

Bundesministerium für Bildung, Wissenschaft,
Forschung und Technologie

ETDE-DE--671

MASTER

Forschungsbericht/Abschlußbericht

RECEIVED
JUN 24 1998
OSTI

Förderkennzeichen: 13N6324

Entwicklung supraleitender Bausteine der Signalvorverarbeitung

von

Dipl.-Ing. M. Biehl
Dipl.-Ing. R. Koch
Dr. M. Neuhaus
Dr. T. Scherer
Prof. Dr. W. Jutzi

Universität Karlsruhe (TH)
Institut für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik

DISTRIBUTION OF THIS DOCUMENT IS UNLIMITED
FOREIGN SALES PROHIBITED
NT

Projektleiter : Prof. Dr. W. Jutzi

Februar 1998

DISCLAIMER

**Portions of this document may be illegible
electronic image products. Images are
produced from the best available original
document.**

Inhaltsverzeichnis

1.0 Einleitung

- 1.1 Aufgabenstellung
- 1.2 Wissenschaftlicher und technischer Stand zu Beginn des Vorhabens
- 1.3 Beteiligte Mitarbeiter des Vorhabens
- 1.4 Zusammenarbeit

2.0 SFQ-Schaltungen

- 2.1 Grundlagen
- 2.2 Werkzeuge zur Simulation und Optimierung

3.0 Herstellungstechnologie für integrierte Niob-Schaltungen

- 3.1 Prozeßschritte
- 3.2 Aufstäuben von spannungsarmen Niob-Schichten
- 3.3 Chemisch-Mechanisches Polieren (CMP)
- 3.4 Toleranzen von Josephson-Kontakten und Widerständen

4.0 Einzelflußquanten-Schaltungen mit Niob

- 4.1 SFQ-Schieberegister mit extrem kleiner Verlustleistung
 - 4.1.1 Auslegung, Herstellung und meßtechnische Charakterisierung eines Drei-Phasen-Schieberegisters für 12 bit
 - 4.1.2 Auslegung und Herstellung eines Ringschieberegisters als Zufallsimpuls-Generator
- 4.2 Simulation von RSFQ-Schaltungen
 - 4.2.1 Digitale Zähler bis 60 GHz
 - 4.2.2 2 bit A/D-Wandler
- 4.3 Messungen an integrierten Digitalschaltungen bei 4,2 K
 - 4.3.1 Gleichspannungs-Messungen an mehrstufigen RSFQ-Zählern
 - 4.3.2 Echtzeit-Frequenzmessung an einem vierstufigen RSFQ-Zähler mit Taktfrequenzen bis 2 GHz

5.0 Digitale und analoge Schaltungen mit dünnen $Y_1Ba_2Cu_3O_{7.8}$ -Schichten

- 5.1 Mehrlagentechnologie für digitale Schaltungen mit Josephson-Kontakten
 - 5.1.1 Optimierung der Substrat-Position bei der Laserablation für verschiedene Materialien
 - 5.1.2 Korngrenzen-Josephson-Kontakte, Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten
- 5.2 Technologie für koplanare Mikrowellenschaltungen
- 5.3 Simulation und Auslegung eines 4 bit Schieberegisters
- 5.4 Simulation und meßtechnische Charakterisierung eines miniaturisierten 4 bit Echtzeit-Frequenzmessers (EFM) um 10 GHz bei 77 K
- 5.5 Miniaturisierte Mikrowellen-Filter

6.0 Hybride Schaltungen mit Halbleiter-Bauelementen und $Y_1Ba_2Cu_3O_{7.8}$ -Verbindungen

7.0 Zusammenfassung

8.0 Danksagung

9.0 Veröffentlichungen und Tagungsbeiträge im Berichtszeitraum

1. Einleitung

1.1 Aufgabenstellung

Einzelflußquanten-(Single Flux Quantum-)Schieberegister-Schaltungen mit möglichst kleinen Verlustleistungen für einen Betrieb bei 4,2 K wurden etwa seit 1980 im Institut für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik der Universität Karlsruhe theoretisch und experimentell untersucht [1.1-1,2]. Die Rapid Single Flux Quantum-(RSFQ-)Logikfamilie wurde von russischen Gruppen für einen Betrieb mit besonders hohen Taktfrequenzen vorgeschlagen [1.1-3,4]. Die Untersuchung des Anwendungspotentials von integrierten Schaltungen mit besonders hohen Taktfrequenzen und kleiner Verlustleistung für Bausteine der Signalvorverarbeitung und Sensorsysteme war das eigentliche Ziel des Vorhabens. Auf dem Weg zu diesem Ziel waren Konzepte integrierter Digitalschaltungen sowie Konzepte zur Ausprüfung solcher Schaltungen mit Taktfrequenzen im GHz-Bereich mit Hilfe von integrierten Musterschaltungen auf der Basis der vorhandenen Nb-Technologie zu überprüfen. Die mit der Nb-Technologie erzielten Ergebnisse sollen das Vertrauen in die Realisierungsmöglichkeiten komplexer RSFQ-Schaltungen erhöhen und damit das Tor für Anwendungen mit Hochtemperatur-Supraleitern bei wesentlich höheren Temperaturen als 4,2 K öffnen.

1.2 Wissenschaftlicher und technischer Stand zu Beginn des Vorhabens

Zu Beginn des Vorhabens stand eine Nb-Technologie mit einer minimalen Linienbreite von etwa 4 μm zur Verfügung ebenso wie Simulationswerkzeuge zur Überprüfung der Eigenschaften einfacher Grundsaltungen mit etwa 10 Josephson-Kontakten und Widerständen. Im Vergleich dazu stand die Technologie der Hochtemperatur-Supraleiter-Schaltungen in den Kinderschuhen. Lediglich einzelne Josephson-Kontakte konnten mit einer Reproduzierbarkeit präpariert werden, die für eine Verwirklichung von integrierten Schaltungen mit vielen Kontakten und Widerständen zu klein war.

1.3 Beteiligte Mitarbeiter des Vorhabens

Das Forschungsvorhaben wurde im Rahmen des BMFT-Verbundprojekts : "Schnelle Signalverarbeitung mit SFQ-Schaltungen" in der Zeit vom 01.10.1993 bis 30.09.1997 im Institut für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik (IEGI) der Universität Karlsruhe durchgeführt. Das BMFT/BMBF finanzierte zwei Stellen für wissenschaftliche Mitarbeiter und eine Stelle für einen Techniker. Neben den gegenwärtigen und ehemaligen Inhabern dieser Stelle werden im folgenden Mitarbeiter des IEGI erwähnt, die wesentliche Beiträge zur Erreichung der Ziele des Vorhabens geleistet haben. Ein Teil von ihnen ist heute in anderen Einrichtungen tätig.

Von den wissenschaftlichen Mitarbeitern sind zu nennen :

Dipl.-Ing.	G. Benz,	Prof. Dr.-Ing.	W. Jutzi,
Dipl.-Ing.	W. Benzing,	Dipl.-Ing.	R. Koch,
Dipl.-Ing.	M. Biehl,	Dipl.-Ing.	R. Lochschmied,
Dipl.-Ing.	E. Crocoll,	Dipl.-Ing.	M. Losert,
Dipl.-Phys.	G. Eßer,	Dr.-Ing.	M. Neuhaus,
Dr.rer.nat.	M. Götz,	Dipl.-Ing.	B. Ruck,
Dr.rer.nat.	M. Hartmann,	Dr.-Ing.	T. Scherer,
Dr.-Ing.	R. Herwig,	Dipl.-Phys.	S. Wege.

Besonders zu erwähnen sind die Beiträge der technischen Mitarbeiter aus der mechanischen Werkstatt und den Laboratorien :

K.-H. Gutbrod, J. Schoner

A. Stassen, H.-J. Wermund.

Zusammenarbeit

Im Rahmen des SFQ-Verbundvorhabens bestand durch Telefonate und regelmäßige Treffen mit allen Verbundpartnern ein reger Informationsaustausch. Insbesondere sind auf nationaler Ebene die folgenden Partner zu nennen :

- Physikalisch-Technische Bundesanstalt in Berlin und Braunschweig,
- Forschungszentrum Jülich, Institut für Schicht- und Ionentechnik,
- Technische Universität Ilmenau, Institut für Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik,
- Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Institut für Halbleitertechnik II.

Die Zusammenarbeit mit der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Berlin und Braunschweig und mit dem Institut für Schicht- und Ionentechnik des Forschungszentrums Jülich war besonders intensiv, da dort in dieser Zeit vier ehemalige Mitarbeiter des Instituts für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik tätig waren.

Auf internationaler Ebene gab es Kontakte mit dem Laboratorium für Tieftemperaturphysik am Institut für Nuklearphysik der Staatlichen Universität Moskau, mit den Universitäten Rochester und Berkeley, mit dem National Institute of Science and Technology in Boulder, USA, mit der Chalmers University of Technology in Göteborg, Schweden sowie mit der Kokushikan University und dem Electrotechnical Laboratory in Japan.

Besonders nützlich waren Gespräche mit deutschen Firmen : Daimler-Benz AG, Stuttgart/Friedrichshafen; Alcatel-SEL, Stuttgart; Robert-Bosch AG, Gerlingen und Siemens AG, Erlangen.

- Literatur

- [1.1-1] H. Beha, W. Jutzi, G. Mischke, „Margins of a 16 ps/bit Interferometer Shift Register“, IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-27, No. 10, pp. 1882-1887, Oct. 1980.
- [1.1-2] W. Jutzi, E. Crocoll, R. Herwig, H. Kratz, M. Neuhaus, H. Sadorf, J. Wunsch, „Experimental SFQ Interferometer Shift Register Prototype with Josephson Junctions“, IEEE Electr. Dev. Lett., Vol. EDL-4, No. 3, pp. 49-50, March 1983.
- [1.1-3] K. K. Likharev, O. A. Mukhanov, V. K. Semenov, „Resistive Single Flux Quantum Logic For the Josephson Junction Digital Technology“, SQUID '85, W. de Gruyter, Berlin, pp. 1103-1107, 1985.
- [1.1-4] K. K. Likharev, V. K. Semenov, „RSFQ logic/memory family: A new Josephson junction technology for sub-terahertz-clock-frequency digital systems“, IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 1, No. 1, pp. 3-28, March 1991.

2.0 SFQ - Schaltungen

2.1 Grundlagen

Supraleitende Digitalschaltungen wurden anfänglich mit hysteretischen Josephson - Kontakten verwirklicht, bei denen der spannungslose Zustand der binären Information '0' und ein Spannungszustand der Information '1' entsprachen. Eine Übersicht über verschiedene Familien der Spannungszustand - Logik findet sich in [2.1-1]. Die Spannungslogik hat zwei grundsätzliche Nachteile: zum einen ist die maximal erreichbare Taktfrequenz auf etwa 2 GHz bei einer maximalen Josephson - Stromdichte von 1 kA/cm² begrenzt, da alle Vorströme getaktet werden müssen, um die Josephson - Kontakte aus dem Spannungszustand in den spannungslosen Zustand zurückzuführen; zum anderen kann die relativ hohe Verlustleistung in der Größenordnung von einigen 10 µW pro Gatter problematisch werden.

Um diese Nachteile zu vermeiden, wurden Logikfamilien entwickelt, welche eine Flußquantisierung [2.1-2] ausnutzen. Hierbei werden einzelne Flußquanten in supraleitenden Schleifen verarbeitet, im einfachsten Falle Interferometer mit zwei Josephson - Kontakten, sogenannte SQUIDs (Superconducting Quantum Interference Devices). Zu diesen Single Flux Quantum (SFQ) Logikfamilien gehören: das Flux - Shuttle [2.1-3], die Rapid Single Flux Quantum (RSFQ) Logik [2.1-4] und das Quantum Flux Parametron (QFP) [2.1-5].

Um Flußquanten in ein Interferometer einzuspeisen, muß für kurze Zeit der kritische Strom eines Josephson - Kontaktes überschritten werden, damit die supraleitende Schleife für einen kurzen Augenblick unterbrochen wird. Das Integral der Spannung am Josephson - Kontakt entspricht dabei genau einem Flußquant $\Phi_0 = 2.068 \text{ mVps}$ [2.1-6].

$$\int U_j dt = \Phi_0$$

Derartige Spannungsimpulse werden auch als Einzelflußquantenimpulse oder SFQ - Impulse bezeichnet. Ein Flußquant in einer supraleitenden Schleife ist immer mit einem Ringstrom I_R verbunden, der durch die Bedingung $\Phi_0 = L \cdot I_R$ festgelegt wird. L ist die Gesamtinduktivität der supraleitenden Schleife einschließlich der Eigeninduktivität der Josephson - Kontakte. Je nach Richtung des Ringstromes spricht man auch von einem Flußquant oder Antiflußquant in einer supraleitenden Schleife.

Bei dem Flux - Shuttle und der RSFQ - Logik wird die Anwesenheit eines Flußquanten in einer supraleitenden Schleife während einer Taktperiode als logische '1' definiert, eine logische '0' entspricht der Abwesenheit eines Flußquanten während einer Taktperiode. Diese beiden Logikfamilien sind kompatibel, der wesentliche Unterschied besteht darin, daß der Taktstrom bei dem Flux - Shuttle magnetisch angekoppelt ist, während er bei der RSFQ - Logik galvanisch eingespeist wird und zusammen mit Vorströmen erheblich kleiner sein kann.

Bei dem QFP werden die logischen Zustände durch ein Flußquant bzw. Antiflußquant in einer supraleitenden Schleife dargestellt. Große Stromverstärkungen sind möglich. Auch diese Logikfamilie kann mit RSFQ - Schaltungen kombiniert werden [2.1-7].


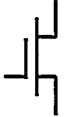

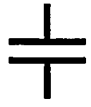


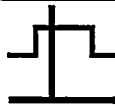


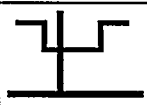
	SFQ - Logik	Halbleiterlogik
aktives Element	 Josephson-Kontakt	 Transistor
phys. Größe zur Speicherung von Information	ein Flußquant: Φ_0	elektrische Ladung: $n \cdot e$ mit $n \gg 1$
Speicherelement	 Induktivität	 Kapazität
Darstellung einer '1'	 Systemtakt  SFQ-Impuls im Zeitfenster	 Pegel "High" zum Zeitpunkt
Darstellung einer '0'	 Systemtakt  kein SFQ-Impuls im Zeitfenster	 Pegel "Low" zum Zeitpunkt

Tabelle 2.1.1 Vergleich einiger Eigenschaften von SFQ- und Halbleiterlogik

Tabelle 2.1.1 faßt die wichtigsten Eigenschaften der SFQ - Logik bzw. Flux - Shuttle Elemente zusammen und vergleicht sie mit den entsprechenden Größen der heute üblichen Halbleiter - Logikfamilien.

- Literatur

- [2.1-1] S. Hasuo, T. Imamura, "Digital Logik Circuits", Proceedings of the IEEE, Vol. 77, No. 8, August 1989
- [2.1-2] W. Buckel, "Supraleitung", Physik Verlag, 1993
- [2.1-3] T. Fulton, L. Dunkleberger, "Experimental Flux Shuttle", Appl. Phys. Letters, Vol. 22, No. 5, pp. 232-233, March 1973
- [2.1-4] K. Likharev, V. Semenov, "RSFQ Logic/Memory Family: A New Josephson-Junction Technology for Sub-Terahertz-Clock Frequency Digital Systems", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 1, No. 1, pp. 3-28, March 1991
- [2.1-5] Y. Harada, H. Nakane, M. Miyamoto, U. Kawabe, E. Goto, T. Soma, "Quantum Flux Parametron: A Single Quantum Flux Device for Josephson Supercomputer", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 1, No. 2, pp. 77-89, June 1991
- [2.1-6] K. Likharev, "Dynamics of Josephson Junctions", Gordon and Breach, 1986
- [2.1-7] Y. Harada, "QFP (Quantum Flux Parametron) Applications for SFQ Circuits", Abschlußbericht vom Gastaufenthalt am Institut für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik der Universität Karlsruhe, September 1997

2.2 Werkzeuge zur Simulation und Optimierung

- Analoge und Digitale Simulation von SFQ - Schaltungen

Zum grundlegenden Verständnis einer Schaltung ist die analoge Simulation der elektrischen Eigenschaften mit einem Netzwerkanalyseprogramm unumgänglich. Daher ist es zunächst erforderlich, ein geeignetes Modell für einen Josephson - Kontakt innerhalb eines Simulationsprogrammes zur Verfügung zu stellen. Für die Simulation von SFQ - Schaltungen wurde das Netzwerkanalyseprogramm SPICE in der Version 3F4 ausgewählt, da sich hier zusätzliche Elemente einfach in C programmieren und einbinden lassen [2.2.-1].

Das elektrische Ersatzschaltbild eines punktförmigen Josephson - Kontaktes besteht aus der Kontaktkapazität C_j , dem nichtlinearen Tunnelwiderstand $R_j(U_j)$ und der gesteuerten Stromquelle, welche die Abhängigkeit des Stromes $I_j = I_0 \sin \varphi$ von der Phase $\varphi = 2\pi/\Phi_0 \int U_j dt$ des Josephson - Kontaktes beschreibt [2.2-2]. Dieses sogenannte RCSJ (Resistive and Capacitive Shunted Junction) Modell ist in Bild 2.2.1 dargestellt.

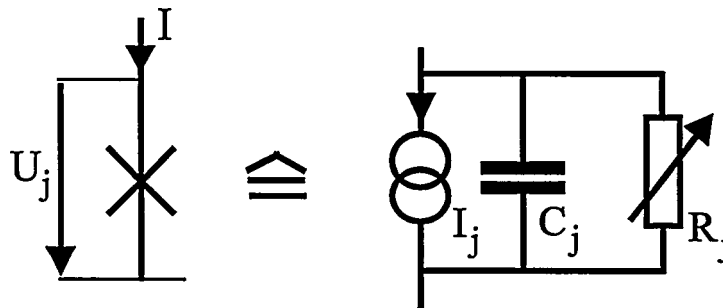


Bild 2.2.1 RCSJ- Modell eines punktförmigen Josephson - Kontakts

Das einfache Modell reicht in der Regel aus, um SFQ - Schaltungen zu simulieren. Der Einsatz des mikroskopischen Josephson - Kontaktmodells nach Werthamer [2.2-3], das eine etwa um den Faktor 5 größere Rechenzeit erfordert, brachte keine wesentlich unterschiedliche Ergebnisse in Bereich der hier untersuchten Josephson - Stromdichten [2.2-4]. Zusätzlich wurde das Modell einer transienten Rauschquelle nach [2.2-5] implementiert, um die Auswirkungen des thermischen Rauschens auf Schaltungen mit Hochtemperatursupraleitern z.B. für einen Betrieb bei 40 K zu untersuchen.

Mit zunehmender Komplexität der Schaltungen erhöht sich die Rechenzeit überproportional, so daß die analoge Simulation ineffektiv wird. Als Erfahrungswert läßt sich angeben, daß die SPICE Simulation einer SFQ - Schaltung mit etwa 200 Josephson - Kontakten über die Zeitdauer von 1 ns eine Rechenzeit von 20 Minuten auf einer DEC - Alpha Workstation mit 300 MHz Taktfrequenz benötigt. Um auch komplexe Systeme effektiv untersuchen zu können, wurden deshalb Modelle für Grundelemente der RSFQ - Logik für den digitalen Simulator VERILOG - XL nach dem in [2.2-6] angegebenen Verfahren entwickelt und getestet.

Für die digitale Simulation werden SFQ - Impulse durch High - Pegel von 2 ps Dauer mit einer Anstiegs- und Abfallzeit von 0 ps modelliert. Die logische Funktion einer SFQ - Grundschaltung (z.B. T - Flipflop, Schieberegisterzelle etc.) wird mit der Hardware-Description - Language (HDL) VERILOG beschrieben [2.2-7] und die durch SPICE

Simulationen ermittelten Zeitkonstanten (Gatterlaufzeiten, minimale Zeitabstände etc.) eingesetzt. Impulse am Ausgang, die durch ein fehlerhaftes Verhalten der Schaltung entstanden sind, werden besonders gekennzeichnet und die zugehörigen Fehlerarten werden angegeben. In Bild 2.2.2 ist das Resultat einer digitalen Simulation für eine Schieberegisterzelle mit gegenläufigen Daten- und Taktimpulsen nach [2.2-17] dargestellt.

Die Standardzellen können mit dem graphischen Editor des VERILOG - XL Simulators schnell zu einer komplexen Schaltung zusammengesetzt und simuliert werden. Es konnte ein Zeitgewinn für eine Schaltung aus 40 Standardzellen um den Faktor 100 im Vergleich zur analogen Simulation mit SPICE festgestellt werden.

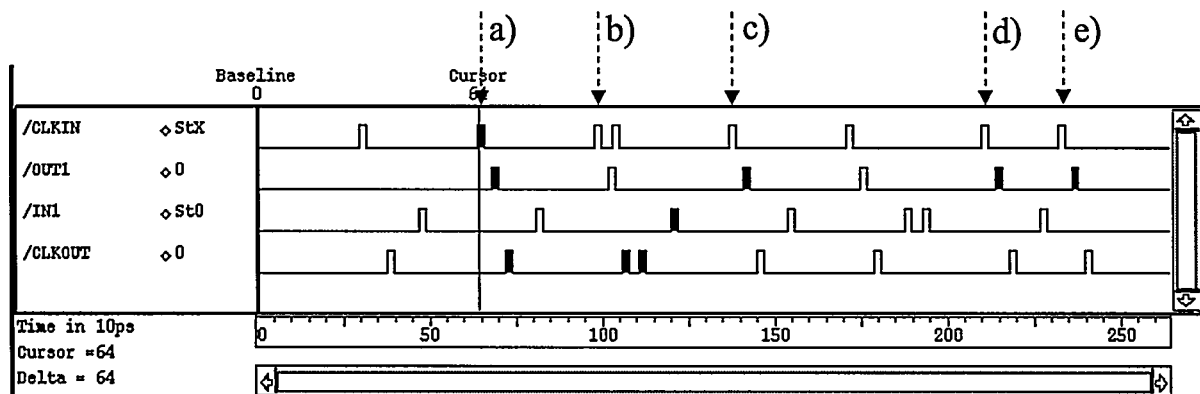


Bild 2.2.2 Simulationsergebnis einer Schieberegisterzelle mit dem digitalen Simulator VERILOG - XL. Die flächig schraffierten Impulse weisen auf fehlerhaftes Timing hin:

- a) der Abstand zwischen den Taktimpulsen (CLKIN) ist zu klein, die Taktimpulse werden auseinandergeschoben,
- b) der Abstand der Taktimpulse ist so klein, daß eine Fehlschaltung am Ausgang möglich wäre,
- c) der Eingangsimpuls (IN1) folgt zu früh auf den vorangegangenen Taktimpuls,
- d) es treten zwei Eingangsimpulse während einer Taktperiode auf,
- e) der Eingangsimpuls kommt zu spät, um mit dem folgendem Taktimpuls verschoben werden zu können.

- Parameteroptimierung

Für die Verwirklichung von SFQ - Schaltungen spielt die Analyse der zulässigen Parameterschwankungen und die Optimierung dieser Parameter eine besondere Rolle. Zum einen steht im Gegensatz zur Halbleitertechnologie noch keine ausgereifte Technologie zur Verfügung, so daß bei der Herstellung größere Parameterstreuungen nicht auszuschließen sind. Zum anderen konnte gezeigt werden, daß wichtige Kenngrößen von SFQ - Schaltungen, wie die maximal erreichbare Arbeitsfrequenz für einen einwandfreien digitalen Betrieb, stark von den gewählten Parametern abhängen [2.2-8].

Die Toleranzanalyse und die Optimierung von Digitalschaltungen sind sehr zeitaufwendig, da eine Vielzahl von SPICE Simulationen mit vielen unterschiedlichen Parametersätzen durchgeführt und ausgewertet werden müssen. Um diese schwierige Aufgabe effizient zu lösen, wurde das Optimierungssystem Abak entwickelt, mit dem die notwendigen Berechnungen weitgehend automatisiert werden konnten [2.2-9]. Es wurden verschiedene

Algorithmen zur Toleranzanalyse und Parameteroptimierung implementiert. Dieses Softwarepaket, das als verteilte Anwendung für ein lokales UNIX - Netzwerk realisiert wurde, besteht aus drei Komponenten:

- einem Kontrollprogramm, das die Toleranzanalyse bzw. Parameteroptimierung koordiniert, die Parametersätze entsprechend einem vorgegebenen Algorithmus auswählt und die anfallenden Rechenaufgaben innerhalb des Netzwerkes verteilt,
- dem Netzwerkanalyseprogramm SPICE,
- sowie einem Diagnoseprogramm, das die schaltkreisabhängigen Informationen enthält, nach dem die Parametersätze beurteilt werden. Dieses Programm muß für jeden untersuchten Schaltkreis neu erstellt werden. Zur Erleichterung der Programmierung steht eine Bibliothek mit vordefinierten Funktionen innerhalb des Optimierungssystems zur Verfügung.

