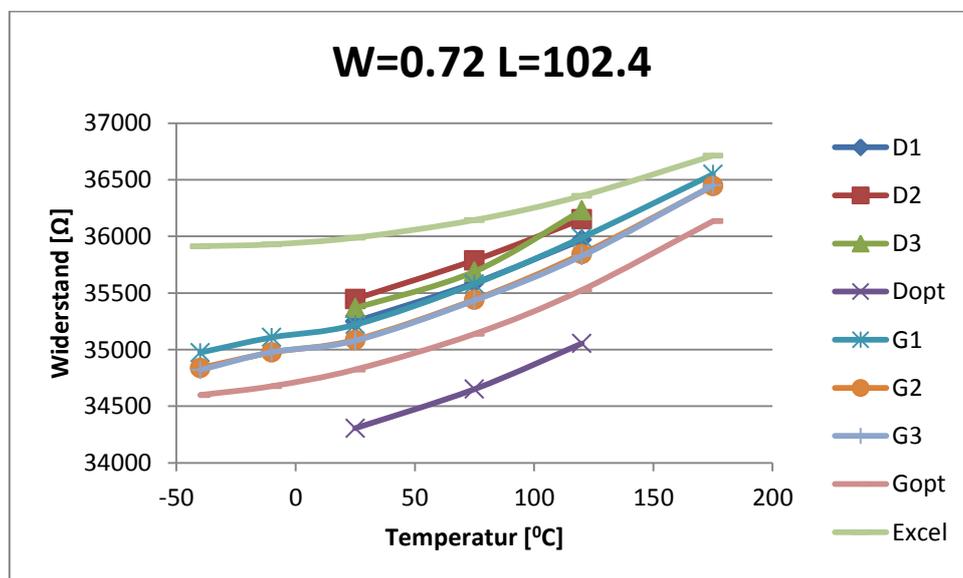


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=0.72 \mu\text{m}$ und $L=102.4 \mu\text{m}$

- Geblockte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 1.28 \mu\text{m}$

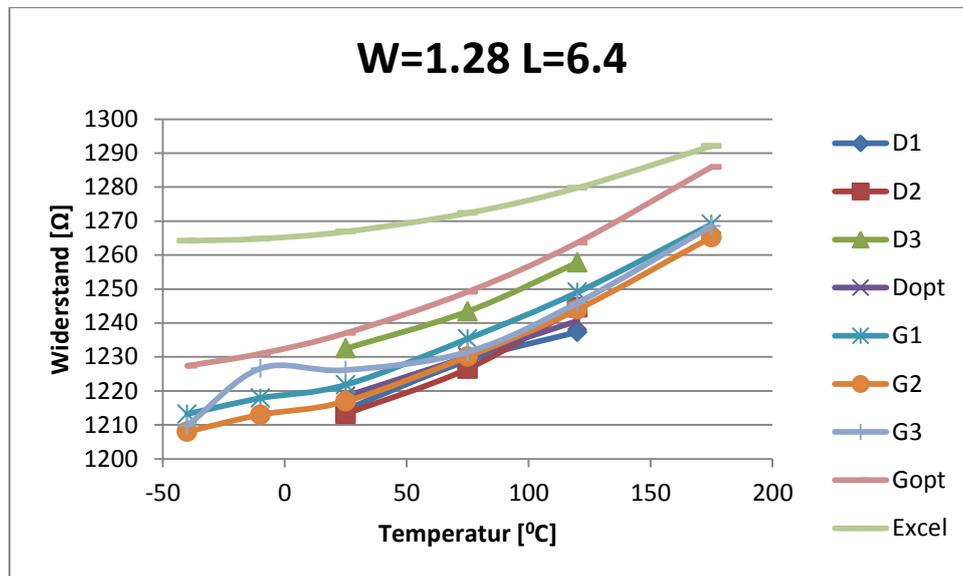


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=1.28 \mu\text{m}$ und $L=6.4 \mu\text{m}$

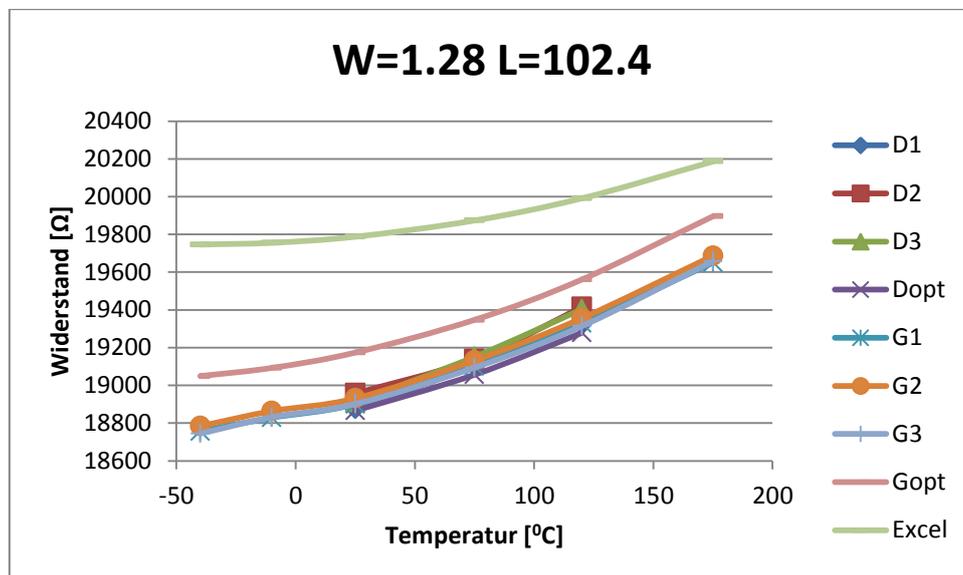


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=1.28 \mu\text{m}$ und $L=102.4 \mu\text{m}$