Der prinzipielle Ablauf einer Toleranzanalyse bzw. Parameteroptimierung ist in Bild 2.2.3 dargestellt:

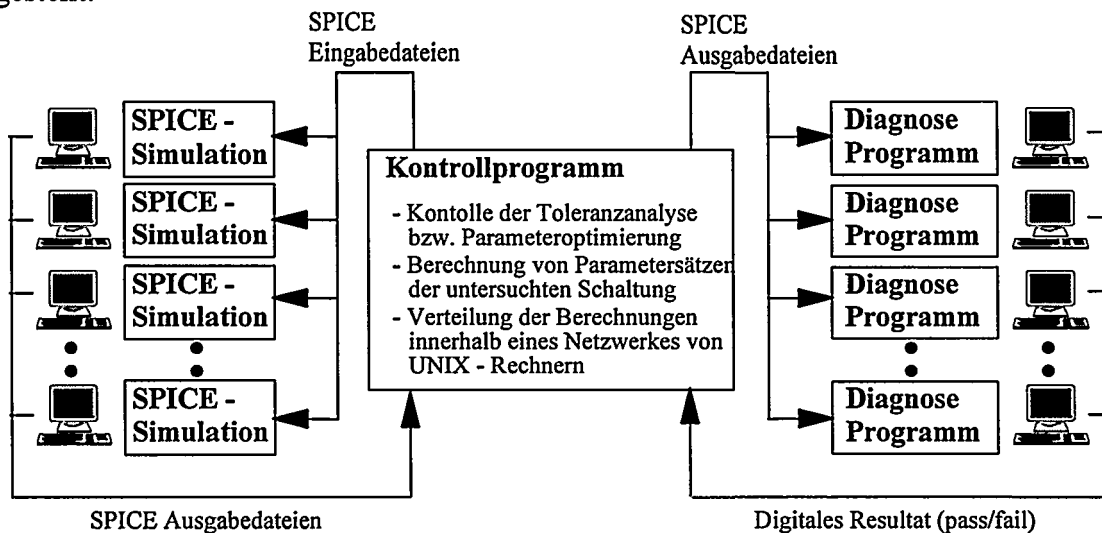


Bild 2.2.3 Funktionsprinzip des Optimierungssystems Abak

Vor dem Start des Programms Abak müssen die zu untersuchenden Parameter spezifiziert und ein Algorithmus ausgewählt werden. Das Kontrollprogramm berechnet in Abhängigkeit von dem verwendeten Algorithmus einen Satz von Parametern und erstellt ein SPICE Eingabefile mit diesen Werten. Anschließend wird ein verfügbarer Rechner im Netzwerk ausgewählt, auf dem eine SPICE Simulation gestartet wird. Dieses Vorgehen wird solange wiederholt, bis alle Rechner im Netzwerk belegt sind. Die Ergebnisse der Simulationen werden in SPICE Ausgabedateien gespeichert, die mit dem schaltungsspezifischen Diagnoseprogramm gleichzeitig ausgewertet und in ein digitales Resultat (pass/fail) überführt werden. Anschließend werden neue Parametersätze berechnet und mit diesen neue SPICE Simulationen gestartet. Diese Prozedur wird solange wiederholt, bis das Ziel des gewählten Algorithmus (im Allgemeinen die Bestimmung eines optimalen Satzes von Parametern) erreicht worden ist.

Die ersten Ansätze zur Parameteroptimierung wurden mit sogenannten eindimensionalen Verfahren gemacht [2.2-10], bei dem jeweils einer von k Parametern variiert wurde, während alle anderen Parameter ihren Nominalwert beibehielten. Nach einem n -ten Analyseschritt wurde ein neuer Parametersatz aufgestellt, bei dem die Parameter mit den kleinsten Toleranzen Δ_{ik} verändert werden. Im $n+1$ -ten Schritt wurden die eindimensionalen Toleranzen Δ_{ik} erneut

berechnet. Obwohl diese Methode relativ wenig Rechenzeit erfordert, ist sie mit zwei grundsätzlichen Problemen verbunden: zum einen hängt das Ergebnis stark von der Erfahrung des Schaltungsentwicklers ab, zum anderen werden die Wechselwirkungen zwischen den verschiedenen Schaltkreisparametern komplett vernachlässigt. Daher wurden mehrdimensionale Verfahren auf der Basis von deterministischen und statistischen Methoden zur Optimierung von SFQ - Schaltungen untersucht [2.2-11, 12]. Die Schwerpunktmethode [2.2-13] hat sich als besonders geeignet erwiesen, um einen Parametersatz zu finden, bei dem die kleinste eindimensionale Toleranz von allen Parametern ein Maximum erreicht.

Die eindimensionalen Parametertoleranzen beschreiben ein eher zu günstiges Verhältnis, da bei der Fertigung von Schaltungen alle Parameter gleichzeitig um ihren Nominalwert schwanken können. Um ein zusätzliches Maß für die Realisierbarkeit von SFQ - Schaltungen zu erhalten, wurde ein globaler Toleranzparameter Δ_n im Sinne eines mehrdimensionalen Würfels eingeführt [2.2-14]. Ein globaler Toleranzparameter von p Prozent bedeutet, daß alle Parameter des optimalen Satzes gleichzeitig um maximal p Prozent von ihrem Nominalwert abweichen können, ohne daß die Funktion der Schaltung verloren geht.

Es stehen verschiedene Algorithmen zur Toleranzanalyse und Parameteroptimierung in dem Optimierungssystem Abak zur Verfügung:

- 1) eindimensionale Analyse der Toleranzen eines gegebenen Parametersatzes [2.2-10]
- 2) Monte Carlo Analyse [2.2-15]
- 3) Schwerpunktmethode zur Bestimmung eines optimalen Parametersatzes [2.2-12]
- 4) Ermittlung des globalen Toleranzparameters [2.2-9]
- 5) Optimierung des globalen Toleranzparameters [2.2-9]

Die Bestimmung des globalen Toleranzparameters ist besonders für Einzelflußquantenschaltungen, die relativ enge Toleranzen haben können, wichtig.

Bei der Auslegung einer SFQ - Schaltung ist zu beachten, daß es keinesfalls ausreichend ist, nur die Parameter der idealen Schaltung ohne parasitäre Induktivitäten zu optimieren. Streuinduktivitäten können das Schaltverhalten realer Schaltungen erheblich beeinflussen. Somit ist nach der Schaltungsrückgewinnung, d.h. nach Ermittlung der Streuinduktivitäten, ein weiterer Optimierungsschritt erforderlich. Bei diesem Optimierungsschritt sollten nur bestimmte, im Layout einfach zu verwirklichende Parameter variiert werden, um Rechenzeit zu sparen [2.2.-10]. Nach Abschluß der Optimierung sollte der globale Toleranzparameter Δ_n aller Schaltkreisparameter zur Kontrolle berechnet werden, um mögliche Fehler durch die Reduktion der Zahl zu optimierender Parameter zu erkennen.

- Einsatz des CAD Systems CADENCE für den Entwurf von SFQ - Schaltungen

Der Entwurf von komplexen Schaltungen wie beispielsweise A/D - Wandlern, die aus verschiedenen optimierten Grundsaltungen zusammengesetzt werden, gliedert sich in folgende Schritte:

- Analoge Simulation mit SPICE bzw. digitale Simulation mit VERILOG - XL
- Erstellung des Layouts
- optische Kontrolle des Layouts auf Einhaltung der Entwurfsregeln
- Schaltungsrückgewinnung
- Analyse der rückgewonnenen Schaltung

Dieser Ablauf ist sehr zeitaufwendig und fehleranfällig, da er nicht immer systematisch durchgeführt werden kann. Es bietet sich daher an, den Schaltungsentwurf mittels eines integrierten CAD - Systems wie CADENCE weitgehend zu automatisieren [2.2-16] und damit schneller und effektiver zu gestalten.

Der Einsatz des Softwarepakets CADENCE, das für CMOS - Schaltungen entwickelt wurde, verlangt eine umfassende Beschreibung der verwendeten Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie nach Abschnitt 3 in Form sogenannter Technologiefles. Hierfür wurden die verschiedenen Maskenebenen definiert und die Design - Vorschriften und Regeln zum Erkennen elektrischer Fehler (Kurzschlüsse, offene Eingänge etc.) implementiert. Es bietet sich weiterhin an, eine Bibliothek von standardisierten Grundelementen der SFQ - Logik aufzubauen, die innerhalb des CAD - Systems zur Verfügung gestellt werden. Für jedes Bibliothekselement muß dafür ein Ersatzschaltbild (Schematic), eine HDL (Hardware Description Language) - Beschreibung (Functional) und ein Layout vorhanden sein, die für den hierarchischen Entwurf zur Verfügung gestellt werden.

Der prinzipielle Ablauf eines Schaltungsentwurfes mit CADENCE ist in Bild 2.2.4 skizziert. Die Programmteile, die für SFQ - Schaltungen angepaßt wurden, sind grau unterlegt.

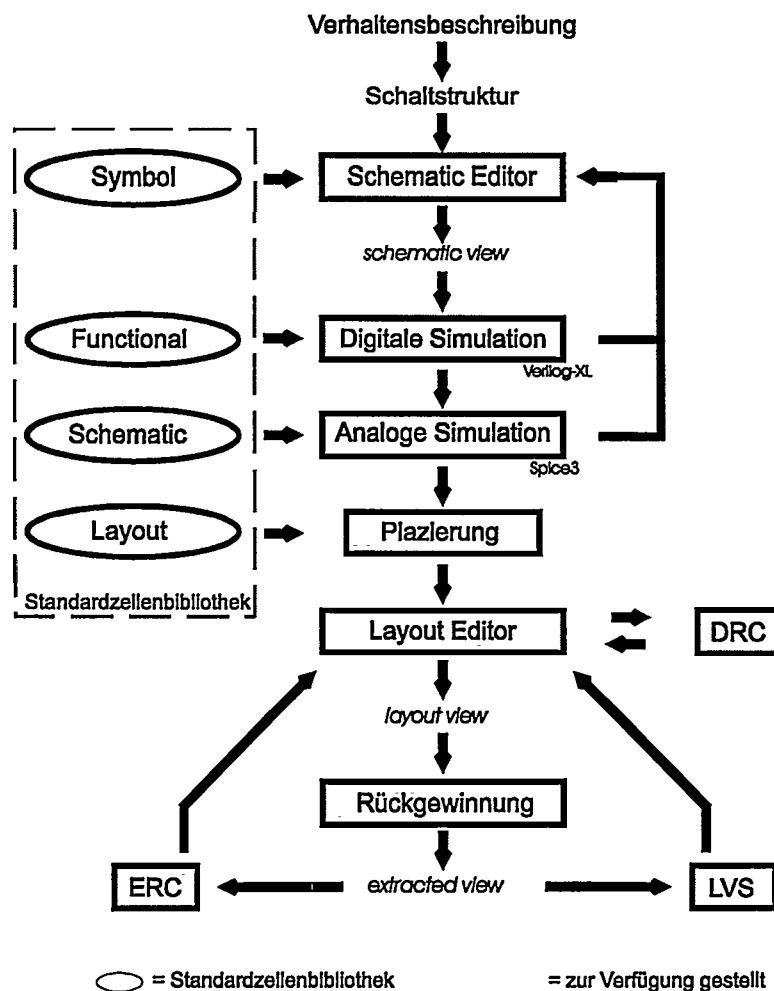


Bild 2.2.4 Entwurfsablauf für SFQ - Schaltungen mit dem CAD - System CADENCE

Zu Beginn des Schaltungsentwurfes wird die geforderte Schaltung graphisch aus den Symbolen der Zellbibliothek erstellt. Anschließend wird die Funktion durch digitale Simulationen mit VERILOG - XL analysiert und bezüglich Signallaufzeiten und Timing optimiert. Das analoge Schaltverhalten wird anschließend durch eine SPICE - Simulation getestet. Danach wird das Layout erstellt, wobei die Einhaltung der Design Regeln jederzeit automatisch überprüft werden kann (DRC = Design Rule Check). Eine automatisierte Schaltungsrückgewinnung aus dem Layout in eine Netzliste, eine Überprüfung der Einhaltung der elektrischen Regeln (ERC = Electrical Rule Check) und ein Vergleich mit dem Ersatzschaltbild (LVS = Layout versus Schematic) sind möglich. Diese Netzliste kann durch ein externes Konvertierungsprogramm in ein SPICE Eingabefile umgewandelt werden. Die rückgewonnene Schaltung muß zum Abschluß des Entwurfsprozesses nochmals durch eine SPICE Simulation auf ihre korrekte analoge Funktion getestet werden.

Die entworfene Schaltung kann als neues Element in die Bibliothek aufgenommen werden, so daß der Entwurf immer komplexerer Schaltungen schnell und effektiv ermöglicht wird.

- Literatur

- [2.2-1] T. Quarles, "Adding Devices to SPICE3", Electronics Research Laboratory, College of Engineering, University of California, Berkeley.
- [2.2-2] D. McCumber, "Effect of ac Impedance on dc Voltage-Current Characteristics of Superconductor Weak-Link Junctions", J. Appl. Phys., Vol. 39, No. 7, pp. 3113-3118, June 1968.
- [2.2-3] H. Kratz, W. Jutzi, "Microscopic Simulation Model of Josephson Junctions for Standard Circuit Analysis Programs", IEEE Trans. Magnetics, Vol. Mag-23, No. 2, pp. 731-734, March 1987.
- [2.2-4] M. Böhler, "Entwurf eines integrierten Impulszählers mit Josephson-Kontakten für Frequenzen bis 35 GHz", Diplomarbeit D-70, IEG, Universität Karlsruhe.
- [2.2-5] C. Tesche, J. Clarke, "DC SQUID: Noise and Optimization", Low Temperature Physics, Vol. 29, pp. 301-331, 1977.
- [2.2-6] K. Gaj, "Functional Modeling of RSFQ Circuits using Verilog HDL", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 7, No. 2, pp. 3151-3154, June 1997.
- [2.2-7] U. Golze, "VLSI Chip Design with the Hardware Description Language VERILOG", Springer Verlag 1996.
- [2.2-8] W. Benzing, W. Jutzi, "Digital operation range of a RSFQ toggle flipflop", Cryogenics, Vol. 37, No. 8, pp. 453-460, August 1997.
- [2.2-9] R. Koch, W. Benzing "Multi-Dimensional Parameter Optimization for RSFQ Circuit Design", Extended Abstracts of the ISEC '97, Vol. 2, pp. 305-307, June 1997.
- [2.2-10] C.H. Hamilton, K.C. Gilbert, "Margins and Yield in Single Flux Quantum Logic", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 1, pp. 157-163, December 1991.

- [2.2-11] Q.P. Herr and M.J. Feldman, "Multiparameter Optimization of RSFQ Circuits Using the Method of Inscribed Hyperspheres", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 5, pp. 3337-3340, June 1995.
- [2.2-12] R.S. Soin, R. Spence, "Statistical exploration to Design Centering", IEEE Proceedings, Vol. 127, Pt. G, pp. 260-269, December 1980.
- [2.2-13] T. Harnisch, J. Kunert, H. Töpfer and F.H. Uhlmann, "Design centering methods for yield optimization of cryoelectronic circuits", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 7, No. 2, pp. 3434-3437, June 1997.
- [2.2-14] R Koch, T. Scherer, M. Winter and W. Jutzi, "A 4 Bit YBCO Bicrystal Josephson Junction Flux Shuttle Shift Register", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 7, No. 2, pp. 3646-3649, June 1997.
- [2.2-15] C. Moglestue, "Monte Carlo Simulation of Semiconductor Devices", Chapman & Hall Verlag, 1993.
- [2.2-16] V. Adler, C. Chea, K. Gaj, D.K. Brock and E.G. Friedman, "A CADENCE - Based Design Environment for Single Flux Quantum Circuits", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 7, No. 2, pp. 3294-3297, June 1997.
- [2.2-17] O. Mukhanov, "RSFQ Shift Register Family, IEEE Trans. Appl. Superconductivity", Vol. 3, No. 1, pp. 2578-2581, March 1993.

3.0 Herstellungstechnologie für integrierte Niob-Schaltungen

3.1 Prozessschritte

Die Realisierung zunehmend komplexerer, integrierter kryoelektronischer Schaltungen stellt hohe Anforderungen an die technologische Reproduzierbarkeit der verwendeten Josephson-Kontakte und ihre zeitliche wie thermische Stabilität. Zusätzlich stellt sich die Forderung nach einer möglichst genauen und reproduzierbaren Einstellung der kritischen Josephson-Stromdichte j_c im Rahmen der zulässigen Toleranzfelder. Als weiteres Qualitätsmerkmal sind möglichst geringe Kontaktleckströme im Bereich unterhalb der Energielückenspannung zu nennen.

Josephson-Kontakte vom Typ Nb/Al₂O₃-Al/Nb haben sich für viele anspruchsvolle Anwendungen weitgehend gegenüber anderen Kombinationen aus Supraleitern und Barrierematerialien durchgesetzt [3.1-1,2,3]. Die technologische Überlegenheit derartiger "Trilayer"-Strukturen basiert auf der Verwendung des "harten" Supraleiters Niob als Material für polykristalline Dünnschichtelektroden in Verbindung mit einer künstlichen Tunnelbarriere aus Aluminiumoxid.

Die Herstellung der Josephson-Kontakte erfolgte nach einem modifizierten SNEP-Verfahren (Selective Niobium Etching Process), kombiniert mit elektrolytischer Anodisierung und einer zusätzlichen SiO₂-Schicht zur Kontaktdefinition und Reduzierung parasitärer Kapazitäten; eine ausführliche Beschreibung findet sich in [3.3-5]. Die Fertigung basiert auf den üblichen Methoden der Fotolithographie in Verbindung mit elektronenstrahlgeschriebenen Masken. Die minimale Linienbreite der Strukturen beträgt in allen Schaltungsebenen $L = 5\mu\text{m}$; sie kann infolge unvermeidbarer Temperaturschwankungen bei lithographischen Prozessen um bis zu $\pm 1\mu\text{m}$ von Wafer zu Wafer streuen. In zahlreichen Schaltungslayouts wurden als Josephson-Kontakte sog. Einheitskontakte mit einem Durchmesser von $5\mu\text{m}$ und einer Fläche $A \approx 20\mu\text{m}^2$ verwendet. Bei einem Standard-Sollwert für die Dichte des kritischen Josephson-Stromes von $j_c = 1\text{ kA/cm}^2$ entspricht dies einem maximalen Strom von $I_0 = 0,2\text{ mA}$.

Gedämpfte Kontakte wurden über Parallelwiderstände aus Palladium mit einem Sollwert des Flächenwiderstandes von $R_s = 1\Omega$ realisiert. Zur Optimierung der Prozeßparameter wurden Teststrukturen entwickelt; sie umfassen u. a. Josephson-Kontakte unterschiedlicher Abmessungen sowie Serienschaltungen vieler gleichartiger Kontakte zur Beurteilung der Standardabweichungen der Josephson-Ströme (siehe Abschnitt 3.4). Die aufeinanderfolgenden Stufen eines typischen Fertigungsablaufes für SFQ-Schaltungen mit drei Metallisierungsebenen sind in Bild 3.1.1 graphisch veranschaulicht. Technologische Daten und prozeßtypische Parameter sind in der nachfolgenden Beschreibung zu finden:

Teilbild a) mit Niob-Grundplatte (M1)

Als Schaltungsträger dienen thermisch oxidierte Silizium-Wafer ($D = 50\text{ mm}$, t_{ox} ca. 500 nm). Durch DC-Magnetron-Stäuben von Niob wird die supraleitende Grundplatte (M1) ganzflächig aufgewachsen (Einzelheiten hierzu sind in Abschnitt 3.2 beschrieben) und durch reaktives Ionen-Ätzen (RIE) in einem Parallelplattenreaktor strukturiert. Als Prozeßgas wird eine Gas-mischung von CF₄ mit 15 Vol.-% O₂-Anteil eingesetzt. Standard-Prozeßparameter sind: Arbeitsdruck $400\mu\text{bar}$, Biasspannung 500 V , HF-Leistung 100 W bei $13,56\text{ MHz}$. Zur Isolation wird die strukturierte Grundplatte durch elektrolytische Oxidation ($U_{\text{max}} = 25\text{ V}$, $I = 2\text{ mA} = \text{const}$) mit einer Nb₂O₅-Schutzschicht versehen („Anodisierung“).

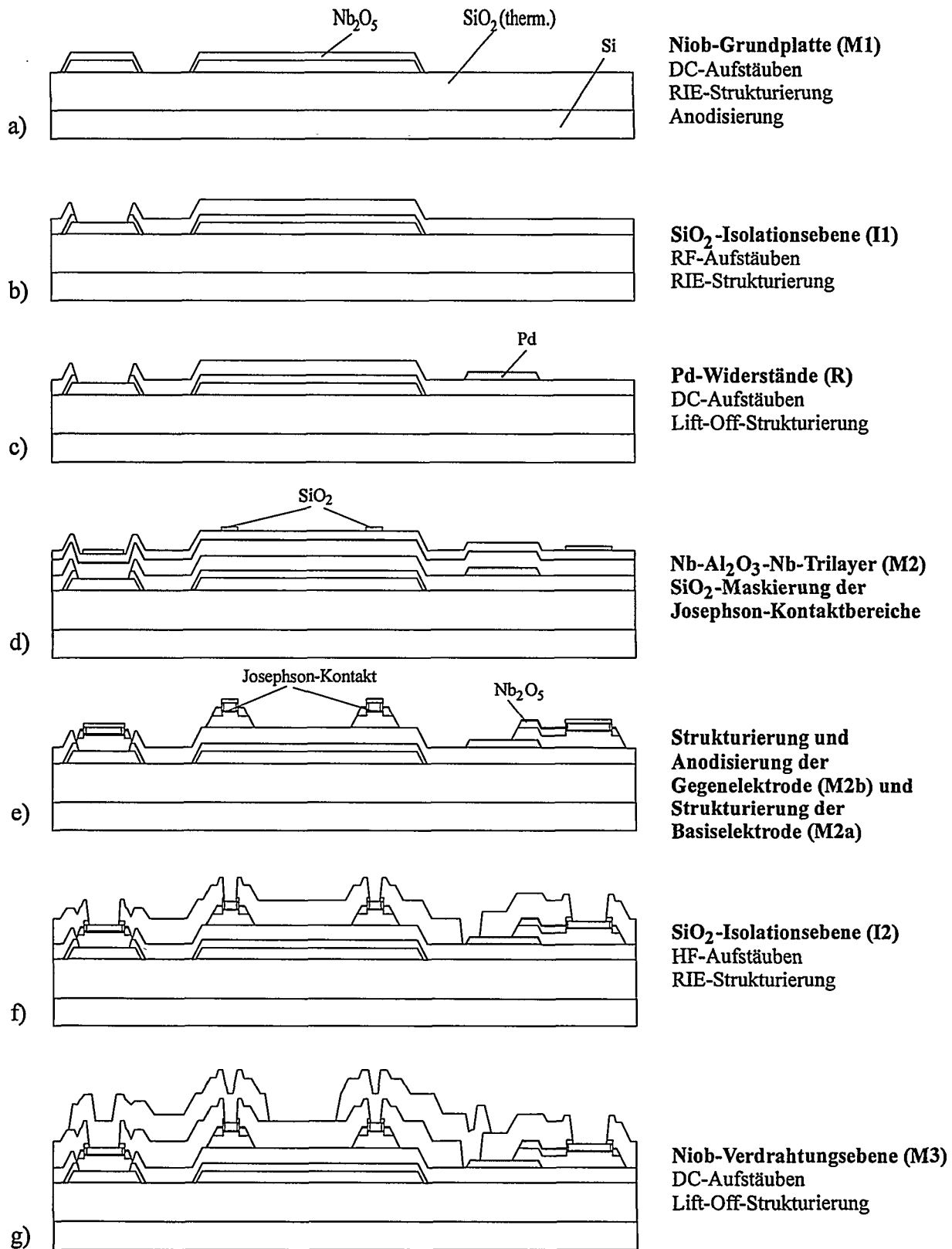


Bild 3.1.1 Wesentliche Fertigungsschritte für SFQ-Schaltungen bis zur dritten Metallisierungsebene

Teilbild b) mit SiO₂-Isolationsebene (I1)

Diese Isolationsschicht wird ganzflächig mittels HF-Magnetronzerstäubung von SiO₂ abgeschieden. Übliche Prozeßparameter sind: Arbeitsdruck $2 \cdot 10^{-2}$ mbar, Plasmaleistung 200W bei 13,56 MHz; die Aufwachsrate beträgt ca. 10 nm/min. Die Kontaktfenster zur M1-Metallisierung werden durch RIE-Strukturierung (13,56 MHz) mit CF₄ erzeugt (Daten: 0,1 mbar / 285 V / 90 W); die Ätzrate liegt bei etwa 35 nm/min. Die Prozeßdauer wird durch Endpunktbestimmung mittels Laserreflektometrie bestimmt.

Teilbild c) mit Widerstandsebene (R)

Durch DC-Magnetronstäuben von Palladium auf eine dünne Aluminium-Haftschrift (7 nm) wird die Widerstandsschicht (R) ganzflächig aufgebracht und mittels Lift-Off-Verfahren strukturiert. Der angestrebte Flächenwiderstand beträgt $R = 1 \Omega$. Die aufgestäubte Pd-Schicht hat zunächst eine Nominaldicke von ca. 90 nm. Zur Vermeidung unerwünschter Übergangswiderstände erfolgt später eine in-situ HF-Plasmareinigung, welche die Dicke der Pd-Metallisierung in Richtung des Sollwertes von 76 nm reduziert.

Teilbild d) mit Nb/Al₂O₃-Al/Nb-Trilayer

In einer Doppelkammervakuumanlage wird der Wafer ganzflächig mit der Trilayer-Schichtfolge aus Niob-Basiselektrode, teiloxydierter Aluminium-Zwischenschicht und Niob-Gegenelektrode versehen. Dieser Fertigungsschritt erfolgt in-situ ohne Unterbrechung des Vakuums (siehe Abschnitt 3.2). Niob und Aluminium werden durch DC-Magnetron-Zerstäubung abgeschieden; die partielle Oxidation der Al-Zwischenschicht ($t = 7$ nm) zur Bildung der Al₂O₃-Tunnelbarriere erfolgt nach HF-Plasmareinigung in reinem Sauerstoff unter reduziertem Druck (0,2 bis 0,75 mbar) und fester Oxidationszeit (30 min). Die anschließende Maskierung mit einer relativ dünnen SiO₂-Schicht ($t = 40$ nm) definiert die aktiven Flächen der Josephson-Kontakte. Die Mustererzeugung in dieser Schicht geschieht durch RIE mit Endpunktdetektion.

Teilbild e) mit Trilayerstrukturierung (M2b und M2a)

Im Folgeschritt wird die obenliegende Niob-Gegenelektrode (M2b) durch RIE mit CF₄ und O₂ strukturiert; die Aluminiumzwischenschicht wirkt hierbei als effektiver Ätzstopper. Die nachfolgende elektrolytische Oxidation bis 30 V hat den Zweck, den eigentlichen Kontaktbereich seitlich zu isolieren. Die freigelegte Al-Zwischenschicht wird durch Argon-Ionenstrahlätzen mit einer Kaufman-Quelle ($U = 500$ V, Wafer auf Raumtemperatur) entfernt. Die abschließende Strukturierung der Trilayer-Basiselektrode (M2a) ist das Ergebnis eines weiteren RIE-Schrittes mit CF₄ und O₂.

Teilbild f) mit SiO₂-Isolationsebene (I2)

Analog zu b) wird die nachfolgende SiO₂-Isolationsebene (I2) aufgestäubt. Die Kontaktfenster zu den tieferliegenden Metallisierungsebenen werden mittels RIE (siehe oben) geöffnet; zugleich werden dabei die bislang stehengebliebenen Elemente der dünnen SiO₂-Maskierung (siehe d)) entfernt.

Teilbild g) mit Niob-Verdrahtungsebene (M3)

Die abschließende Nb-Verdrahtungsebene (M3) wird in bereits beschriebener Weise durch DC-Magnetronstäuben und RIE-Ätzen mit CF_4 bzw. durch einen Lift-Off-Schritt erzeugt. Eine ggf. erforderliche weitere Verdrahtungsebene M4 (Niob, 500 nm), z.B. für Kontroll- und Steuerleitungen, kann nach Aufbringen einer weiteren Isolationsebene I3 (SiO_2 , 400 nm) in entsprechender Weise realisiert werden.

Die nachfolgende Tabelle 3.1.1 faßt die wesentlichen Material- und Technologieparameter der einzelnen Strukturebenen von SFQ-Schaltungen mit drei supraleitenden Funktionsebenen zusammen:

Ebene	Dicke	Material	spezif. Daten	Prozesse
Substrat	ca. 300 μm	Si (50 mm \varnothing)		
IO	ca. 500 nm	SiO_2		Thermische Oxidation
M1	160 nm	Nb	$\lambda_L = 86 \text{ nm}$	DC-Stäuben / RIE
I1a	70 nm	Nb_2O_5	$\epsilon_r = 26$	Anodische Oxidation
I1b	200 nm	SiO_2	$\epsilon_r = 4,5$	RF-Stäuben / RIE
R	92/67 nm	Pd, Al	$R_s = 1 \Omega$	DC-Stäuben / Lift-Off
M2a	200 nm	Nb	$\lambda_L = 86 \text{ nm}$	DC-Stäuben / RIE
Barriere	7 nm	Al / Al_2O_3		DC-Stäuben / RF-Oxidation Ion Beam Etching
M2b	100 nm	Nb	$\lambda_L = 86 \text{ nm}$	DC-Stäuben / RIE
I2a	80 nm	Nb_2O_5	$\epsilon_r = 26$	Anodische Oxidation
I2b	300 nm	SiO_2	$\epsilon_r = 4,5$	RF-Stäuben / RIE
M3	350 nm	Nb	$\lambda_L = 86 \text{ nm}$	DC-Stäuben / Lift-Off

Tabelle 3.1.1 Wesentliche Material- und Technologieparameter von SFQ-Schaltungen

- Literatur

- [3.1-1] M. Gurvitch, W. A. Washington and H. A. Huggins, "High quality refractory Josephson tunnel junctions utilizing thin aluminum layers", Appl. Phys. Lett., Vol. 42, pp. 472-474, 1983.
- [3.1-2] S. I. Raider, "Josephson tunnel junctions with refractory electrodes", IEEE Trans. Magn., Vol. 21, pp. 110-117, 1985.
- [3.1-3] IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3 (1), Part III + V, pp. 23-28, 1993.

3.2 Aufstäuben von spannungsarmen Niob-Schichten

Dünne Schichten aus Niob sind mechanisch hart und weisen meist eine sehr glatte Oberfläche auf. Unabhängig von der Art ihrer Herstellung (üblicherweise Elektronenstrahlverdampfung, Kathodenzerstäubung) können sie jedoch unter erheblichen mechanischen Druck- oder Zugspannungen stehen, die Werte bis $\pm 10^3$ MPa erreichen. Die Herstellung qualitativ hochwertiger Josephson-Kontakte auf Niob-Basis kann nur erfolgreich sein, wenn es gelingt, die herstellungsbedingten Schichtspannungen quantitativ abzuschätzen und durch geeignete Wahl und Optimierung der relevanten Prozeßparameter weitgehend zu beseitigen.

Eine Niobschicht (Basiselektrode) läßt sich problemlos mit einem dünnen Aluminiumfilm bedecken, der unter kontrollierter Wechselwirkung mit molekularem Sauerstoff partiell zu einer stabilen Aluminiumoxid-Tunnelbarriere oxidiert wird. Das anschließende Aufbringen einer Gegenelektrode aus Niob vervollständigt die Trilayer-Struktur.

Die technologischen Vorzüge dieses Verfahrens liegen darin, daß sowohl die Fabrikation der beiden Niob-Elektroden wie auch die Formation der eingeschlossenen Tunnelbarriere in situ ohne Unterbrechung des Prozeßvakuaums erfolgt. Auf diese Weise können Verunreinigungen und Störungen aus dem sensiblen Barrierenbereich ferngehalten werden. Da die kritische Stromdichte j_c eines Josephson-Kontaktes exponentiell von der Dicke der Tunnelbarriere abhängt, muß diese Struktur mit höchstmöglicher Genauigkeit eingestellt werden. Dies wird mit wachsender Stromdichte, d. h. mit abnehmender Barrierendicke zunehmend schwieriger, wenn die Dicke der Al_2O_3 -Barriere nur noch wenige Monolagen beträgt [3.2-1].

Die Trilayerstruktur bedeckt die gesamte Substratoberfläche, z. B. einen Siliziumwafer. Die nachfolgende Strukturierung, d. h. die Definition der einzelnen Josephson-Kontakte und ihrer Basisverbindungen, erfolgt durch Naß- bzw. Trockenätzverfahren bzw. durch Lift-Off-Techniken [3.2-2 bis 6]. Die Qualität von Nb/ Al_2O_3 -Al/Nb-Josephson-Kontakten wird von den Eigenschaften der beiden Niob-Elektroden und der Tunnelbarriere bestimmt; auch Wechselwirkungen an den Grenzflächen Nb/ Al_2O_3 und Al/Nb beeinflussen die Kontaktcharakteristik in hohem Maße.

Wichtige Teilfaktoren sind [3.2-7, 8]:

- Oberflächentopologie
- Kristallstruktur und Korngröße der polykristallinen Schichten
- Verunreinigungen
- mechanische Druck- bzw. Zugspannungen in den Schichten
- Benetzungsverhalten
- Stöchiometrie (AlO_x)
- Interdiffusion von Aluminium bzw. Sauerstoff in die Niobmatrix.

Insbesondere bei kleinflächigen Josephson-Kontakten mit Abmessungen im Bereich weniger Mikrometer wird die Kontaktqualität in hohem Maße durch unerwünschte mechanische Druck- oder Zugspannungen in den Niobschichten verschlechtert; im Extremfall kann dies bei unzureichender Schichthaftung zum Reißen oder Abschälen der Schicht führen. Die in mechanisch verspannten Schichten gespeicherte elastische Energie wächst mit deren Dicke. Daher verursachen derartige Schichtspannungen vorzugsweise in den höheren Ebenen

viellagiger integrierter Schaltungen erhebliche Probleme, weil aus Gründen der Stufenbedeckung dort relativ große Schichtdicken gewählt werden müssen.

Beiträge zahlreicher Arbeitsgruppen haben gezeigt, daß fast alle wesentlichen Prozeßparameter des Trilayer-Verfahrens Betrag und Vorzeichen der mechanischen Spannungen in Niob-Schichten in z. T. drastischer Weise beeinflussen [3.2-7 bis 13]. Die vorgeschlagenen Strategien zur Herstellung spannungsarmer Niob-Schichten sind jedoch uneinheitlich und teilweise widersprüchlich, selbst wenn konzeptionelle Unterschiede der jeweiligen Vakuumbeschichtungsanlagen berücksichtigt werden. Die Qualitätsverbesserung von Nb/Al₂O₃-Al/Nb-Josephson-Kontakten ist jedenfalls nur dann möglich, wenn die mechanischen Schichtspannungen regelmäßig meßtechnisch ermittelt bzw. zumindest qualitativ beurteilt werden, um daraus wertvolle Erkenntnisse für die Optimierung und laufende Kontrolle des Beschichtungsverfahrens zu gewinnen [3.2-15].

Zu unterscheiden ist zwischen Druckspannungen (eine zunächst ebene Siliziumscheibe erfährt eine konvexe Deformation bezüglich der beschichteten Seite) und Zugspannungen (konkave Deformation). Hierbei handelt es um intrinsische Spannungen, die sich im Verlauf von Schichtentstehung und -wachstum aufbauen. Außer Betracht bleiben an dieser Stelle extrinsische Spannungen, die aus unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten von Schicht und Unterlage resultieren; sie müssen bei der Konzeption kryoelektronischer Bauelemente gesondert betrachtet werden. Die SI-Einheit für mechanische Schichtspannungen ist $1 \text{ MPa} = 10^6 \text{ N/m}^2 = 10^7 \text{ dyn/cm}^2$.

Vor und nach der Beschichtung kann die Deformation eines im allgemeinen nicht ideal ebenen Substrates meßtechnisch erfaßt werden. Hierzu eignen sich hochempfindliche Profilometer, Laserabtastung, Interferometrie und kapazitive Verfahren [3.2-14]. Aus den Verformungskurven gewinnt man durch Differenzbildung und nachfolgende rechnerische Auswertung quantitative Aussagen über Vorzeichen, Betrag und Topologie der Schichtspannungen auf der gesamten Substratoberfläche. Derartige Meßgeräte sind allerdings recht kostspielig und standen im Rahmen dieser Arbeiten nicht zur Verfügung.

Das angestrebte Ziel, durch Magnetron-Stäuben möglichst spannungsarme Niob-Schichten herzustellen, d. h. in den neutralen Übergangsbereich zwischen Druck- und Zugspannungsverhalten zu gelangen, konnte auf andere Weise erreicht werden. Hierzu werden Niob-Filme auf eine mechanisch hinreichend nachgiebige Unterlage gestäubt und anschließend im Auflicht mikroskopisch beurteilt. Als Testsubstrate dienten thermisch oxidierte Siliziumwafer von 50 mm Durchmesser, die mit Photolack (Shipley AZ 5218E) von 1 bis 2 µm Dicke beschichtet wurden. Nach mäßigem Ausbacken des Lackes erfolgte die Deposition des Niob-Filmes ($d = 200 \text{ nm}$).

Sobald sich im aufwachsenden Film Druck- oder Zugspannungen aufbauen, führt dies zu einer Stauung elastischer Energie. Das Bestreben des Filmes, diese Energie zu minimieren, hat auf einer starren Unterlage deren Deformation (konkav oder konvex) zur Folge. Auf der nachgiebigen Photolackschicht hingegen ist im Auflichtmikroskop eine veränderte Morphologie des Niob-Filmes zu beobachten: Aufgestaute Druckspannungen bewirken eine wellenartige Struktur des Filmes ("wrinkling"), Zugspannungen führen hingegen zu Rißbildungen. Diese Effekte lassen sich lichtmikroskopisch gut beobachten und bewerten, wie in Bild 3.2.1 a) und b) gezeigt wird.

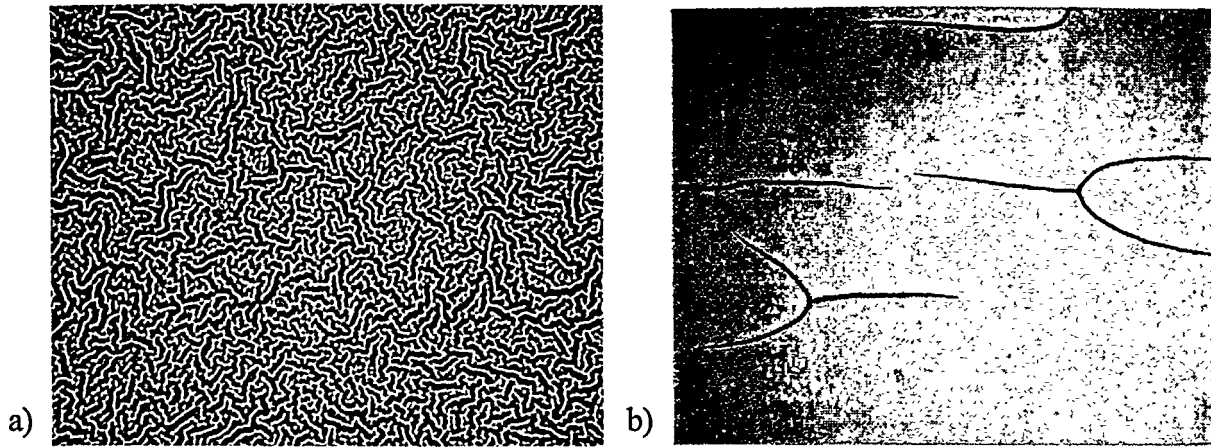


Bild 3.2.1 Lichtmikroskopische Aufnahmen von mechanisch verspannten Niob-Schichten ($d = 200 \text{ nm}$) auf Photolack-Unterlage (AZ 5218E, Dicke ca. $1,5 \text{ }\mu\text{m}$). Die Oberflächentopologie zeigt relaxierte Druckspannungen (Teilbild a) bzw. relaxierte Zugspannungen (Teilbild b)). Die Bildbreite entspricht ca. $700 \text{ }\mu\text{m}$.

Im Gegensatz zu druckspannungsdeformierten Filmen ist die optische Beurteilung latenter Zugspannungen etwas schwieriger. In Teilbild b) ist gut zu erkennen, daß die Reißbildung zugverspannter Filme bevorzugt an Punktdefekten der beschichteten Substratfläche einsetzt. Daher ist der Nachweis relativ geringer Zugspannungen in Niob-Schichten auf ungestörten Unterlagen in dieser Weise nicht möglich. Ungeachtet dieser Einschränkung gelingt es mit diesem lichtoptischen, qualitativen Verfahren, die zur Herstellung quasi spannungsfreier, gestäubter Niobfilme geforderten optimalen Prozeßparameter (Arbeitsdruck, Kathodenspannung, Kathodenstrom) mit geringem Aufwand und hinreichend präzise zu bestimmen. Wie anschließend gezeigt wird, muß als Folge der fortschreitenden Abnutzung und Erosion des Niob-Targets in relativ kurzen Zeitabständen eine erneute Bestimmung der jeweils optimalen Prozeßparameter vorgenommen werden.

Thermisch oxidierte Siliziumscheiben mit 50 mm Durchmesser dienten als Substrate für die Herstellung integrierter Schaltungen mit Josephson-Trilayer-Kontakten. Nach Montage auf einer kühlbaren Unterlage erfolgte der Substrat-Transfer über eine turbogepumpte Ladeschleuse, die auch für die Substratvorreinigung mittels Argon-HF-Plasma sowie für die kontrollierte thermische Oxidation der Aluminiumzwischen-schicht genutzt wurde, in den ebenfalls turbogepumpten Hauptrezipienten. Der standardmäßige Hintergrundsdruck, der nach [3.2-7] auch in das Spannungsverhalten von Niob-Schichten eingeht, lag unter $1 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$. Mit Hilfe eines Quadrupol-Massenspektrometers wurde die Zusammensetzung der Restgasatmosphäre kontrolliert.

Das Aufstäuben dünner Niob- bzw. Aluminiumfilme erfolgte mittels zweier Hochleistungs-DC-Magnetrons (Leybold PK 75), bestückt mit Targets von jeweils 75 mm Durchmesser und 6 mm Dicke. Die Reinheit der Targetmaterialien war $99,9 \text{ \%}$ (Nb) bzw. $99,999 \text{ \%}$ (Al). Der Arbeitsabstand zwischen Target und Substrat betrug 80 mm . Kreuzkontamination der Targets wurde durch entsprechende Abschirmungen und bewegliche Blenden verhindert. Ein separater UHV-Manipulator diente zur Übernahme der Substrate vom Schleusenmanipulator und deren Transfer zwischen den beiden Magnetrons. Während des Ein- bzw. Ausschleusens war der Druck im Hauptrezipienten besser als $5 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}$; eine Degradation der metallischen Targets durch Wechselwirkung mit Restgasen wie Sauerstoff oder Wasserdampf war somit

weitgehend ausgeschlossen. Als Prozeßgas für das Stäuben von Niob (und Aluminium) wurde Reinst-Argon verwendet.

Der Prozeßdruck p_{Ar} lag zwischen 0,4 und 2,0 Pa; er wurde mittels Kapazitätsmanometer gemessen und über einen Massenflußregler stabilisiert. Die Kathodenspannung U_K für das DC-Magnetron-Stäuben von Niob bewegte sich im Bereich zwischen 340 V und 230 V. Die korrespondierenden Kathodenströme I_K hatten Werte zwischen 1,8 und 0,3 A. Unter prozeßtypischen Bedingungen ergab sich bei einer Leistung von $P = U_K \cdot I_K = 300 \text{ W}$ eine Aufwachsrate für Niob von ca. 60 nm/min. Die Schwankungen in der Schichtdicke, bezogen auf die gesamte Waferoberfläche, wurden profilometrisch mit $\pm 2,5 \%$ bestimmt.

Die Herstellung hochwertiger und weitgehend spannungsfreier Niob-Schichten kann nur erfolgreich sein, wenn es gelingt, einen jeweils optimalen Satz der drei Stäubparameter p_{Ar} , U_K und I_K zu ermitteln, beispielsweise mit Hilfe des zuvor beschriebenen Verfahrens. Diese drei Größen sind miteinander unmittelbar verknüpft, d. h. ein Parameterpaar kann innerhalb der prozeßbedingten Grenzwerte frei gewählt werden und legt damit den dritten Parameter eindeutig fest. In Bild 3.2.2 ist die Abhängigkeit der Kathodenspannung U_K vom Prozeßdruck p_{Ar} für zwei verschiedene Werte des Kathodenstromes I_K (1,5 A bzw. 1,0 A) dargestellt. Die mit "a)" bezeichneten Kennlinien beziehen sich auf ein Niob-Target, dessen Abnutzungsgrad ungefähr 30 % der nutzbaren Lebensdauer entspricht. Diese gilt als erreicht, wenn die Erosionstiefe 90 % der ursprünglichen Targetdicke ($d_0 = 6 \text{ mm}$) überschritten hat.

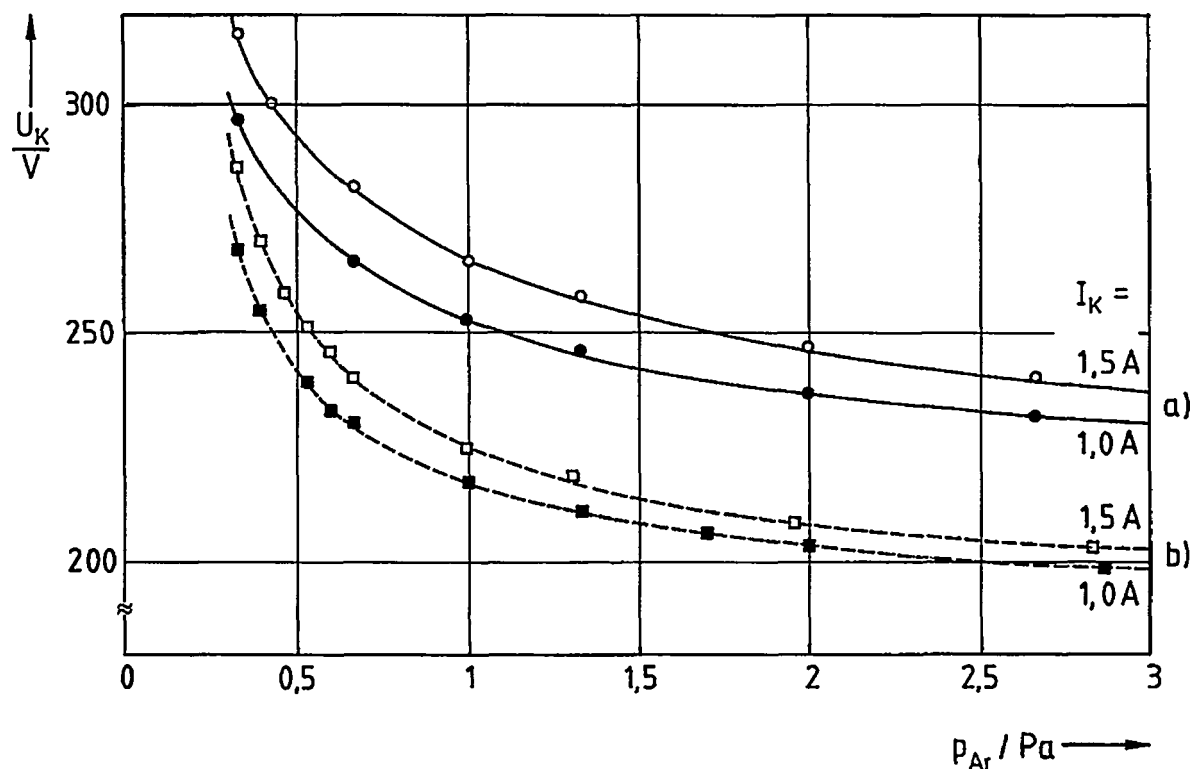


Bild 3.2.2 **U-p-Kennlinienfeld** mit Verknüpfung zwischen Kathodenspannung U_K und Prozeßdruck p_{Ar} bei verschiedenen Kathodenströmen I_K für DC-Magnetron-Zerstäubung von Niob (PK 75).

a) Kennlinien für eine Targetabnutzung von ca. 30 %.

b) Kennlinien für eine Targetabnutzung von ca. 80 %.

Diese U-p-Plasmakennlinien verschieben sich im Laufe der Targetlebensdauer, d. h. mit fortschreitender Erosionstiefe des Targets, außerordentlich drastisch : die in Bild 3.2.2 mit "b)" gekennzeichneten Plasmakennlinien beziehen sich auf das gleiche Target, nachdem es 80 % seiner Lebensdauer erreicht hat.

Die Oberflächentopologie dieses weitgehend ausgenutzten Niob-Targets ist in Bild 3.2.3 gut zu erkennen: in der 6 mm dicken Scheibe hat sich eine schmale, kreisförmige Erosionsrinne von etwa 4,8 mm Tiefe ausgebildet. Diese ausgeprägte lokale Erosionskinetik ist kennzeichnend für das magnetfeldgestützte Hochleistungszerstäuben mit einem Planarmagnetron und hat wichtige technologische Konsequenzen : im Verlaufe der nutzbaren Targetlebensdauer ändert sich die Plasmacharakteristik permanent und in erheblichem Maße. Somit hat der physikalische Zustand des Targets gravierende Auswirkungen auf das mechanische Spannungsverhalten aufgestäubter Niob-Schichten. Dieser experimentelle Befund deckt sich mit den Beobachtungen einer anderen Arbeitsgruppe [3.2-13].