- Geblockte Polysiliziumwiderstände der Breite $W = 2.56 \mu\text{m}$

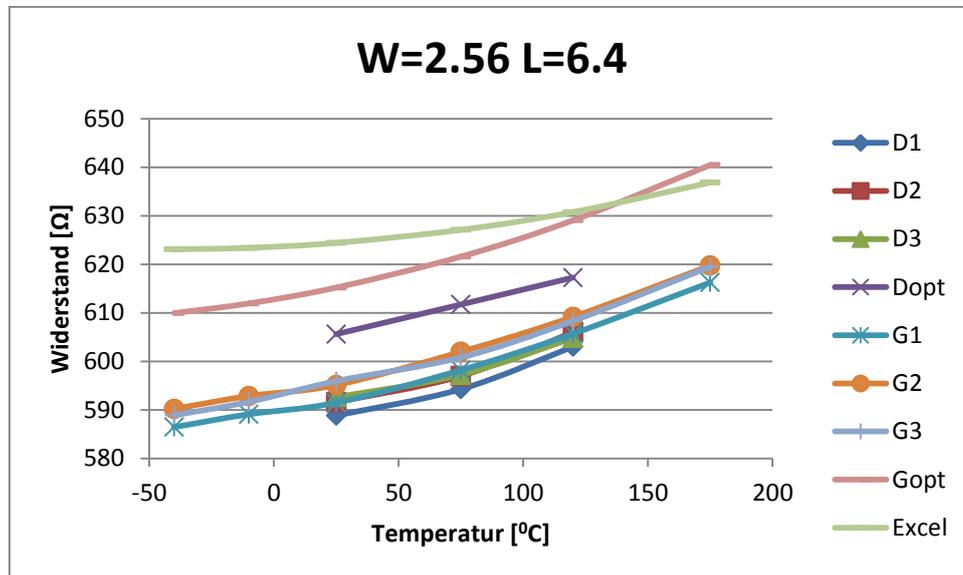


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=2.56 \mu\text{m}$ und $L=6.4 \mu\text{m}$

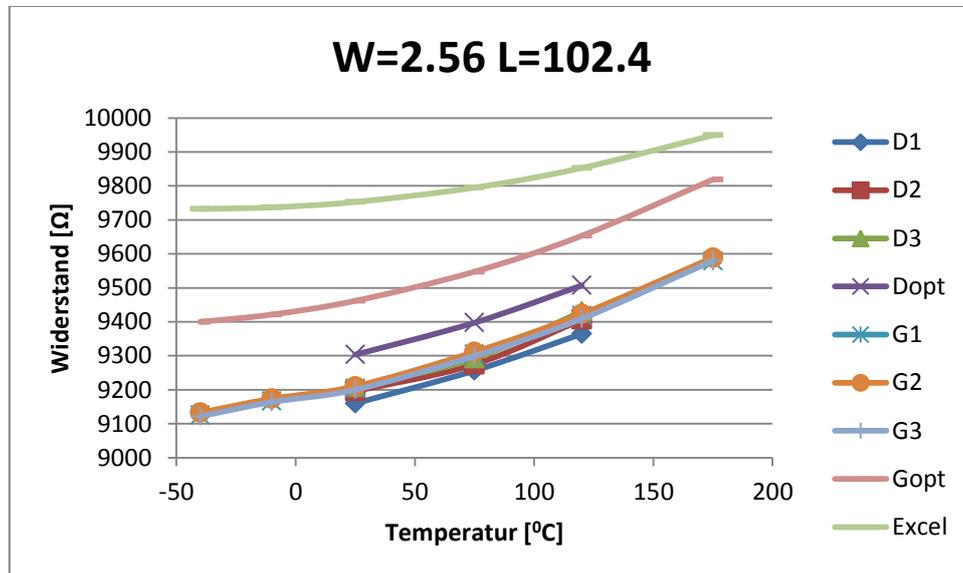


Abbildung: Geblockter Polysiliziumwiderstand $W=2.56 \mu\text{m}$ und $L=102.4 \mu\text{m}$

Literaturverzeichnis

- [1] CMOS Chip: <http://www.infineon.com/cms/de/product/automotive-ics/embedded-power-ics/channel.html?channel=db3a30431689f4420116ceb644750b43> (2011)
- [2] TrondYtterdal, Yuhuacheng, Tor A. Fjeldy: Device Modeling for Analog RF CMOS Circuits Design. Wiley; (2003) S.249
- [3] Jan Albers: Grundlagen integrierter Schaltungen. 2007 Carl Hanser Verlag München S.39
- [4] Gennady Gildenblat: Compact Modeling: Principles, Techniques and Applications. Springer Netherlands (2010). S.271-278
- [5] Bernd Landgraf, Aleksandar Vujasin, Benno Ankele: Modelling of Silicided and Blocked Poly-Si Resistors. 18th Int. Conf. MIXDES 2011, Gliwice, Poland
- [6] Data Sheet:
<http://www.keithley.com/products/dcac/currentsource/broadpurpose/?path=2612/Documents#5> (2011)
- [7] Data Sheet: <http://www.testequipmentdepot.com/usedequipment/pdf/3458A.pdf> (2011)
- [8] KEITHLEY Handbook: Low Level measurements
- [9] Infineon: L90X-Technology Design Manual (Infineon Confidential)
- [10] Infineon: (Infineon Confidential)