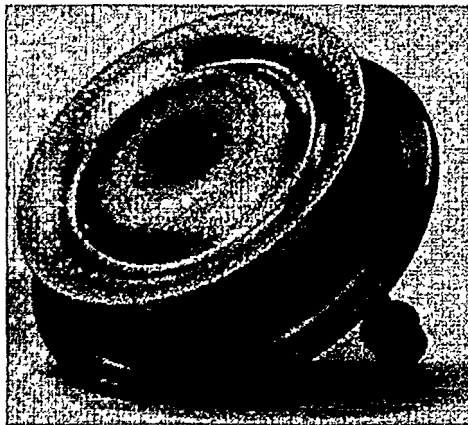


Bild 3.2.3:

Gebondetes Niob-Target (Leybold PK 75)
mit kreisförmiger Erosionsrinne.

Target Durchmesser: 75 mm
Target-Dicke d_0 : 6 mm
Erosionstiefe: ca. 4,8 mm
Abnutzungsgrad: ca. 80 %

Aus der Literatur ist bekannt, daß bereits geringfügige Änderungen der Kathodenspannung U_K und des Prozeßdruckes p_{Ar} in der Größenordnung von ± 10 V bzw. $\pm 0,2$ Pa starken Einfluß auf Vorzeichen und/oder Betrag der mechanischen Spannungen in aufgestäubten Nb-Filmen haben können. Wie aus den Plasmakennlinien in Bild 3.2.2 für 30- bzw. 80 %ige Targetabnutzung leicht zu erkennen ist, hat sich die Kathodenspannung U_K - bei festgehaltenen Werten für p_{Ar} und I_K - bereits um ca. $\Delta U_K = 40$ V verschoben. Hieraus wird erneut deutlich, daß mit fortschreitender Nutzung und Erosion des Targets in relativ kurzen Zeitabständen eine aktualisierte experimentelle Bestimmung der optimalen Prozeßparameter (U_K , I_K , p_{Ar}) vorgenommen werden muß. Generell verschiebt sich bei konstanter Plasmaleistung die optimale Kathodenspannung kontinuierlich in Richtung kleinerer Werte. Dieser Driftbereich erstreckt sich von etwa 310 V (neuwertiges Target) bis zu 240 V (erschöpftes Target), wobei Kathodenstrom und Prozeßdruck korrelierende Werte annehmen.

Die in [3.2-13] angegebene Optimierungsstrategie, wonach die zum Magnetron-Stäuben quasi spannungsfreier Niob-Schichten jeweils optimale Kathodenspannung U_K unabhängig vom Erosionszustand des Targets stets durch ein zeitlich konstantes Verhältnis $m = \Delta I_K / \Delta p_{Ar} = \text{const}$ gekennzeichnet ist, ließ sich an unserem Dünnschichtsystem nicht bestätigen. Dies deckt sich mit Ergebnissen einer neueren Arbeit [3.2-14], in der über das Aufstäuben von Niob mit mehreren Magnetrons und verschiedenen Niobtargets in zwei unterschiedlichen

Rezipienten berichtet wird; anschließend wurde das mechanische Spannungsverhalten der Niob-Filme quantitativ bestimmt. In einigen Fällen konnten von dieser Gruppe - unabhängig vom Erosionsgrad der Targets – mechanisch spannungsarme Schichten bei festbleibendem Arbeitspunkt ($I_K = \text{const}$; $p_{Ar} = \text{const}$; U_K : variabel) hergestellt werden. Ein vergleichbares Verhalten des von uns verwendeten Systems ließ sich jedoch während der nutzbaren Lebensdauer unserer Niob-Targets nicht verifizieren. Die ständige Kontrolle und laufende Nachjustierung der optimalen Prozeßparameter U_K , I_K und p_{Ar} zur Fabrikation mechanisch möglichst unverspannter Niob-Schichten erwies sich als unerlässlich.

- Literatur

- [3.2-1] W. A. Kleinsasser, F. M. Rammo and M. Bushan, "Degradation of superconducting tunnel junction characteristics with increasing barrier transparency", Appl. Phys. Lett., Vol. 62, pp. 1017-1019, 1993.
- [3.2-2] M. Yuda, K. Kuroda and J. Nakano, "Small Nb/Al-Oxide/Nb Josephson junction fabrication using lift-off processes", Jap. J. Appl. Phys., Vol. 26, pp. L166-L168, 1987.
- [3.2-3] J. N. Sasserath and J. Vivalda, "Sloped niobium etching using CF₄ and O₂", J. Vac. Sci. Technol., Vol. A8, pp. 3914-3919, 1990.
- [3.2-4] H. Kroger, L. N. Smith and D. W. Jillie, "Selective niobium anodization process for fabricating Josephson tunnel junctions", Appl. Phys. Lett., Vol. 39, pp. 280-282, 1981.
- [3.2-5] S. Morohashi, S. Hasuo and T. Yamaoka, "Self-aligned contact process for Nb/Al-AlO_x/Nb Josephson junctions", Appl. Phys. Lett., Vol. 48, pp. 254-256, 1986.
- [3.2-6] S. Morohashi and S. Hasuo, "Experimental investigations and analysis for high quality Nb/Al-AlO_x/Nb Josephson junctions", J. Appl. Phys., Vol. 61, pp. 4835-4849, 1987.
- [3.2-7] T. Imamura, T. Shiota and S. Hasuo, "Fabrication of high quality Nb/AlO_x-Al/Nb Josephson junctions", Part I", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 2, pp. 1-14, 1992.
- [3.2-8] T. Imamura and S. Hasuo, "Fabrication of high quality Nb/AlO_x-Al/Nb Josephson junctions", Part II, IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 2, pp. 84-94, 1992.
- [3.2-9] C. T. Wu, "Intrinsic Stress of Magnetron-Sputtered Niobium Films", Thin Solid Films, Vol. 64, pp. 103-110, 1979.
- [3.2-10] K. Kuroda and M. Yuda, "Niobium-stress influence on Nb/Al-Oxide/Nb Josephson junctions", J. Appl. Phys., Vol. 63, pp. 2352-2357, 1987.

- [3.2-11] T. Imamura and S. Hasuo, "Effects of intrinsic stress on submicrometer Nb/AlO_x/Nb Josephson junctions", IEEE Trans. Magn., Vol. 25, pp. 1119-1122, 1989.
- [3.2-12] D. J. Adelerhof et al., "Fabrication of Nb/Al, AlO_x/Al/Nb Josephson tunnel junctions using reactive ion etching in SF₆", Physica C, Vol. 209, p.477, 1993.
- [3.2-13] P. A. Booij, C. A. Livingston and S. P. Benz, "Intrinsic Stress in dc Sputtered Niobium", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3, pp. 3029-3031, 1993.
- [3.2-14] R. S. Amos, P. E. Breyer, H. H. Huang and A. W. Lichtenberger, "Stress and Source Conditions of DC Magnetron Sputtered Nb Films", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 5, pp. 2326-2329, 1995.
- [3.2-15] P. Singer, "Film Stress and How to Measure It", Semiconductor International, Vol. 15, pp. 54-58, 1992.

3.3 Chemisch-Mechanisches Polieren (CMP)

Der Schaltungsaufbau integrierter Supraleiterschaltungen mit abwechselnden Metallisierungs- und Isolationsschichten umfaßt typischerweise acht oder mehr Strukturebenen. Zwangsläufig entsteht in der Abfolge der einzelnen Strukturierungsschritte eine zunehmend stärker zerklüftete Schaltungstopologie mit Tafelbergcharakter, auch als „Manhattan-Struktur“ bezeichnet. Mit zunehmender Komplexität und Miniaturisierung der Schaltungen hat die unumgängliche Leitungsführung über eine oder mehrere oft steile Stufen nicht selten Bahnabrisse (offene Leitung) oder Kurzschlüsse zur Folge und damit den teilweisen oder totalen Ausfall des Bauelementes.

Der stark schematische, maßstäbliche Schaltungsquerschnitt durch eine vollständig ausgeführte SFQ-Schaltung in Bild 3.3.1 verdeutlicht die kritischen Strukturbereiche. An den mit Pfeilen gekennzeichneten Stellen sind die metallischen Funktionsebenen durch Unterbruch (Kantenabriß) in der M3 bzw. Kurzschluß zwischen M3 und M4 ausfallgefährdet.

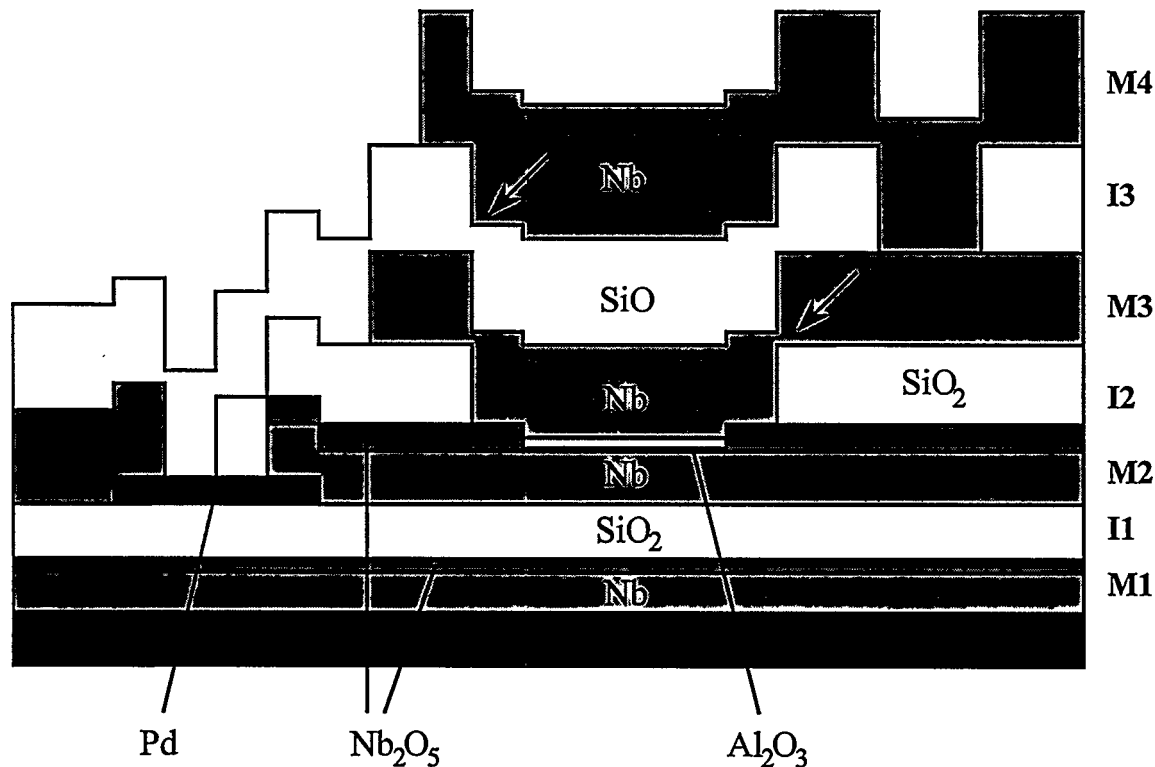
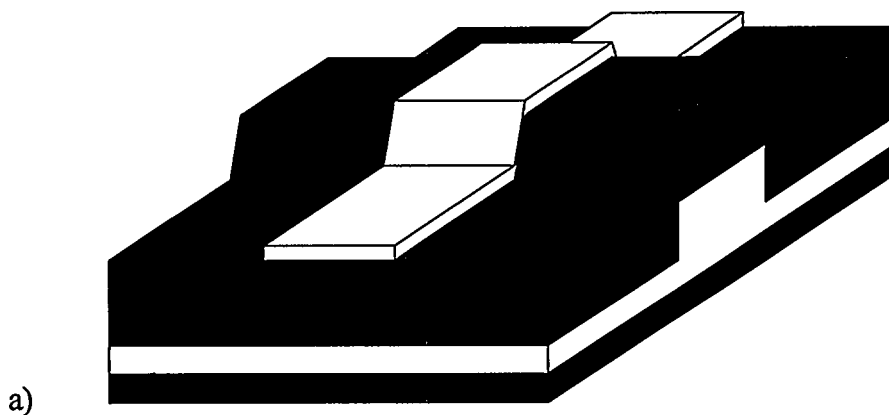
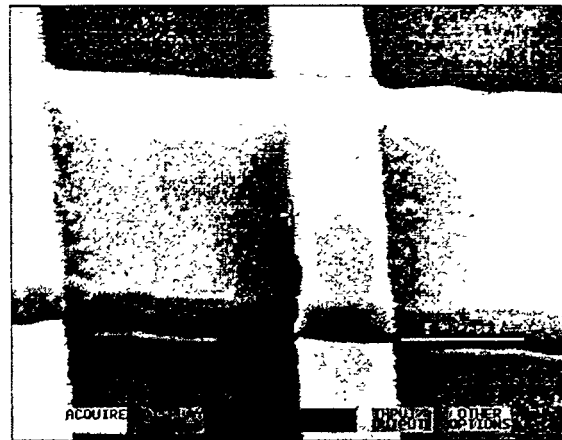


Bild 3.3.1 Schichtaufbauschema einer vollständig ausgeführten SFQ-Schaltung. Die Schichtdicken sind maßstäblich zueinander dargestellt. Pfeile kennzeichnen Bereiche mit erhöhtem Risiko von Kurzschlüssen bzw. Kantenabrisse in metallischen Funktionsebenen.

Eine einzelne kritische Leitungsüberkreuzung (Leiterbahnbreite ca. 4 μm) über eine Kante ist sowohl schematisch wie auch als REM-Aufnahme in Bild 3.3.2 herausgestellt. Die im Flankenbereich stark reduzierte Materialdeposition bewirkt hier eine erhebliche Strukturschwächung; die Gefahr eines Kantenabrisses steigt mit sinkender Linienbreite. Generell ist zu beachten, daß einige Strukturierungsprozesse wie z.B. Argon-Ionenstrahlätzen (IBE) oder CF_4 -Plasmaätzen (RIE) von Natur aus sehr steile Strukturkanten erzeugen.



a)



b)

- Bild 3.3.2 a) Kreuzung von Leiterbahn und Oxidstufe (schematisch) zur Verdeutlichung der Strukturschwächung im steilen Flankenbereich.
- b) REM-Aufnahme der Überkreuzung von steilflankigen Niob-Leiterbahnen mit zwischenliegender SiO_2 -Isolierung. Die Breite des schmalen Nb-Leiters beträgt etwa $4 \mu\text{m}$.

Die übliche Abhilfemaßnahme besteht darin, die Schichtdicken im Zuge der Fertigung von Ebene zu Ebene größer zu wählen. Damit nimmt jedoch die Höhe der zu kreuzenden Kantensprünge fortlaufend zu, und es ergeben sich in den oberen Schaltungsebenen unverhältnismäßig große Schichtdicken von 500 nm und mehr. Ein weiterer grundlegender Nachteil dieser Vorgehensweise liegt in erhöhten mechanischen Filmspannungen und dem unterschiedlichen thermischen Ausdehnungsverhalten von Metall- und Isolationsschichten zwischen Raum- und Heliumtemperatur. Darüberhinaus erfordert die Kontrolle von Leitungsinduktivitäten und -kapazitäten bzw. Wellenwiderständen eine möglichst genaue Einstellung der Isolatorschichtdicken; dies ist bei einer ausgeprägten Manhattan-Topologie nur bedingt möglich.

Zur Umgehung dieser Probleme wurde versucht, mit vergleichsweise geringem Aufwand eine CMP-Technologie für dielektrische Schichten (SiO und SiO_2) auf 2-Zoll-Siliziumwafern zu etablieren. Die CMP-Planarisierung hat parallel zu ihrer raschen Verbreitung als

Standardprozeß in der Halbleiterindustrie [3.3-1 bis 3] auch ersten Eingang in die Nb/Al₂O₃-Al/Nb-Trilayertechnologie gefunden [3.3-4]; das Ziel war hier die Fabrikation von Josephson-Kontakten mit Abmessungen im Submikrometerbereich (PARTS-Prozeß). Dieses Verfahren ist geeignet, die gewünschten Kantenabflachungen „nach Maß“ bis hin zur totalen Einebnung des Dielektrikums zu erzeugen.

Das Grundprinzip besteht zunächst in der Überdeckung der zuletzt gefertigten Schaltungsstruktur (dies wird in der Regel eine metallische Funktionsebene sein) mit einer hinreichend dicken dielektrischen Schicht aus SiO oder SiO₂. Anschließend erfolgt der Polierschritt mittels CMP; er wird solange fortgeführt, bis die geforderte Abschrägung der Strukturkanten oder schließlich die Einebnung der gesamten Waferoberfläche erreicht ist.

Im Gegensatz zu anderen Planisierungsmethoden wie Spin-On-Glass (SOG), Deposition/Etch oder Resist/Etchback, mit denen meist nur eine lokale Kantenglättung im 10 µm-Bereich erzielt wird [3.3-5], ermöglicht der CMP-Prozeß bei geeigneter Parameterwahl eine globale Planarisierung über große laterale Abmessungen (> cm).

Hierbei müssen drei wesentliche Punkte erfüllt werden:

1. Der Basisabtrag muß über die gesamte Waferoberfläche möglichst konstant sein,
2. Die Planarisierung muß über möglichst große laterale Abmessungen erfolgen (*globale Planarisierung*),
3. Die Polierraten müssen möglichst reproduzierbar sein, da eine in-situ-Endpunktdetektion bei diesem Verfahren nicht ohne weiteres möglich ist.

Die Wirkungsweise des Chemisch-Mechanischen Polierens ist in Bild 3.3.3 schematisch dargestellt. Die Polierwirkung beruht auf einer zeitgleich ablaufenden Kombination verschiedener Wechselwirkungen des Wafers mit seiner Umgebung:

Chemische Modifikation der SiO- bzw. SiO₂- Oberfläche durch die alkalische Polierflüssigkeit unter Bildung einer dünnen Schicht komplexer hydratisierter Silikate mit anhaftenden Polierpartikeln an der Grenzfläche, hydrodynamische Effekte an der Substratoberfläche und mechanische Attacke durch das Poliertuch mit den im Poliermedium kolloidal gelösten Polierpartikeln [3.3-1].

Als geeignetes Poliermedium („Slurry“) erwies sich ein Produkt mit der Bezeichnung ILD 1300 (Fa. RODEL). Es ist gekennzeichnet durch einen p_H-Wert im Bereich von 10,5 bis 11,0 (NH₄OH) und enthält ca. 13 Vol.-% kolloidal gelöster SiO₂-Partikel als abrasive Komponente. Diese Partikel haben eine abgerundete Form mit einem mittleren Partikeldurchmesser von etwa 140 nm.

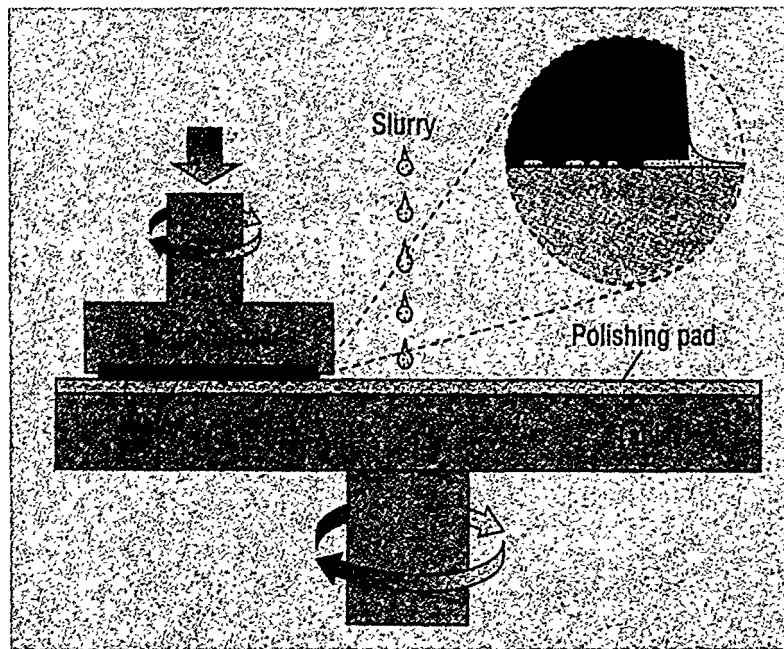


Bild 3.3.3 Funktionsschema des Chemisch-Mechanischen Polierens (CMP) [3.3-3].

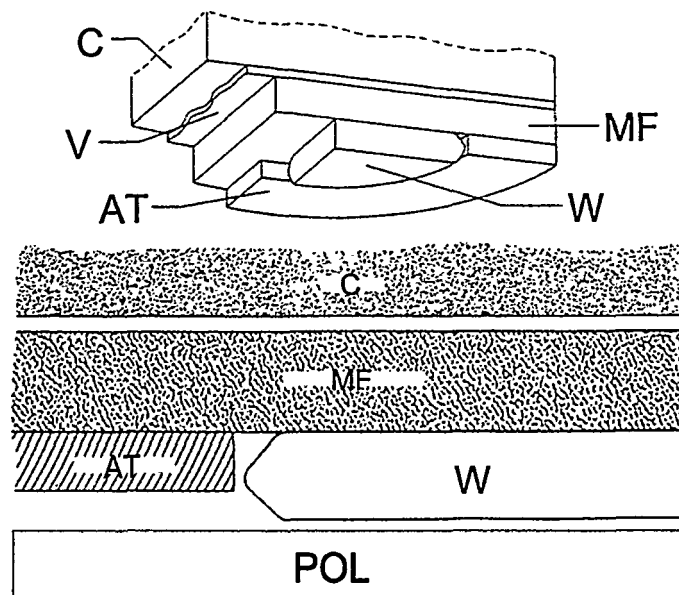


Bild 3.3.4 Einzelheiten der Wafer-Montage für CMP:

- C.....Wafertträger (Chuck)
- V.....Verbundklebung
- MF.....Montage-Folie
- AT.....Aufnahmetasche
- W.....Silizium-Wafer
- POL.....Poliertuch auf Polierteller

In Bild 3.3.4 sind schematisch Einzelheiten der Wafermontage dargestellt. Wesentlichste Komponente der Halterung ist die aus einer ringförmigen Polyurethanschablone definierter Dicke (sie muß präzise mit der Waferdicke abgestimmt sein!) gebildete Aufnahmetasche („AT“). Sie verhindert, daß der Wafer unter Einwirkung von Scherkräften während des CMP-Prozesses seitlich wegrutschen kann. Die Dicke dieser Schablone, d.h. die exakte Tiefe dieser Tasche, bestimmt den freien Überstand des Wafers. Diese Maßgröße ist von erheblichem Einfluß auf die Gleichmäßigkeit des Polierabtrags.

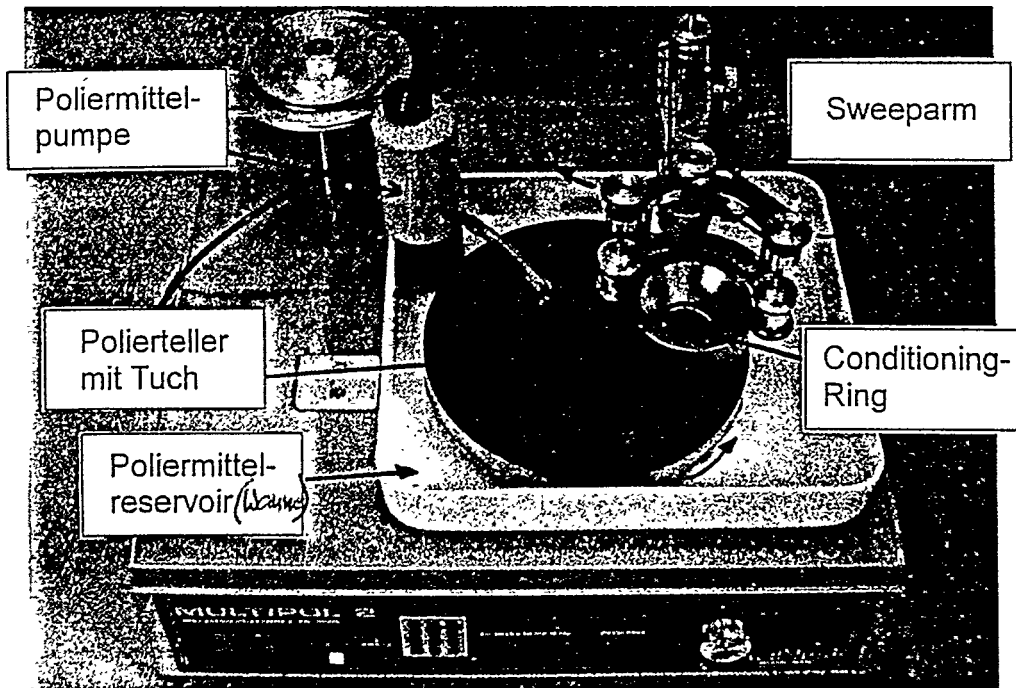


Bild 3.3.5 Verwendete Poliermaschine Multipol II (Gesamtansicht)

Für die vorliegenden Untersuchungen an 2-Zoll-Scheiben wurde eine Poliermaschine vom Typ Multipol II (Malvern Instruments, UK) eingesetzt, die in der Institutswerkstatt mehrfach modifiziert wurde, um z. B. höhere Anpreßdrücke und unabhängige Drehzahlen von Wafer und Polierteller realisieren zu können. Die maximale Last betrug 200 N; dies entspricht bei einem 2“-Wafer einer Flächenpressung von ca. 10 N/cm². In Bild 3.3.5 sind die wesentlichen Komponenten der Maschine zu erkennen.

Für die Anpassung und Optimierung des CMP-Prozesses ist es unumgänglich, zahlreiche Parameter gut aufeinander abzustimmen, die Einfluß auf Polierrate und Homogenität des Basisabtrags haben:

- Flächenpressung des Wafers
- Aufnahmetaschen-Tiefe/Überstand des Wafers
- Poliertuch-Eigenschaften (Material, Struktur, Rauigkeit, Härte und Stoßelastizität global/lokal, Kompressibilität global/lokal)
- Verhältnis und Betrag der Drehzahlen von Wafer und Polierteller
- Art und pH-Wert der Polierflüssigkeit
- Art und Größe der Polierpartikel (kolloidal gelöste Feststoffe)
- Wafereigenschaften (Dicke/Verformbarkeit, herstellungsbedingte Unebenheiten der Oberfläche)

Zum Nachweis, daß ein CMP-Prozeß mit dem zuvor beschriebenen, relativ einfach aufgebauten System bei geeigneter Parameterkombination in der Tat ein globales Abtragsverhalten auf dielektrischen Schichten über die gesamte Oberfläche des Wafers liefert, wurde ein thermisch oxidiertes Si-Wafer zunächst ganzflächig mit Niob bestäubt und anschließend mit einer 450 nm dicken Schicht aus SiO₂ überdeckt. Die Dicke dieser SiO₂-Schicht entlang einer definierten Meßlinie [.....] wurde vor und nach dem CMP-Prozeß ellipsometrisch ausgemessen und gemäß Bild 3.3.6 über dem Ort auf dem Wafer aufgetragen; die Differenz beider Kurven ergibt den globalen Abtrag. Über weite Bereiche des gesamten Wafers ist der Basisabtrag erfreulich homogen; lediglich in den Randbereichen (ca. 5 mm parallel zu Umfang der Scheibe) ist der erzielte Abtrag im Sinne einer leichten Balligkeit erhöht. Dies wirkt sich in der Praxis nicht nachteilig aus, da diese Zone bei der Bauelementefertigung nicht genutzt wird.

Anschließend wurde experimentell überprüft, wie sich der CMP-Prozeß im Mikrometermaßstab auf steile Strukturstufen im Sinne einer Kantenabflachung auswirkt (lokales Abtragsverhalten). Zur Beantwortung dieser Frage wurden auf 2-Zoll-Wafern CF₄-strukturierte Niob-Streifenleitungen mit sehr steilen Stufen (Breite: 22 µm, Höhe: 260 nm, Streifenabstand: 50 µm, Kantenwinkel > 80°) implementiert und anschließend mit einer relativ dicken Isolationsschicht aus 500 nm SiO₂ übersputtert. Mit einem hochauflösenden Profilometer (Alpha-Step, TENCOR) wurde die resultierende Oberflächentopologie vor dem CMP-Prozeß vermessen. Der obere Teil von Bild 3.3.7 zeigt das erwartete Ergebnis.

Nach Abstoppen des CMP-Prozesses zu einem definierten Zeitpunkt liefert die profilometrische Abtastung das im unteren Teil von Bild 3.3.7 dargestellte Ergebnis. Die zuvor steilen Stufen in Dielektrikum sind verschwunden. An ihre Stelle sind weich gerundete, flache Übergänge getreten, über die hinweg auch schmale und dünne Leiterbahnen ohne Gefahr eines Bahnabrisses geführt werden können. Man erkennt, daß zu diesem Zeitpunkt oberhalb der von SiO₂ überdeckten Niob-Streifenleitungen keine vollständige Einebnung des Dielektrikums eingetreten ist; vielmehr verbleibt eine Restwelligkeit, welche die Topologie der vergrabenen Ausgangsstruktur noch erkennen läßt. Dieses Ergebnis ist charakteristisch für das lokale Abtragsverhalten von CMP-Prozessen, wenn die zu bearbeitenden Strukturen - wie im vorliegenden Fall mit etwa 22 µm Leiterbahnbreite - eher grob zu nennen sind.

Wie weiterführende Experimente zeigen, ändert sich das lokale Abtragsverhalten deutlich, wenn sehr feine Strukturen CMP-bearbeitet werden. Die lateralen Abmessungen des Niob-Streifenleitungsmusters wurden zu diesem Zweck etwa um einen Faktor 10 verkleinert (Breite: 2 µm, Höhe: ca. 175 nm, Streifenabstand: 4 µm, ≈ 80°-Flankenwinkel). Entsprechend der Querschnittsskizze in Bild 3.3.8 a) wurden diese sehr feinen Streifenleitungen anschließend mit 400 nm SiO₂ übersputtert. Im darunterliegenden Teilbild b) ist das in dieser Form erwartete Meßergebnis der profilometrischen Abtastung der Oxidoberfläche vor dem CMP-Schritt wiedergegeben.

Nach CMP-Bearbeitung mit definierter Prozeßdauer wurde die gleiche Stelle der Struktur mit identischer vertikaler und horizontaler Auflösung erneut profilometrisch abgetastet. Die in Bild 3.3.8 c) dargestellte zweite Meßkurve zeigt als Ergebnis eine mikroskopisch vollkommen plane Oberfläche ohne Anzeichen einer Restwelligkeit; dieses Ergebnis ist charakteristisch für das lokale Abtragsverhalten bei der CMP-Bearbeitung relativ feiner Strukturen. Der Basisabtrag an SiO₂ wurde ellipsometrisch bestimmt und beträgt ca. 200 nm, d.h. die feinen Niob-Streifenleitungen sind nach diesem CMP-Schritt entsprechend der

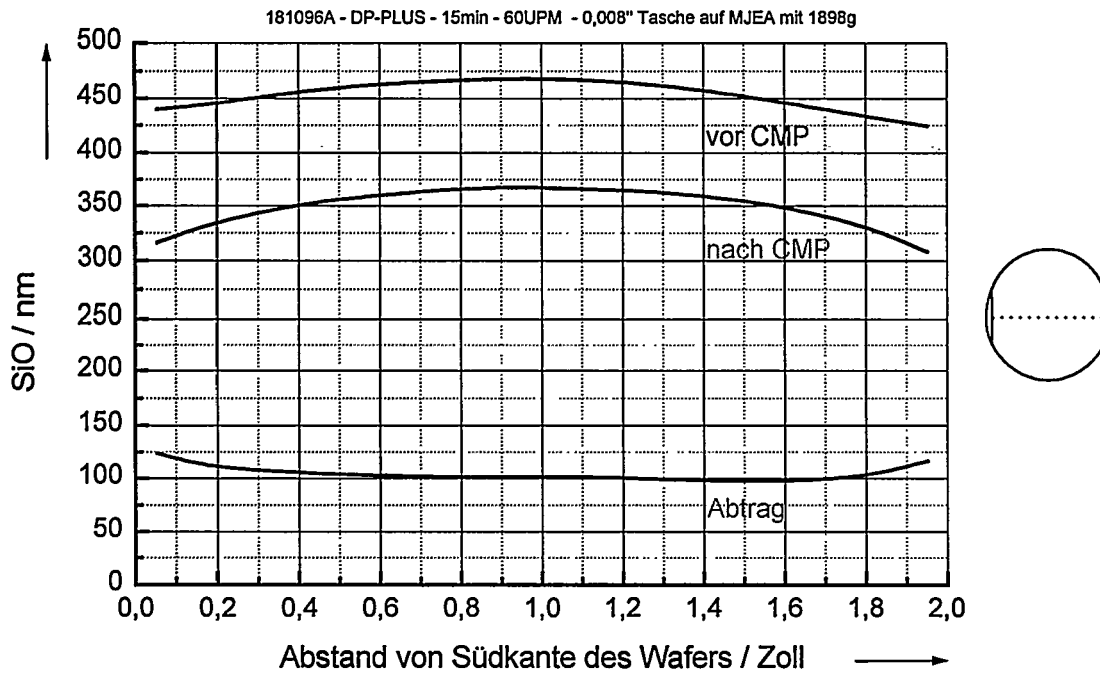


Bild 3.3.6 Globales Abtragsverhalten des CMP-Prozesses am Beispiel eines ganzflächig mit 450 nm SiO auf Nb beschichteten 2-Zoll-Wafers (ellipsometrische Auswertung entlang der Meßlinie [.....]).

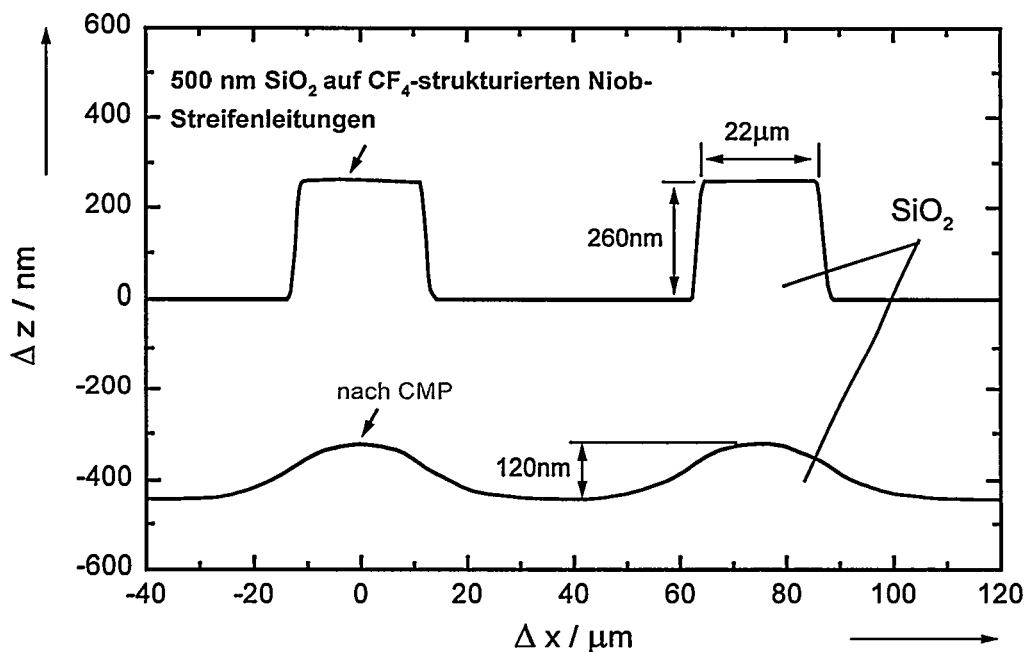


Bild 3.3.7 Lokales Abtragsverhalten des CMP-Prozesses am Beispiel relativ breiter Niob-Streifenleitungen mit einer Überdeckung durch 500 nm SiO₂ (profilometrische Auswertung). Die Prozeßdauer beträgt 10 Minuten; der resultierende Basis-Abtrag für SiO₂ liegt bei ca. 45 nm/min.

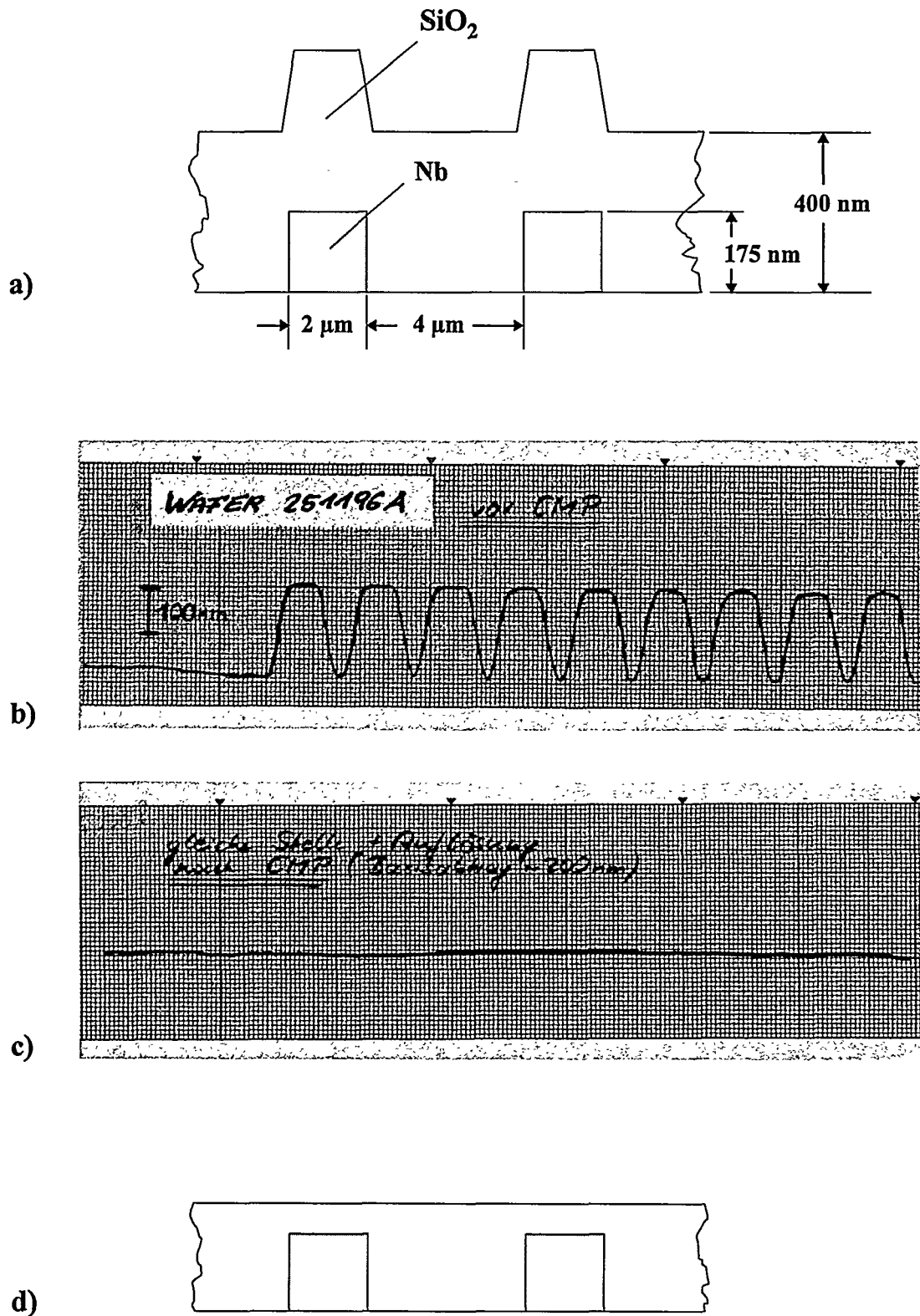


Bild 3.3.8 Lokales Abtragsverhalten des CMP-Prozesses an miniaturisierten Niob-Streifenleitungen mit Überdeckung durch 400 nm SiO₂

- a) Schematischer Strukturquerschnitt vor CMP
- b) Profilometrische Abtastung dieser Oberfläche
- c) Profilometrische Abtastung der gleichen Stelle nach CMP (identische Auflösung)
- d) Strukturquerschnitt nach CMP. Der ellipsometrisch gemessene Basisabtrag von SiO₂ beträgt etwa 200 nm.

unteren Querschnittsskizze in Bild 3.3.8 d) von einer jetzt abgedünnten, jedoch absolut planen Deckschicht aus SiO_2 bedeckt und geschützt.

Neben dem bereits beschriebenen Effekt der Kantenabflachung eröffnet das CMP-Verfahren somit weitere interessante technologische Perspektiven. Beispielsweise können die in Bild 3.3.8 gezeigten feinen Niob-Streifenleitungen als Einzelwindungen etwa einer Einkoppelspule interpretiert werden, für die z. B. eine isolierte, zentrale Rückführungsleitung verwirklicht werden muß. Die vorliegenden Ergebnisse zeigen deutlich, daß diese Aufgabe mit Hilfe eines CMP-Zwischenschrittes ohne Gefahr von Kantenabrissen oder Kurzschlüssen und unter definierten Verhältnissen (konstante Dicke des Dielektrikums) gelöst werden kann.

- Literatur

- [3.3-1] S. Sivaram et al., "Planarizing Interlevel Dielectrics by Chemical-Mechanical Polishing", Solid State Technology, Vol. 35 (5), pp. 87 – 91, 1992.
- [3.3-2] P. Singer, "Chemical-Mechanical Polishing: A New Focus on Consumables", Semiconductor International, Vol. 17 (2), pp. 48 – 52, 1994.
- [3.3-3] I. Ali et al., "Chemical-mechanical polishing of interlayer dielectric: A review", Solid State Technology, Vol. 37 (10), pp. 63 – 68, 1994.
- [3.3-4] M. B. Ketchen et al., "Sub- μm , planarized, Nb- AlO_x -Nb Josephson process for 125 mm wafers developed in partnership with Si technology", Appl. Phys. Lett., Vol. 59 (20), pp. 2609 - 2611, 1991.
- [3.3-5] R. Dolata, "Laser-Reflexionsmessungen zur Optimierung technologischer Prozesse bei der Herstellung integrierter Supraleiterschaltungen", Dissertation, Universität Karlsruhe, 1994.

3.4 Toleranzen von Josephson-Kontakten und Widerständen

Die erfolgreiche Fertigung relativ komplexer SFQ-Schaltungen setzt voraus, daß die vorgegebenen Nominalwerte für relevante Parameter wie kritische Stromstärke der Josephson-Kontakte, Dämpfungswiderstände, Induktivitäten innerhalb der erlaubten Toleranzfenster liegen. Darüber hinaus wird angestrebt, daß die fertigungsbedingte Streuung dieser Parameter sowohl innerhalb eines einzelnen Chips als auch auf einem einzelnen Wafer und schließlich auch von Wafer zu Wafer möglichst geringe Werte annimmt. Aus der laufenden Beurteilung des Streuverhaltens der einzelnen Elemente lassen sich wertvolle Hinweise zur Verbesserung technologischer Prozeßschritte gewinnen.

Aus diesem Grunde wurden auf den Silizium-Wafern zusätzlich zu den Funktions-Chips auch sog. Technologie-Chips mit Teststrukturen insbesondere für Einzelkontakte, Serienkontakte und Widerstände implementiert. Aussagen über die Streuung der kritischen Kontaktströme wurden aus Kettenschaltungen mit typischerweise $n = 100$ Kontakten gewonnen. Realisiert wurden hierbei sowohl hysteretische wie überdämpfte Kontakte mit unterschiedlichen Topologien (rund bzw. oval) und Flächenverhältnissen. Bild 3.4.1 zeigt die gemessene I-U-Kennlinie einer Kette mit 100 Einzelkontakten:

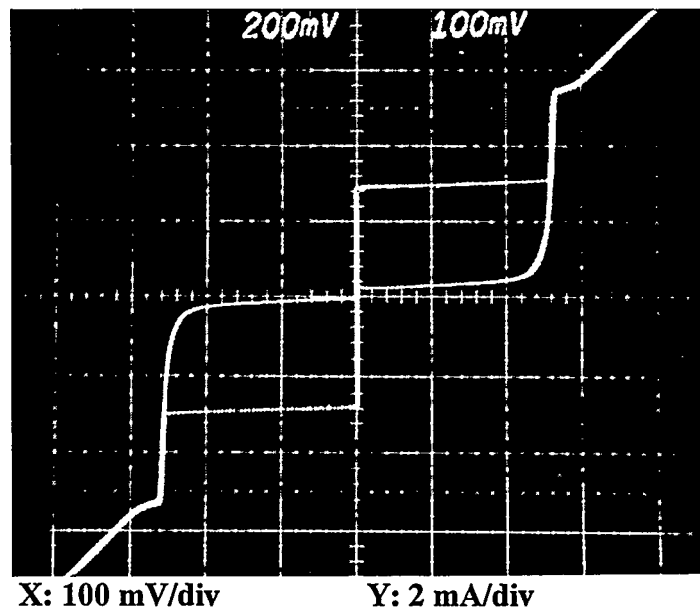


Bild 3.4.1 U-I-Kennlinie einer Serienschaltung von 100 Josephson-Kontakten.
Kontaktdurchmesser: $15\ \mu\text{m}$, Kritische Stromdichte: $j_c = 1,7\ \text{kA/cm}^2$

Die erzielten Bestwerte der Standardabweichungen bisher realisierter Schaltungen sind:

$$\sigma_I = \pm 2,3\ \% \text{ (100 Serienkontakte, gemessen auf einem Chip)}$$

$$\sigma_R = \pm 5,6\ \% \text{ (Palladium-Widerstände, gemessen auf einem Wafer)}$$

4.0 Einzelflußquanten-Schaltungen mit Niob

4.1 SFQ-Schieberegister mit extrem kleiner Verlustleistung

4.1.1 Auslegung, Herstellung und meßtechnische Charakterisierung eines 3-Phasen-Schieberegisters für 12 bit

Flußquanten-Schieberegister aus langen, homogenen Interferometern haben große Toleranzen bei geringer Verlustleistung [4.1-1,2,3,4,5]. In diese sogenannten Flux-Shuttles kann der Takt magnetisch oder galvanisch eingespeist werden. Das Schaltbild eines Schieberegisters mit magnetischer Takteinkopplung ist in Bild 4.1.1 dargestellt. Zum Betrieb werden drei Takte benötigt, um die Richtung des Datenstromes eindeutig festzulegen. Die Takte werden abwechselnd magnetisch in aufeinanderfolgende Schleifen des langen Interferometers eingespeist. Ein bit besteht aus drei hintereinander liegenden Schleifen, von denen jede mit einem anderen Takt angesteuert wird.

Da die Taktimpulse in drei Taktleitungen über alle Schieberegisterzellen geführt werden können, ist kein Widerstandsnetzwerk notwendig, um die Taktströme auf die verschiedenen Zellen aufzuteilen. Die Verlustleistung einer Zelle kann klein gehalten werden, da die Verluste im Widerstandsnetzwerk entfallen.

Um die Funktionsweise zu verdeutlichen, sind in Bild 4.1.2a-c die eingepprägten Ströme I_{C1} , I_{C2} und I_{C3} dargestellt, mit denen das Schieberegister getaktet wird. Die einzelnen Takte überlappen sich zeitlich nicht.

Befindet sich ein Flußquant, entsprechend einer logischen "1", in einer Schleife, so fließt ein zum Flußquant gehörender Ringstrom I_{Ring} . Bei ansteigender Taktflanke des Stromes I_{C1} addieren sich der Ringstrom I_{Ring} und der von I_{C1} in der Nachbarschleife induzierte Strom im gemeinsamen Josephson-Kontakt. Der maximale Josephson-Strom wird überschritten, der Kontakt schaltet unter Änderung seiner Phase um $\Delta\phi = 2\pi$ und das Flußquant wird verschoben. Bild 4.1.2d-f zeigt den Phasensprung des entsprechenden Josephson-Kontakts. An der abfallenden Taktflanke bleibt das Flußquant in der neuen Schleife gespeichert, da die charakteristische Phase $\lambda_s = 2\pi/\Phi_0 L_S I_{0S} = 2\pi$ beträgt.

In gleicher Weise erfolgt das Verschieben des Flußquants mit den Takten I_{C2} und I_{C3} . Die Phasenänderungen der Kontakte sind in den Bildern 4.1.2 e,f zu sehen. Nach dem Schaltvorgang pendelt sich die Phase auf einen Zuwachs von $\Delta\phi = 2\pi$ und nicht von $n \cdot 2\pi$ ein, da die Kontakte mit den McCumber Parameter $\beta < 1$ hinreichend stark bedämpft sind.

Befindet sich kein Flußquant, entsprechend einer logischen "0", in der Schleife, so reicht der von I_{C1} induzierte Strom nicht aus, um den maximalen Josephson-Strom eines Kontakts zu überschreiten. Nach dem Abschalten von I_{C1} stellt sich der Flußquantenzustand wieder ein, in dem sich die Schleife vor dem Taktzyklus befunden hat. Die Phase ändert sich nicht und eine "0" wird verschoben.

Das Schieberegister wurde mit Hilfe des Simulationsprogramms SPICE auf VAX Workstations simuliert. Die kritische Stromdichte der Kontakte betrug $j_{max} = 1 \text{ kA/cm}^2$, ihre Flächenkapazität $C_F = 6 \text{ pF/cm}^2$. Mit einer minimalen Linienbreite von $L_{min} = 5 \text{ }\mu\text{m}$ können solche Josephson-Kontakte in der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie mit geringen Streuparametern hergestellt werden.

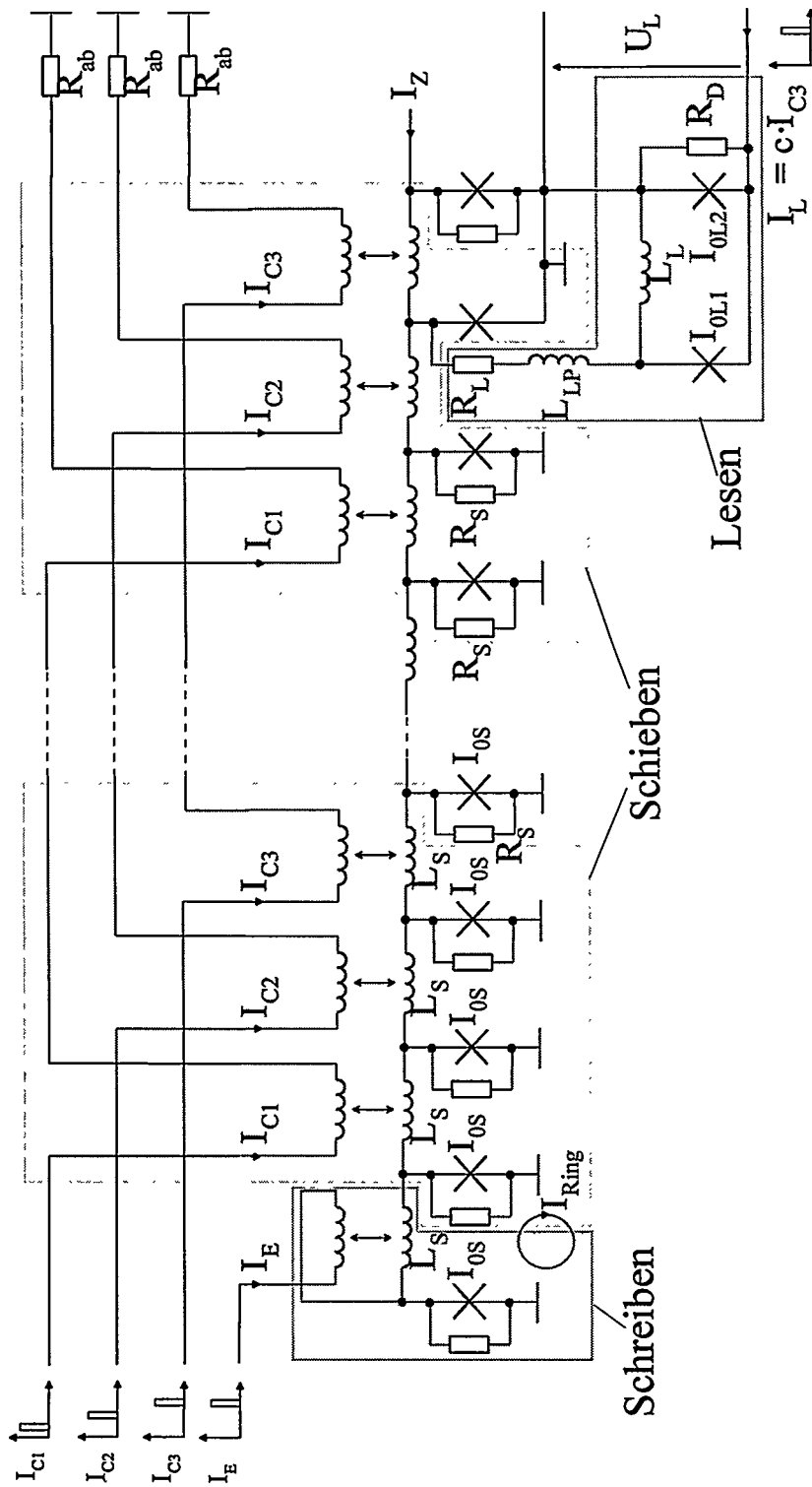


Bild 4.1.1 Flux-Shuttle Schieberegister mit Schreib- und Leseschaltung. Eine Schieberegisterzelle besteht aus drei supraleitenden Schleifen mit der Induktivität L_S und einem Josephson-Kontakt mit dem maximalen Josephson-Strom I_{0S} .

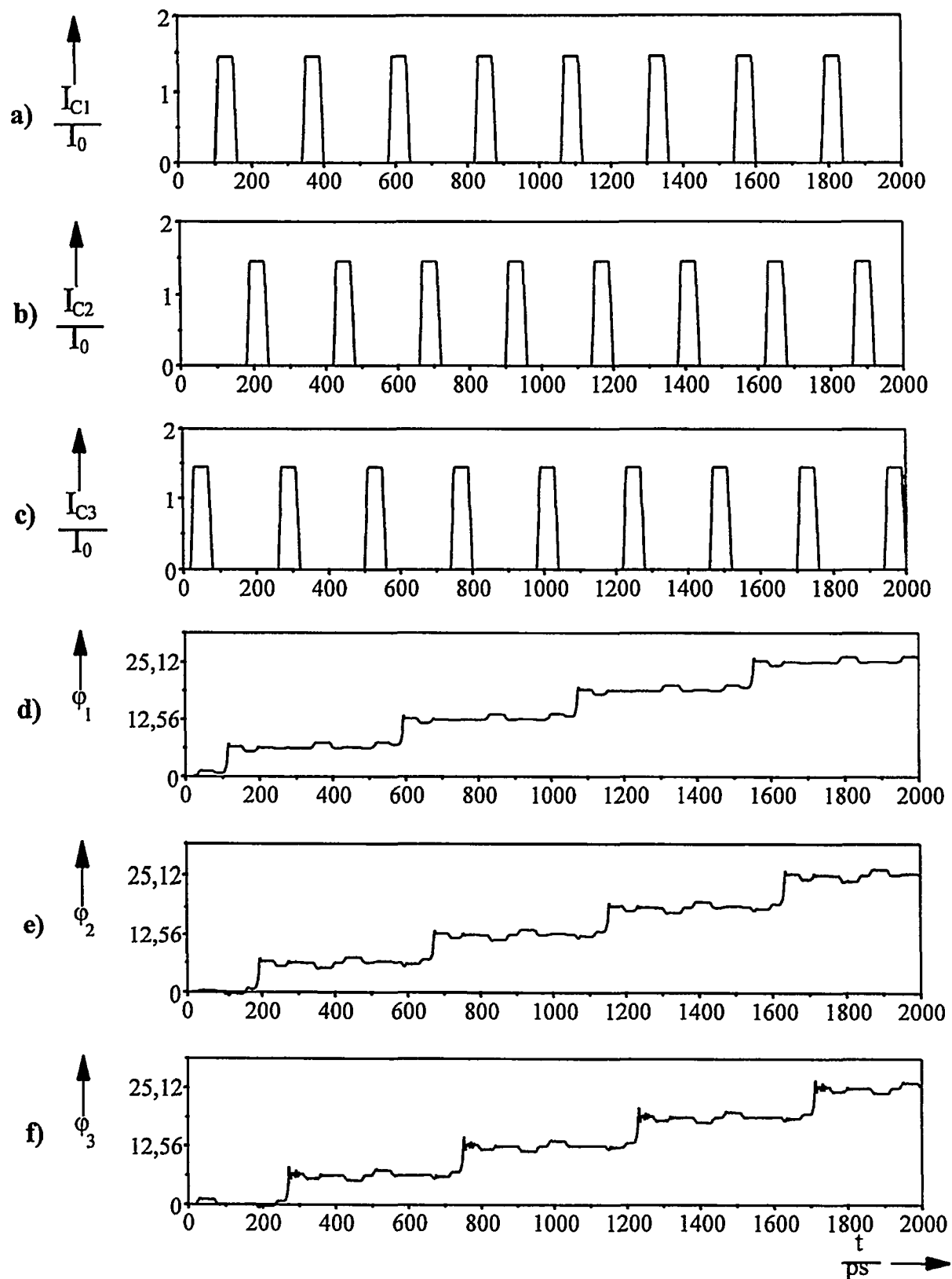


Bild 4.1.2 Simulation eines Schieberegisters mit drei Takten nach Bild 4.1.1 bei einer Bitfolge 10101010.....
a) - c) eingeprägte Taktströme I_{C1} , I_{C2} , und I_{C3} .
d) - f) Phasen ϕ_1 , ϕ_2 und ϕ_3 an den drei Josephson-Kontakten einer Schieberegister-Zelle.

Die Toleranzbereiche aller Schaltungsparameter wurden ermittelt, indem ein bestimmter Parameter verändert wurde und die restlichen Arbeitspunkt konstant gehalten wurden. Sie sind in Tabelle 4.1.1 dargestellt.

Die Simulation mit den angegebenen technologischen Parametern zeigt, daß eine binäre Information mit ideal trapezförmigen Impulsen noch bei einer Frequenz von $f_{\max} = 27$ GHz einwandfrei verschoben werden kann. An jeder Taktleitung erscheinen die nicht überlappenden Taktimpulse mit einer Basisbreite von $t_c = 12,3$ ps und einer Periodendauer von 37 ps. Diese Basisbreite entspricht in etwa der bekannten Abschätzung aus [4.1-1] von $t_{\text{imp}} = 1,6 / f_p = 14$ ps, wobei die Plasmafrequenz

$$f_p = \sqrt{\frac{j_{\max}}{2\pi \cdot \Phi_0 \cdot C_F}} = 113 \text{ GHz}$$

beträgt.

Die durch Simulationen gewonnenen Werte der Verlustleistung sind frequenzunabhängig, wenn man die Verluste im Innenwiderstand des Generators und im Abschlußwiderstand der Taktleitung nicht berücksichtigt. Die dynamische Verlustleistung des Schieberegisters beträgt $P_{\text{bit}} = 9$ nW je bit und GHz, also bei 10 GHz $P_{\text{bit}} = 0,09$ μ W. Ein 1-bit Prototyp wurde realisiert und in [4.1-5] vorgestellt.

Die Flußquanten müssen am Ende des Schieberegisters zerstört werden, damit nachfolgende Flußquanten weiter verschoben werden können. Die Zerstörung der Flußquanten erfolgt durch einen Gleichstrom, der an den letzten Schieberegister-Kontakt angelegt wird.

Zum Schreiben von einzelnen Flußquanten wird eine zusätzliche supraleitende Schleife vor der ersten Schieberegisterzelle angeordnet. Statt des Taktstroms I_{C3} induziert der Eingangsimpuls I_E einen Strom in der Schleife. Durch eine galvanische und induktive Einspeisung von I_E , (wie in Bild 4.1.1 am Eingang des Schieberegisters zu sehen) können die Schreibtoleranzen auf $\Delta I_E > \pm 40$ % erhöht werden. Der Eingangsimpuls I_E zum Erzeugen eines Flußquants erscheint synchron zu I_{C3} .

- Funktionsweise der Leseschaltung

Einzelflußquanten müssen mit Hilfe von Leseschaltungen detektiert werden und mit einem entsprechenden Spannungspegel an einem oder mehreren Ausgängen zur Verfügung gestellt werden. Eine Leseschaltung ist in Bild 4.1.1 am Ende des Schieberegisters skizziert [4.1-6].

$\Delta I_{C1} / I_{C1} = \pm 43$ %	$\Delta I_{C2} / I_{C2} = \pm 43$ %	$\Delta I_{C3} / I_{C3} = \pm 43$ %
$\Delta I_{OS} / I_{OS} = \pm 59$ %	$\Delta L_S / L_S = \pm 56$ %	$\Delta R_S / R_S = \pm 80$ %

Tabelle 4.1.1 Toleranzen der Schaltungsparameter beim Schieben mit drei Phasen und magnetischer Takteinkopplung bei einer Betriebsfrequenz von $f = 6,7$ GHz.

Die Leseschaltung wird mit einem Josephson-Kontakt einer Schieberegisterzelle verbunden, wo normalerweise ein Dämpfungswiderstand sitzt. Beim Schaltvorgang tritt am entsprechenden Kontakt ein Spannungsimpuls auf, der auch am Widerstand R_L abfällt. Der durch den Impuls verursachte Strom fließt über R_L , die parasitäre Induktivität L_{LP} und das Lese-Interferometer zur Masse ab. Das Lese-Interferometer ist aus L_L und den zwei

Kontakten mit den maximalen Josephson-Strömen $I_{0L1} = 1/4 I_{0S}$ und $I_{0L2} = 2I_{0L1} = 1/2 I_{0S}$ aufgebaut. Es wird mit Hilfe des Vorstromes I_L so angesteuert, daß es im spannungslosen Zustand bleibt. Das Interferometer geht in den Spannungszustand, wenn eine "1" verschoben wird. Die Ausgangsspannung U_L kann gegen Masse abgegriffen werden. Beim Verschieben einer "0" bleibt das Lese-SQUID im spannungslosen Zustand.

Das Lese-Interferometer wird mit dem Widerstand R_D so bedämpft, daß der Spannungszustand des Lese-Interferometers aufgrund der hysteretischen U_L -Kennlinie verriegelt werden kann. Beim Abschalten des impulsförmigen Lesestroms I_L auf Null wird das Lese-Interferometer in den spannungslosen Zustand zurückgesetzt, seine Ausgangsspannung fällt auf $U_L = 0$. Der Abtaststrom I_L ist in Phase zum Treibstrom I_{C3} , so daß kein zusätzlicher Lesetakt benötigt wird.

Das Verhalten der Leseschaltung bei einer Schiebefolge von 101010... kann anhand des Simulationsergebnisses in Bild 4.1.3 verdeutlicht werden. Der Eingangsstrom I_E erscheint synchron zu I_{C3} , wie in Bild 4.1.3a zu sehen ist, damit die Information vor Beginn des Schiebezyklus in der letzten Schleife einer Zelle steht. Mit Hilfe der Takte I_{C1} , I_{C2} und I_{C3} , dargestellt in den Bildern 4.1.3b-d, wird die Information innerhalb der letzten Speicherzelle in die letzte Speicherschleife geschoben. Die Lesespannung U_S wird an der ansteigenden Taktflanke von I_{C3} erzeugt und ist in Bild 4.1.3f zu sehen. Das Lese-Interferometer geht in den Spannungszustand, wenn ein Flußquant verschoben wird. Wird kein Flußquant verschoben, bleibt das Interferometer im spannungslosen Zustand. Die Ausgangsspannung für die Schiebefolge 101010... kann Bild 4.1.3g entnommen werden. Für eine "1" hält U_L in etwa so lange an, wie der Abtastimpuls dauert.

Der Lesevorgang ist dynamisch, da ein Flußquant nur während eines Schiebevorgangs erkannt werden kann. Er ist zerstörungsfrei, da das Flußquant über die Auslesestelle hinweg läuft.

Da die Josephson-Kontakte des Auslese-Interferometers hysteretisch sind, treten nach Abschalten einer Spannung durch Rücksetzen von I_L Plasma-Oszillationen auf. Sie bestimmen die maximale Wiederholrate des Lesevorgangs. Die Dauer der Plasmaschwingungen hängt stark vom McCumber-Dämpfungsparameter β_L ab. Bei kleinem Dämpfungsfaktor β_L werden die Plasmaschwingungen stärker gedämpft und die maximal mögliche Taktrate erhöht. Auf der anderen Seite führen stark bedämpfte Kontakte auf kleine Toleranzen des Abtastimpulses I_L und kleine Pegel der Ausgangsspannung U_L . Bei hohen Taktfrequenzen können sehr kleine Ausgangsspannungen im μV -Bereich nur mit großem Aufwand detektiert werden. Damit Schiebefrequenzen von 14 GHz und $U_L = 1$ mV erreicht werden können, muß mit Hilfe von

R_D ein McCumber-Dämpfungsparameter $\beta_L = \frac{2\pi}{\Phi_0} \cdot R_{DL}^2 \cdot I_{0L2} \cdot C_{JL2} = 26$ eingestellt werden,

wobei C_{JL2} die Kapazität am Kontakt mit dem maximalen Josephson-Strom I_{0L2} ist. Die charakteristische Phase des Lese-Interferometers sollte $\lambda_L = \frac{2\pi}{\Phi_0} \cdot L_L \cdot I_{0L2} \leq \pi$ sein. Bei

$\lambda_L \gg \pi$ besteht die Gefahr, daß nach dem Rücksprung in den spannungslosen Zustand ein Flußquant im Interferometer zurückbleibt und das Interferometer nicht mehr in den Spannungszustand schalten kann.

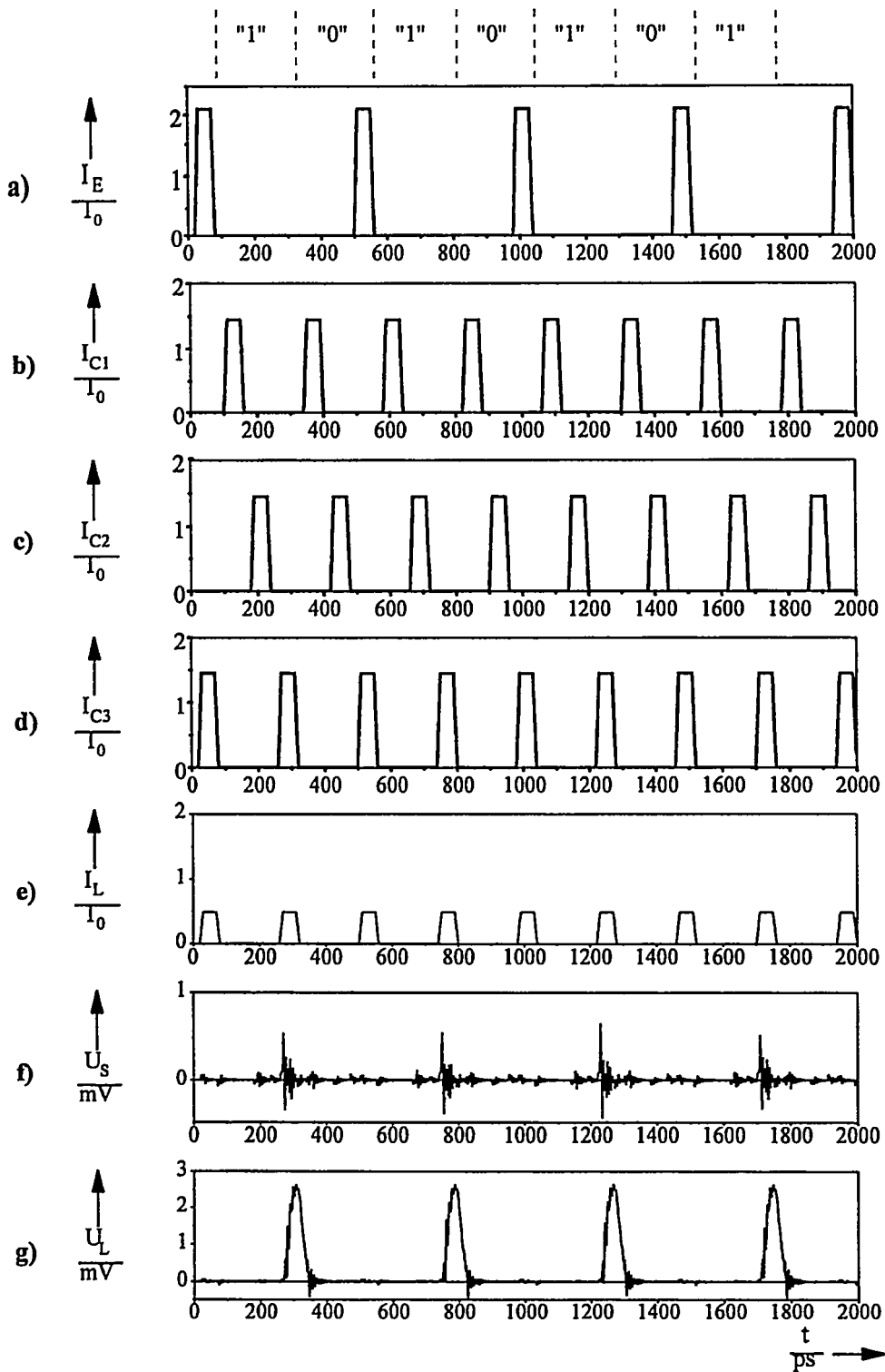


Bild 4.1.3 Auslesevorgang des Schieberegisters mit drei Takten und magnetischer Einkopplung.

- a) Eingangsinformation, die am Schieberegister anliegt
- b) - d) Taktimpulse zum Verschieben der Information
- e) Takt am Auslese-Interferometer, phasengleich zu I_{C3}
- f) Spannungspulse am Kontakt, an dem die Information gelesen wird
- g) Ausgangsspannung

Die Toleranzen der Schaltungsparameter wurden für $\beta_L = 26$ und $\lambda_L = 0,7\pi$ mit Hilfe von SPICE bestimmt, indem jeweils ein Parameter variiert wurde, während die anderen Parameter ihre Sollwerte hatten. Die Toleranzen sind in Tabelle 4.1.2 zusammengefaßt. Die parasitäre Induktivität L_{LP} sollte einen kleinen Wert haben, damit der Stromimpuls möglichst groß ist und gut vom Lese-Interferometer detektiert werden kann.

$\Delta I_{OL1} = \pm 74\%$	$\Delta R_L = \pm 86\%$	$\Delta L_L = \pm 75\%$
$\Delta I_{OL2} = \pm 24\%$	$\Delta R_{DL} = \pm 56\%$	$\Delta I_L = \pm 33\%$

Tabelle 4.1.2 Toleranzen der Leseschaltung nach Bild 4.1.1.

Durch den letzten Kontakt des Schieberegisters fließt entsprechend Bild 4.1.1 ein Gleichstrom I_Z , um die ankommenden Flußquanten an der Rückflanke von I_{C3} zu zerstören und somit Fehler durch einen Stau von Flußquanten zu vermeiden. Die Toleranzen von I_Z betragen $\Delta I_Z = \pm 75\%$.

- Herstellung und Layout des Schieberegisters mit Schreib- und Leseschaltung

Das Schieberegister wurde mit Nb-Al₂O₃-Nb-Josephson-Kontakten [4.1-7] realisiert, bei denen zwei supraleitende Elektroden übereinander angeordnet und durch eine sehr dünne Isolatorschicht voneinander getrennt sind (s. Abschnitt 3.1 und 3.2).

Die Schichtfolge der Ebenen mit den zugehörigen Masken zur Strukturierung ist in Tabelle 4.1.3 dargestellt. Zur Herstellung werden vier supraleitende Ebenen aus Nb benötigt: die M1-, M2-, M3- und M4-Ebene. Die M1-Ebene dient als Grundplatte zur Abschirmung von äußeren Störfeldern. Die Tunnelschichten zur Herstellung der Josephson-Kontakte werden über der M2-Ebene aufgebracht und strukturiert. Die M3-Ebene dient als Verdrahtungsebene und die Taktleitungen werden in der M4-Ebene geführt. Die supraleitenden Ebenen werden durch die Schichten I1a, I1b, und I3 aus SiO₂ oder SiO voneinander isoliert, in denen Kontaktlöcher zur elektrischen Verbindung angebracht sind. Die Widerstandsebene R aus Pd kann direkt über die M2-Ebene oder über ein Kontaktloch in der I2-Ebene mit der M3-Ebene angeschlossen werden. Die minimale Linienbreite beträgt $L_{min} = 5 \mu m$.

Das Layout einer Schieberegisterzelle ist in Bild 4.1.4 dargestellt. Bei Bild 4.1.4 handelt es sich um eine lichtmikroskopische Aufnahme. Die Josephson-Kontakte wurden als Einheitskontakte aufgebaut, um die Verhältnisse der maximalen Josephson-Ströme im Schieberegister und in der Leseschaltung genau einstellen zu können. Die Einheitskontakte sind an den konzentrischen Kreisen zu erkennen. Die Josephson-Kontakte in den drei supraleitenden Schleifen einer Zelle wurden durch je vier Einheitskontakte realisiert.

Die kreisförmigen Einheitskontakte haben einen Solldurchmesser von $5 \mu m$. Der Durchmesser der Durchkontaktierung in der I2-Ebene beträgt $10 \mu m$. Über den Josephson-Kontakten sind die zugehörigen Dämpfungswiderstände angeordnet. Sie werden auf der einen Seite von der M2-Ebene, auf der anderen Seite von der M3-Ebene über eine breite Durchkontaktierung in der I3-Schicht angeschlossen. Die Interferometer-Induktivitäten L_S sind als Streifenleitungs-Induktivitäten der M3-Ebene über der M2-Schicht ausgeführt.

Ebene	Dicke	Material	Maske
M4	500 nm	Nb, $\lambda_L = 86$ nm	M4
I3	400 nm	SiO ₂ , $\epsilon_r = 5,7$	I3
M3	350 nm	Nb, $\lambda_L = 86$ nm	M3
I2b	300 nm	SiO ₂ , $\epsilon_r = 4,5$	I2
I2a	100 nm	Nb ₂ O ₅ , $\epsilon_r = 26$	I2
M2b	50 nm	Nb, $\lambda_L = 86$ nm	J
TJ	5 nm; 2 nm	Al, Al ₂ O ₃	J
M2a	200 nm	Nb, $\lambda_L = 86$ nm	M2
R	76 nm; 20 nm	Pd, Al; $R_S = 1 \text{ } \Omega$	R
I1b	200 nm	SiO ₂ , $\epsilon_r = 4,5$	I1
I1a	80 nm	Nb ₂ O ₅ , $\epsilon_r = 26$	I1
M1	160 nm	Nb, $\lambda_L = 86$ nm	M1
Substrat		SiO ₂	

Tabelle 4.1.3 Schichtfolge und zugehörige Maskenebenen zum Aufbau eines Flux-Shuttle Schieberegisters in der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie.

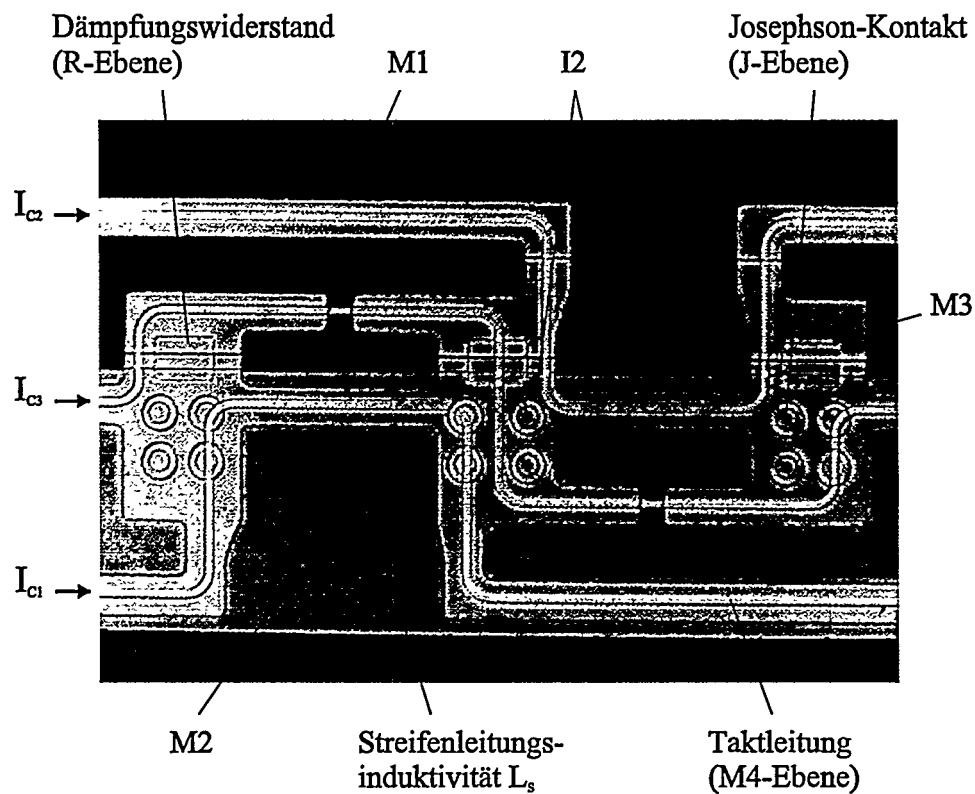


Bild 4.1.4 Layout einer Schieberegisterzelle nach dem Flux-Shuttle Prinzip. Das Bild zeigt die Auflicht-Fotografie der produzierten Schaltung

Die supraleitenden Interferometerschleifen aus den Josephson-Kontakten und den Induktivitäten L_S werden in der M2-Ebene geschlossen. Die M2-Schicht ist dort sehr breit, damit die Schleifeninduktivität praktisch nur aus L_S besteht. So wird ein möglichst großer Anteil des magnetischen Feldes aus der darüberliegenden, in der M4-Ebene geführten Taktleitung in die jeweilige Interferometerschleife eingekoppelt und das Streufeld klein gehalten. Der Taktstrom I_C ist relativ klein, so daß geringere Verluste im Abschlußwiderstand der Taktleitung anfallen. Die drei Taktleitungen können kreuzungsfrei in der supraleitenden M4-Ebene geführt werden. Es wurde darauf geachtet, daß alle drei Taktleitungen entlang einer Schieberegisterzelle die gleiche Länge haben, damit kein Taktimpuls gegenüber den anderen verzögert wird. Diese Maßnahme ist besonders für lange Schieberegister notwendig, um das notwendige Taktschema über der gesamten Registerlänge bereitzustellen. Unter den Taktleitungen wurde die M3-Ebene weiter fortgeführt, damit der Wellenwiderstand der Leitung möglichst konstant bleibt.

Die Schreibschaltung kann direkt vor das Flux-Shuttle gesetzt werden. Das Layout unterscheidet sich von dem einer Schieberegisterzelle nur geringfügig. Es ist in der Fotografie Bild 4.1.5 dargestellt. Auf der rechten Seite des Bildes ist die erste Speicherschleife der nachfolgenden Schieberegisterzelle zu erkennen, in die der Takt I_{C1} magnetisch eingekoppelt wird. Auf der linken Seite des Bildes ist die Schreibschaltung dargestellt. Sie liegt am Anfang des Flux-Shuttle Schieberegisters. Wie in der Schieberegisterzelle wirkt die Streifenleitungs-Induktivität L_S als Speicherschleife. Der Eingangsstrom I_E wird zunächst magnetisch in die Speicherschleife eingekoppelt, dann entsprechend Schaltbild 4.1.1 über eine Durchkontaktierung in der I3-Ebene galvanisch mit der Schreibschaltung verbunden.

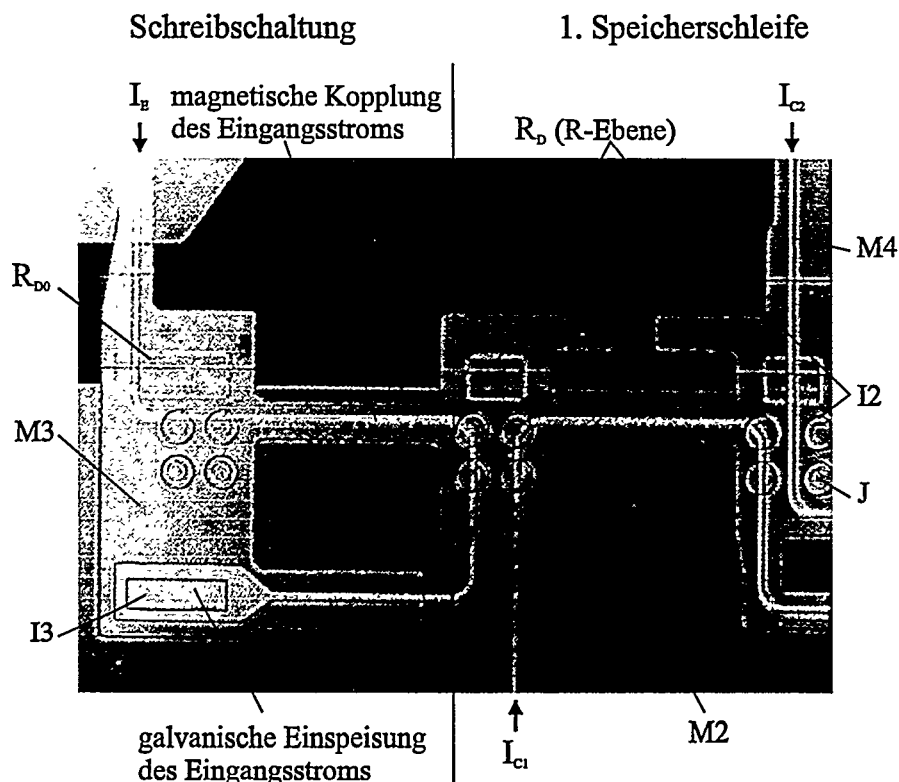


Bild 4.1.5 Fotografie der hergestellten Schreibschaltung am Flux-Shuttle Schieberegister nach Bild 4.1.1

Die widerstandsgekoppelte Leseschaltung kann prinzipiell an jede beliebige Schieberegisterzelle angeschlossen werden. Beim 12 bit Schieberegister ist nur eine Leseschaltung vorgesehen, die an der letzten Zelle plziert wurde. Bild 4.1.6 zeigt die beiden letzten Schieberegisterzellen mit der Leseschaltung. Am Beispiel der Zellen 11 und 12 ist zu erkennen, wie die einzelnen Schieberegisterzellen aneinandergefügt werden. Zellen können auch als 90°-Kurven ausgelegt werden, damit das Schieberegister mäanderförmig über die Chipoberfläche geführt werden kann.

Im letzten Josephson-Kontakt des Flux-Shuttles wird der Gleichstrom I_z eingespeist, damit ein ankommendes Flußquant am Ende des Schieberegisters zerstört wird. Die Taktleitungen werden mit ihrem Wellenwiderstand von $17\ \Omega$ abgeschlossen. Die Berechnung des Wellenwiderstandes erfolgte mit den Daten aus Tabelle 4.1.3.

Der Abschlußwiderstand wird über eine Durchkontaktierung in der I2-Schicht mit der M3-Ebene und weiter über ein Loch in der I3-Schicht mit der Taktleitung in der M4-Ebene verbunden. Auf der anderen Seite wird er mit der Masse in der M2-Ebene verbunden. Durch $33\ \Omega$ Vorwiderstände vor der ersten Schieberegisterzelle, die im fotografierten Ausschnitt nicht abgebildet sind, werden die Taktleitungen an die Zuleitungen mit einem Wellenwiderstand von $50\ \Omega$ angepaßt.

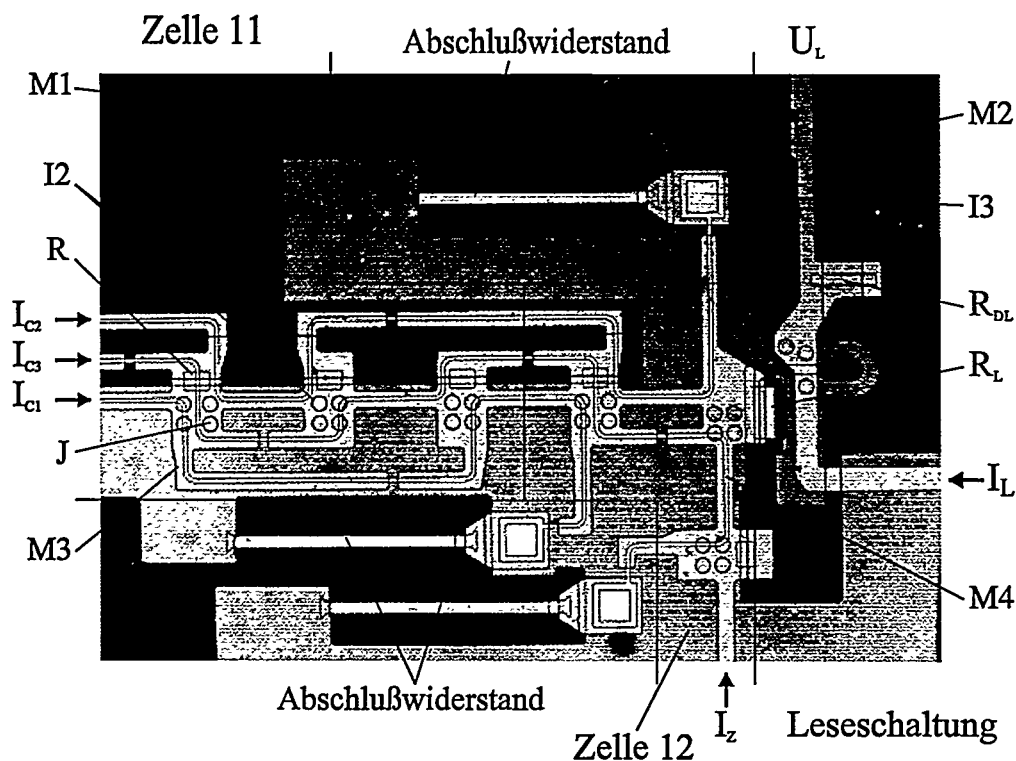


Bild 4.1.6 Fotografie der zwei letzten Schieberegisterzellen des hergestellten 12-bit Flux-Shuttle Schieberegisters mit der widerstandsgekoppelten Leseschaltung

Das Verhältnis der maximalen Josephson-Ströme der beiden Kontakte im Lese-Interferometer beträgt $I_{0L2} : I_{0L1} = 2 : 1$. Es wird mit drei Einheitskontakten genau eingestellt, die über eine Brücke in der M3-Ebene miteinander verbunden sind. Die SQUID-Induktivität des Lese-

Interferometers ist als hufeisenförmige Streifenleitungsinduktivität in der M2-Ebene ausgeführt.

Lesetakt I_L und Ausgangsspannung U_L werden an verschiedenen Ausgängen abgegriffen, um eine Vierpunktmessung zu ermöglichen. Der Spannungshub an der Zuleitung von I_L hat durch den Abgriff an vier Punkten keinen Einfluß auf die Ausgangsspannung U_L .

- Meßtechnische Charakterisierung des Flux-Shuttle Schieberegisters

Die Taktfrequenz des Schieberegisters wurde zunächst auf 2,5 MHz festgelegt, damit das Ausgangssignal den einzelnen Taktimpulsen leicht eindeutig zugeordnet werden kann. Bei höherer Taktfrequenz bewirkt die Laufzeit auf den Signalleitungen eine Verschiebung des Ausgangssignals U_L auf dem Oszilloskop, so daß die Zuordnung schwieriger wird.

Als erstes wurde ein Flußquant in die Schreibschaltung des Schieberegisters eingeschrieben und verschoben. Die zugehörigen Eingangssignale der Treibströme und das Ausgangssignal sind in Bild 4.1.7 dargestellt. Bei Bild 4.1.7 handelt es sich um eine Momentaufnahme der am Oszilloskop gemessenen Impulse. Die oberen vier Signale zeigen die am Schieberegister liegenden Signalspannungen der Treibströme I_E , I_{C1} , I_{C2} und I_{C3} . Der untere Signalverlauf zeigt die Ausgangsspannung der Leseschaltung an der zwölften Schieberegisterzelle.

Die Taktimpulse von I_{C1} , I_{C2} und I_{C3} folgen zeitlich nacheinander und überlappen sich nicht. Der Eingangsimpuls I_E erfolgt synchron zum Takt I_{C3} . Auch der Impuls der Ausgangsspannung U_L erscheint während des Taktimpulses von I_{C3} , da I_L synchron zu I_{C3} angelegt wird. Die Periode der Taktströme beträgt $t_T = 0,4 \mu s$. Die Skalierung der Zeitachse wurde auf $1 \mu s / Div$ festgelegt, damit alle zwölf Taktzyklen gleichzeitig auf dem Oszillographenschirm zu sehen sind.

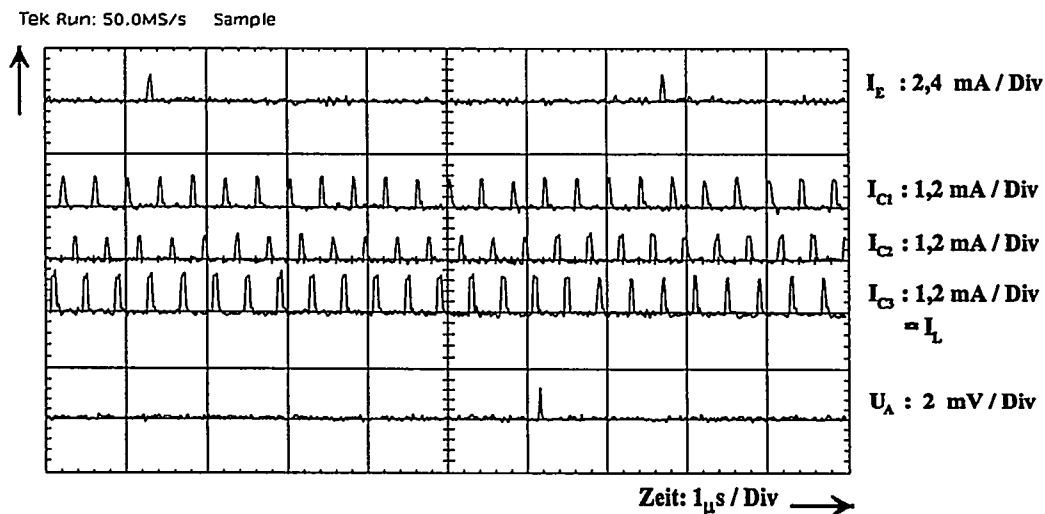


Bild 4.1.7 Verschieben eines Flußquants im 12-bit Flux-Shuttle Schieberegister mit drei magnetisch gekoppelten Takten

In der Bild 4.1.7 zugrunde liegenden Messung wird ein Flußquant durch den Eingangsstrom $I_E = "1"$ erzeugt und nach genau 12 Taktzyklen von der Leseschaltung detektiert. Die Ausgangsspannung der "1" an der Leseschaltung beträgt ca. 1,2 mV. Das Lese-Interferometer

bleibt im spannungslosen Zustand, wenn eine "0" aus der letzten Schieberegisterzelle gelesen wird.

Das nächste Flußquant wird 16 Taktzyklen nach dem Lesen des letzten Flußquants eingeschrieben. Beim Durchschieben handelt es sich nicht um ein „Racing“, da die Ausgangsinformation nach genau 12 Taktzyklen an der Leseschaltung abgegriffen werden kann. Die Ausgangsinformation "0" oder "1" kann der zugehörigen Eingangsinformation umkehrbar eindeutig zugeordnet werden. Mit dem Meßergebnis Bild 4.1.7 kann nicht nur das erfolgreiche Schieben eines einzelnen Flußquants, sondern auch das Durchschieben einer Folge "000..." erfolgreich demonstriert werden.

Das Verschieben von vielen aufeinanderfolgenden Flußquanten ist in Bild 4.1.8 dokumentiert. Die Folge "111..." wird alle 16 Taktzyklen durch eine "0" unterbrochen. Wie gewünscht, erscheint die "0" nach zwölf Taktzyklen am Ausgang. Anhand der "0" kann jeder Eingangsinformation die richtige Ausgangsinformation umkehrbar eindeutig zugeordnet werden.

Gegenüber der Messung in Bild 4.1.7 wurde ausschließlich die Bitfolge des Eingangsstromes I_E verändert. Alle anderen Einstellungen wurden auf ihrem Arbeitspunkt festgehalten, insbesondere die Amplituden der Treibströme I_E , I_{C1} , I_{C2} , I_{C3} und I_L . Das Schieberegister bleibt bei unverändertem Arbeitspunkt funktionsfähig, wenn in allen Zellen eine "1" gespeichert ist. Bei jeder Messung wurde ausschließlich die Impulsfolge des Eingangsstromes I_E verändert, ohne daß die Pegel der Treibströme nachkorrigiert werden mußten.

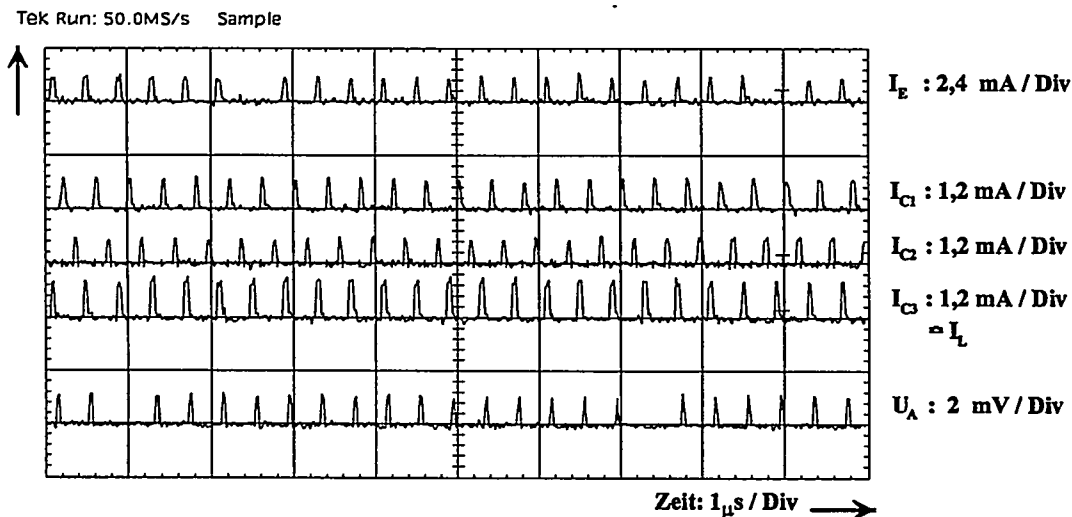


Bild 4.1.8 Verschieben einer Folge von Flußquanten im 12-bit Flux-Shuttle Schieberegister mit drei magnetisch eingekoppelten Takten

Zur besseren Auflösung der einzelnen Impulse wird die Information in Bild 4.1.9 zeitlich gedehnt dargestellt. An den Eingang des Schieberegisters wurde die Information "1100..." gelegt. Sie wurde um zwölf bit verschoben und am Ausgang gemessen.

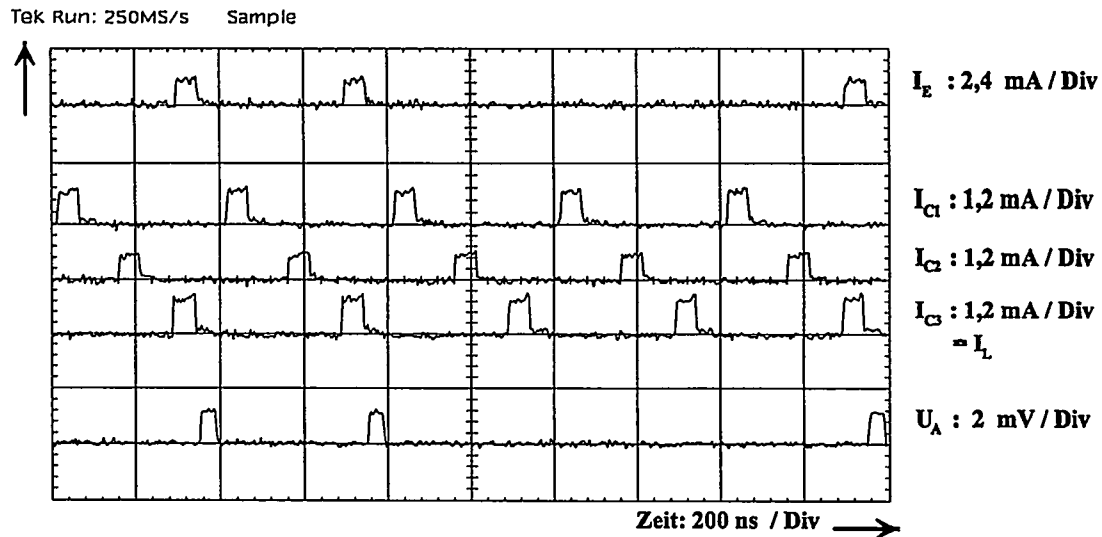


Bild 4.1.9 Verschieben der Information "1100..." im gedehnten Zeitmaßstab

Den Treibstromimpulsen wurde kein Gleichstrom überlagert. Da sich die einzelnen Taktimpulse nicht überlappen und die Impulse von I_{C3} und I_E synchron zueinander auftreten, entspricht das Taktschema sehr gut den Simulationen.

Die Ausgangsspannung U_L hat einen eindeutigen Signalverlauf, da bei einer "1" ein Pegel der Ausgangsspannung von $U_L = 1,2 \text{ mV}$ auftritt, ohne daß gleichzeitig Meßpunkte auf der 0-Achse von U_L erscheinen. Schreiben, Schieben und Lesen ist also kein statistischer Vorgang, da das Ausgangssignal den Zuständen "1" oder "0" eindeutig zugeordnet werden kann.

Die erlaubten Toleranzbereiche der Treibströme werden durch parasitäre Flußquanten beeinflusst. Sie sind kleiner als die Toleranzen, die aus den Simulationen ermittelt wurden. Beide Toleranzen werden in Tabelle 4.1.4 einander gegenübergestellt. Eine Drift der Arbeitspunkte war nicht zu beobachten. Messungen konnten über eine Zeitdauer von mehr als 12 Stunden fehlerfrei ohne Korrektur der Treibströme durchgeführt werden.

	ΔI_E	ΔI_{C1}	ΔI_{C2}	ΔI_{C3}	ΔI_L	ΔI_Z
Messung	$\pm 40 \%$	$\pm 24 \%$	$\pm 38 \%$	$\pm 10 \%$	$\pm 10 \%$	$\pm 28 \%$
Simulation	$\pm 40 \%$	$\pm 38 \%$	$\pm 38 \%$	$\pm 33 \%$	$\pm 33 \%$	$\pm 75 \%$

Tabelle 4.1.4 Toleranzen der Treibströme des Flux-Shuttle-Schieberegisters aus einer Messung und aus Simulationen.

- Vergleich verschiedener Schieberegistertypen

Die Integrationsfähigkeit von Schieberegistern hängt stark von der abführbaren Verlustleistung ab. Die Verlustleistungsdichte für verschiedene, lange Schieberegister (z. B. 1024 bit) ist in Bild 4.1.10 in Abhängigkeit von der minimalen Linienbreite L_{\min} dargestellt.

Eine MVTL-Schieberegisterzelle [4.1-8,9] ohne Vorwiderstände hat eine bezogene Fläche von $F' = A / L_{\min}^2 = 640$, wobei A die Fläche einer Zelle bei einer gegebenen minimalen Linienbreite L_{\min} ist. Da die Versorgung einer Zelle getaktet werden muß, ist ein Vorwiderstandsnetzwerk nötig, über das der extern erzeugte Takt auf die einzelnen Schieberegisterzellen verteilt wird. Die Taktleitung ist mit 50Ω angepaßt, da die Taktfrequenz im GHz-Bereich liegt. Der Flächenbedarf des Vorwiderstandes einer Zelle ist etwa so groß wie die Zellfläche, so daß die bezogene Fläche einer MVTL-Zelle insgesamt $F' = 1280$ beträgt.

Beim RSFQ-Schieberegister [4.1-10,11,12,13,14] wurde eine gepufferte Version gewählt, damit die Toleranzen der Schaltungsparameter etwa so groß sind wie die des MVTL- oder Flux-Shuttle Schieberegisters. Die Vorwiderstände sind erheblich kleiner, da nur ein Gleichstrom auf die einzelnen Zellen verteilt werden muß. Von Vorteil ist, daß der Takt in Form von Flußquanten über das Schieberegister geführt wird, die auf dem Chip erzeugt werden können. Ein RSFQ-Schieberegister kann bei einer geringen Registerlänge von wenigen bit die Information mit bis zu 60 GHz verschieben. Bei langen Schieberegistern ist die Geschwindigkeit in etwa gleich groß wie beim Flux-Shuttle, da die Taktimpulse über die Flußquantenleitung des RSFQ-Schieberegisters langsamer laufen als die Taktimpulse auf den Mikrostreifenleitungen des Flux-Shuttles. Die bezogene Fläche des RSFQ-Schieberegisters beträgt $F' = 1200$.

Das Flux-Shuttle Schieberegister benötigt drei hochfrequente Takte, die extern erzeugt werden. Die Taktleitungen müssen jeweils mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden. Da die Taktleitungen über alle Schieberegisterzellen geführt werden, treten ansonst nur die dynamischen Umschaltverluste von 9 nW/bit/GHz in Erscheinung. Die bezogene Fläche einer Flux-Shuttle Schieberegisterzelle beträgt $F' = 1620$. Sie kann aber, wie im Layout Bild 4.1.4 zu sehen, noch verkleinert werden.

In Bild 4.1.10 sind einige Grenzwerte der abführbaren Verlustleistungsdichte in Helium eingezeichnet.

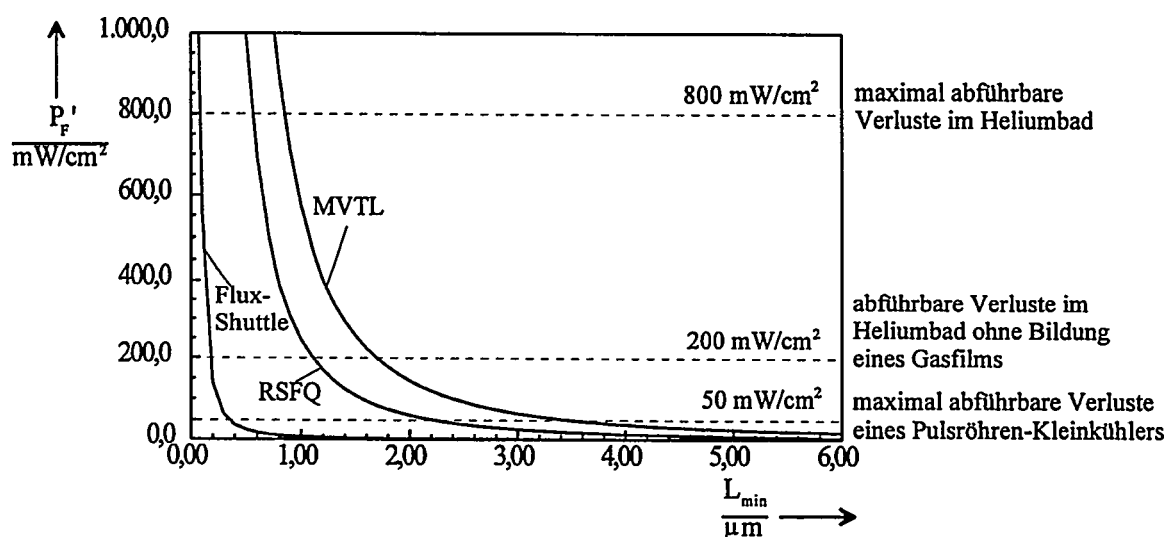


Bild 4.1.10 Verlustleistungsdichte P_F' in Abhängigkeit von der minimalen Linienbreite L_{\min}

Bei 800 mW/cm^2 bildet sich durch starke Blasenbildung ein Film über dem Chip, so daß die Übertemperatur unzulässig ansteigt. Bei 200 mW/cm^2 ist die Blasenbildung sehr gering, und die Verluste können problemlos abgeführt werden. Die abführbare Wärmemenge eines zweistufigen Pulsröhren-Kleinkühlers wurde zu 50 mW/cm^2 angenommen [4.1-15,16]. Anhand von Bild 4.1.10 kann der Miniaturisierungsgrad der verschiedenen Schieberegistertypen abgelesen werden. Setzt man eine maximal abführbare Verlustleistungsdichte von $P_F' = 200 \text{ mW/cm}^2$ voraus, so ist die minimale Linienbreite beim MVTL-Schieberegister auf $L_{\min} = 1,7 \mu\text{m}$, beim RSFQ-Schieberegister auf $L_{\min} = 1,1 \mu\text{m}$ und beim Flux-Shuttle Schieberegister auf $L_{\min} = 0,17 \mu\text{m}$ begrenzt.

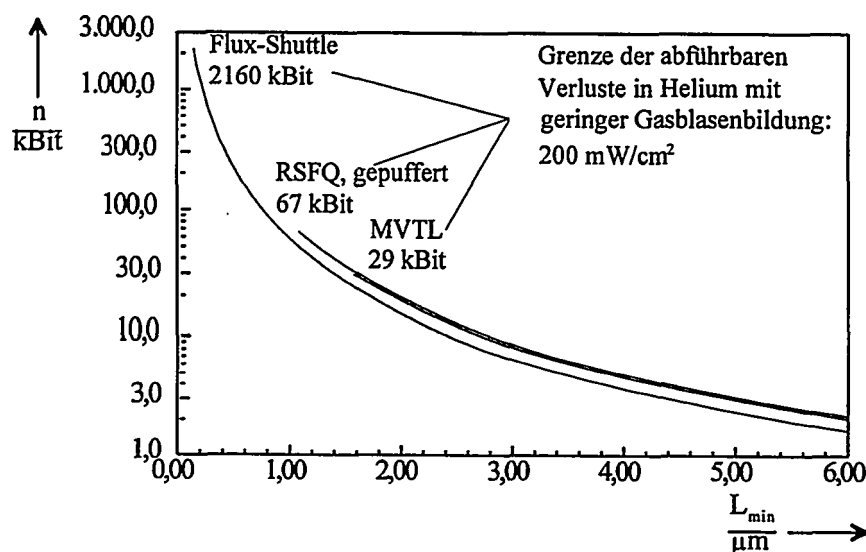


Bild 4.1.11 Maximale Zahl der Schieberegisterzellen als Funktion der minimalen Linienbreite für 200 mW/cm^2 .

Die Anzahl der Schieberegisterzellen auf einem Chip der Fläche $A = 1 \text{ cm}^2$ als Funktion der minimalen Linienbreite ist in Bild 4.1.11 skizziert. Bei einer maximalen Verlustleistungsdichte von $P_F' = 200 \text{ mW/cm}^2$ könnten mit dem MVTL-Schieberegister $n_{\text{MVTL}} = 29 \text{ kbit}$, mit dem RSFQ-Schieberegister $n_{\text{RSFQ}} = 67 \text{ kbit}$ und mit dem Flux-Shuttle Schieberegister $n_{\text{Flux-Shuttle}} = 2160 \text{ kbit}$ auf einem Chip untergebracht werden.

4.1.2 Auslegung und Herstellung eines 9 bit Ringschieberegisters und Pseudo-Zufallsimpulsgenerators

Wird die Information vom Ausgang eines Schieberegisters auf den Eingang rückgekoppelt, so entsteht ein Ringschieberegister. Die Daten werden innerhalb eines geschlossenen Rings verschoben, so daß sich das am Ausgang liegende Impulsschema zyklisch wiederholt. Die zeitliche Folge der Impulse innerhalb eines Zyklus wird durch die Daten in den Zellen festgelegt, mit denen das Schieberegister vor Beginn der Schiebeoperation initialisiert wurde. Wird die Information an mehreren Schieberegister-Zellen gelesen und über ein Exklusiv-Oder Gatter an den Eingang rückgekoppelt, so entsteht ein Pseudo-Zufallsimpuls-Generator [4.1-17]. Der Pseudo-Zufallszahlen-Generator kann als Rauschnormal eingesetzt werden. Da die Impulsfolge bekannt ist, läßt sich das entsprechende Rauschspektrum berechnen. Um ein Rauschnormal für weißes Rauschen mit hoher Bandbreite zu erhalten, ist ein Schieberegister mit großer Registerlänge und hoher Taktfrequenz nötig. Flußquantenschieberegister eignen

sich aufgrund ihrer hohen Betriebsfrequenz gut zum Aufbau eines Rauschnormal mit einem ausreichend großen Ausgangssignal.

- Schematische Darstellung des Pseudo-Zufallszahlen-Generators und Ringschieberegisters

Der Pseudo-Zufallszahlen-Generator kann leicht als Ringschieberegister eingesetzt werden, wenn eine der beiden Rückkopplungen deaktiviert wird. Das Blockschaltbild eines so entstehenden 9 bit Schieberegisters mit programmierbarer Rückkopplung [4.1-18] ist in Bild 4.1.12 skizziert.

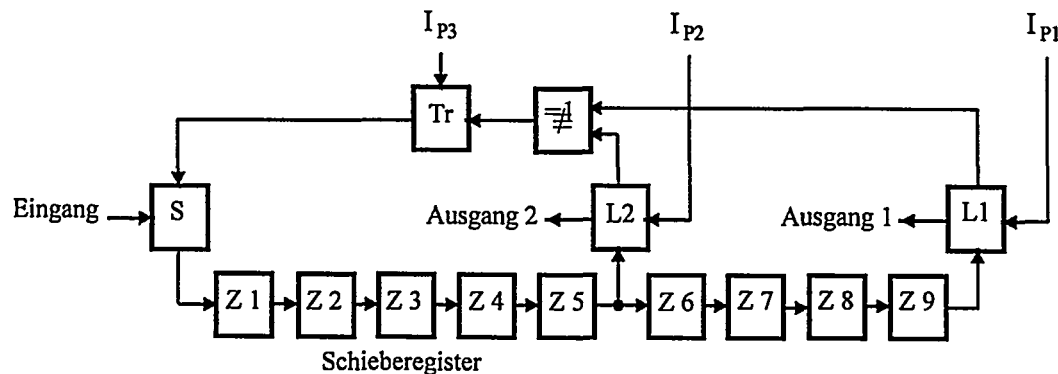


Bild 4.1.12 Blockschaltbild eines 9 bit Schieberegisters mit programmierbarer Rückkopplung.

Die Information wird an der 5. und letzten, d. h. 9. Zelle (Z5 und Z9) abgegriffen, über ein Exklusiv-Oder Gatter (\neq) verknüpft und eine Treiberschaltung (Tr) an den Eingang (S) des Schieberegisters gelegt. Die Verwendung eines Treibers hängt von der Art des gewählten Exklusiv-Oder Gatters ab. Über einen zusätzlichen Eingang können Daten von außen in das Schieberegister geschoben werden, um z. B. den Anfangszustand des Schieberegisters zu definieren.

Für die Rückkopplung wurde eine MVTL-kompatible Spannungslogik gewählt, da durch die Entwicklung eines neuartigen Exklusiv-Oder Gatters der Schaltungsaufwand erheblich geringer ist als mit RSFQ. Der Ausgangspegel des Exklusiv-Oder Gatters reicht allerdings nicht aus, um den Eingang des Schieberegisters anzusteuern. Daher muß das Ausgangssignal des Exklusiv-Oder Gatters mit Hilfe eines Treibers (Tr) verstärkt werden. Eine Veränderung von außen durch Programmieren der Rückkopplung wird besonders einfach, wenn an das Schieberegister zwei widerstandsgekoppelte Leseschaltungen angeschlossen werden. Diese können mit einem einfachen Gleichstrom ein- oder ausgeschaltet werden. Die Ausgangsinformation kann, je nach Betriebsart, an den beiden Leseschaltungen abgegriffen werden.

Das Schieberegister kann über die Eingänge I_{P1} , I_{P2} und I_{P3} für die jeweilige Funktion programmiert werden. Durch die Entwicklung eines neuartigen, MVTL-kompatiblen Exklusiv-Oder Gatters liegen die Verluste in der gleichen Größenordnung wie bei einer RSFQ-Ausführung. Zum Programmieren werden keine zusätzlichen Bauelemente benötigt. Die verschiedenen Funktionen des programmierbaren 9 bit Schieberegisters sind in Tabelle 4.1.5 dargestellt.

I_{P1}	I_{P2}	I_{P3}	
0	0	X	5 bit and 9 bit Schieberegister.
X	0	0	5 bit Ring-Schieberegister
0	X	0	9 bit Ring-Schieberegister
0	0	0	9 bit Pseudo-Zufallszahlen-Generator, Periode 511 Taktzyklen

Tabelle 4.1.5 Funktionen des 9 bit Schieberegisters mit programmierbarer Rückkopplung in Abhängigkeit von den Programmierströmen I_{P1} , I_{P2} und I_{P3} .

0: $I_P = 0$.

X: Ausreichend hoher Gleichstrom mit negativem Vorzeichen liegt an.

- Exklusiv-Oder und Treiber

Wie schon erwähnt, ist es von Vorteil, wenn das exklusiv-Oder Gatter mit einer möglichst einfachen Schaltung realisiert werden kann. Das Schaltbild des Exklusiv-Oder Gatters ist zusammen mit der Treiberschaltung in Bild 4.1.13 skizziert.

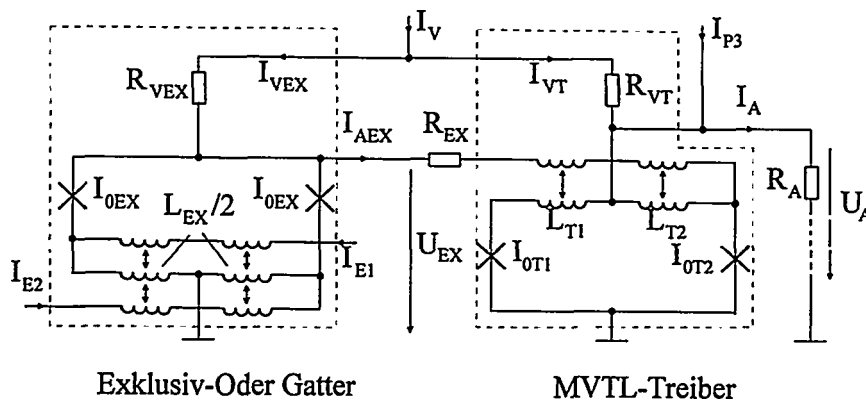


Bild 4.1.13 Exklusiv-Oder Gatter und MVTL-Treiber für die Rückkopplungsschleife.

Das Exklusiv-Oder Gatter besteht aus einem symmetrischen DC-SQUID. Die maximalen Josephson-Ströme beider Kontakte sind gleich groß und die Einspeisung des Versorgungstromes I_{VEX} in die SQUID-Induktivität ist symmetrisch. I_{VEX} wird wie in der MVTL-Technik getaktet. Die beiden Eingänge I_{E1} und I_{E2} sind mit den Ausgängen der Leseschaltungen L1 und L2 verknüpft. Die Eingangsströme I_{E1} und I_{E2} werden sowohl magnetisch als auch galvanisch mit dem Gatter gekoppelt.

Betrachtet man z. B. den Eingang I_{E1} , so teilt sich der in das SQUID eingespeiste Strom in zwei nahezu gleich große Teile auf. Der eine Teil fließt direkt über die rechte Teilinduktivität mit dem Wert $L_{EX}/2$, der andere Teil über die beiden Josephson-Kontakte und die linke Teilinduktivität mit gleichem Wert $L_{EX}/2$ nach Masse ab. Die magnetische Kopplung des Eingangsstroms ist so orientiert, daß sich der induzierte Ringstrom mit dem galvanisch eingespeisten Eingangsstrom in den Josephson-Kontakten addiert. Dadurch ist ein geringerer

Eingangspiegel notwendig und man erhält große Toleranzen. Der Eingangsstrom I_{E2} wird in gleicher Weise magnetisch und galvanisch an das SQUID gelegt. I_{E1} und I_{E2} erzeugen im SQUID entgegengesetzte Magnetfelder.

Bei $I_{E1} = I_{E2} = 0$ wird der maximale Josephson-Strom keines der Kontakte überschritten und das SQUID bleibt im spannungslosen Zustand. Ist $I_{E1} = I_{E2} = 1$, so kompensieren sich beide Signale im SQUID, und es bleibt gleichermaßen im spannungslosen Zustand. Liegt ausschließlich an einem der beiden Eingänge I_{E1} und I_{E2} ein Eingangsstrom, so schaltet das SQUID in den quasistationären Spannungszustand.

- Simulationen des Ringschieberegisters und des Pseudo-Zufallszahlen-Generators

Das 9 bit Schieberegister wurde in allen programmierbaren Betriebsarten simuliert. Die Simulationsergebnisse der beiden wichtigsten Funktionen sind in Bild 4.1.14 dargestellt. Bild 4.1.14a zeigt das ringförmige Schieben der Information "110100000" im 9 bit Ringschieberegister. Die Programmierströme wurden entsprechend Tabelle 4.1.5 zu $I_{P1} = I_{P3} = 0$ und $I_{P2} = -0,2$ mA eingestellt. Die ansteigenden Flanken der Taktimpulse von I_{C3} liegen an den mit den Pfeilen markierten Zeitpunkten. Synchron zu I_{C3} werden die Leseschaltungen, das Exklusiv-Oder Gatter und der Treiber getaktet. Man kann erkennen, daß sich die Ausgangsinformation mit einer Periode von 9 Taktimpulsen wiederholt.

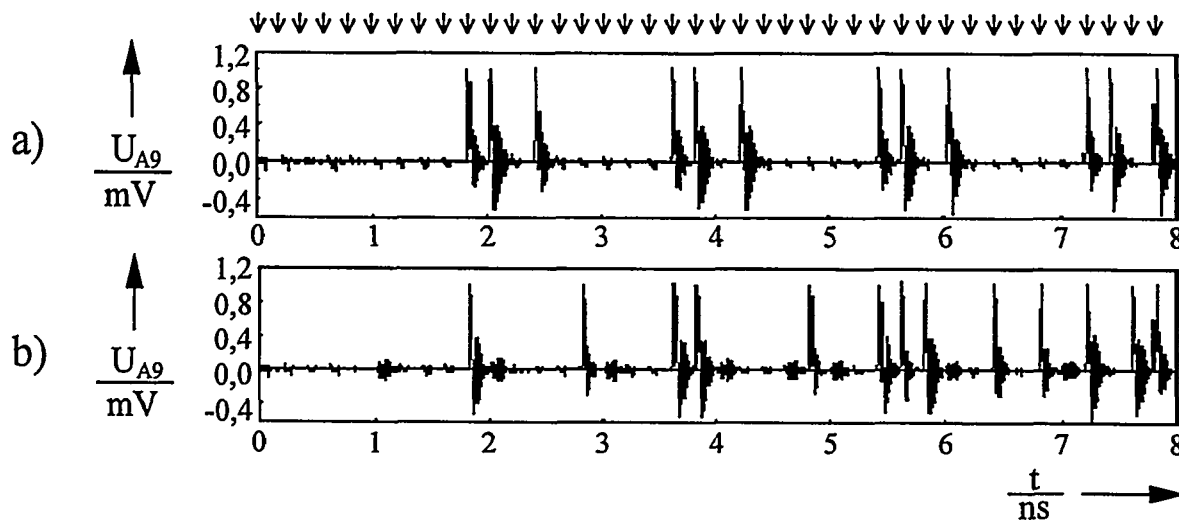


Bild 4.1.14 Simulation des Schieberegisters mit programmierbarer Rückkopplung. Die Pfeile zeigen den Zeitpunkt der ansteigenden Flanke des Taktimpulses I_{C3} an, zu dem auch die Leseschaltungen und das Exklusiv-Oder Gatter mit Treiber getriggert werden.

- a) 9 bit Ringschieberegister mit angelegtem Programmierstrom I_{E2} und $I_{E1} = I_{E3} = 0$. Die Information "110100000" wird kreisförmig verschoben und alle neun Taktzyklen periodisch ausgegeben .
- b) 9 bit Pseudo-Zufallszahlen-Generator mit $I_{E1} = I_{E2} = I_{E3} = 0$. Die einer Zufallsfolge ähnliche Impulsfolge mit einer Periode von 511 Taktzyklen liegt am Ausgang des Schieberegisters.

In Bild 4.1.14b ist das rückgekoppelte Schieberegister als Pseudo-Zufallszahlen-Generator programmiert. Es zeigt das Simulationsergebnis der ersten 40 Taktimpulse. Während des ersten Taktimpulses wurde über den Eingang in die erste Schieberegisterzelle eine "1" geschrieben, da am Anfang in mindestens einer Schieberegisterzelle eine "1" stehen muß.

Mit der in [4.1-19] beschriebenen 4-bit RSFQ-Schaltung konnte eine maximale Betriebsfrequenz von etwa 5 GHz gemessen werden. In [4.1-20] wird eine maximale Taktfrequenz von 50 GHz als erreichbar angegeben.

Ein anderer Pseudo-Zufallszahlen-Generator, bei dem Schieberegister und Rückkopplung mit MVTL-Gattern aufgebaut wurden [4.1-21], konnte bis zu einer maximalen Betriebsfrequenz von 2,2 GHz getestet werden. Seine gesamte Verlustleistung beträgt $P_V = 0,9 \text{ mW}$. Die Verluste des neu entwickelten, programmierbaren Schieberegisters sind mit $P_V = 70 \text{ } \mu\text{W}$ um eine Größenordnung geringer. Die Verlustleistung einer vergleichbaren RSFQ-Schaltung kann anhand der Literaturwerte abgeschätzt werden. Sie dürfte etwa bei $P_V = 30 \text{ } \mu\text{W}$ liegen.

Nachteile einer RSFQ-Ausführung sind die geringe Ausgangsspannung von $U_L = 0,2 \text{ mV}$ und die geringen Toleranzen des verwendeten Exklusiv-Oder Gatters von $\Delta = \pm 10 \text{ } \%$. Die Ausgangsspannung kann durch einen RSFQ / DC - Wandler auf maximal 0,3 mV erhöht werden. Der Pseudo-Zufallsimpuls-Generator aus 66 MVTL-Gattern mit einer Ausgangsspannung von $U_L = 2 \text{ mV}$ führt auf Toleranzen von $\Delta_q = \pm 43 \text{ } \%$.

Die Toleranzen von $\Delta = \pm 25 \text{ } \%$ des neu entwickelten, programmierbaren Schieberegisters werden durch die Leseschaltung bestimmt. Der Schaltungsaufbau ist wegen des neuartigen Exklusiv-Oder Gatters in der Rückkopplung bei hohen Toleranzen sehr einfach. Die Ausgangsspannung beträgt $U_A = 1,2 \text{ mV}$. Die Verlustleistung bleibt auch bei einer größeren Anzahl von Schieberegisterzellen im Flux-Shuttle, z. B. $n = 127 \text{ bit}$, konstant bei $P_V = 70 \text{ } \mu\text{W}$. Die Verluste einer vergleichbaren RSFQ-Schaltung hängen von der Auslegung ab. Zusätzliche Verluste entstehen etwa in Flußquantenleitungen, die das Schieberegister und die logischen Gatter miteinander verbinden. Die Verlustleistung einer RSFQ-Schaltung mit 127 bit kann zu $P_V > 130 \text{ } \mu\text{W}$ abgeschätzt werden.

- Auslegung des 9 bit Ringschieberegistes und Pseudo-Zufallszahlen-Generators

Das 9 bit Schieberegister wurde in der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie nach Tabelle 4.1.3 realisiert. Das Layout ist in der Fotografie Bild 4.1.15 zu sehen.

Die Einspeisung der Taktströme in das Schieberegister erfolgt bei der Leseschaltung. Das Schieberegister wird mit drei Rechtskurven und einer Linkskurve über das Chip geführt. Die Linkskurve liegt an der fünften Schieberegisterzelle, an der die erste Leseschaltung angeschlossen ist. Die zweite Leseschaltung liegt an der neunten Zelle, am Ende des Schieberegisters. Die drei Taktleitungen werden mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen. Die Vorwiderstände zur Anpassung an die 50 Ω Eingangskabel sind nicht eingezeichnet. Der Ausgang beider Leseschaltungen wird auf das Exklusiv-Oder Gatter geführt, das im Zentrum der Schaltung liegt, um die Leitungsverzögerungen möglichst klein zu halten. So können auch die Leitungen zum Treiber und zur Schreibschaltung des Schieberegisters kurz gehalten werden. Über einen Stromteiler wird die getaktete Versorgung auf die Ströme I_L und I_V der

Leseschaltungen, des Exklusiv-Oder Gatters und des Treibers aufgeteilt. Über den Eingangsstrom I_E kann das Schieberegister initialisiert werden. Mit I_{P1} , I_{P2} und I_{P3} kann, entsprechend Tabelle 4.1.5, die Rückkopplungsschleife programmiert werden und die Ausgangsspannung U_{A1} bzw. U_{A2} abgegriffen werden.

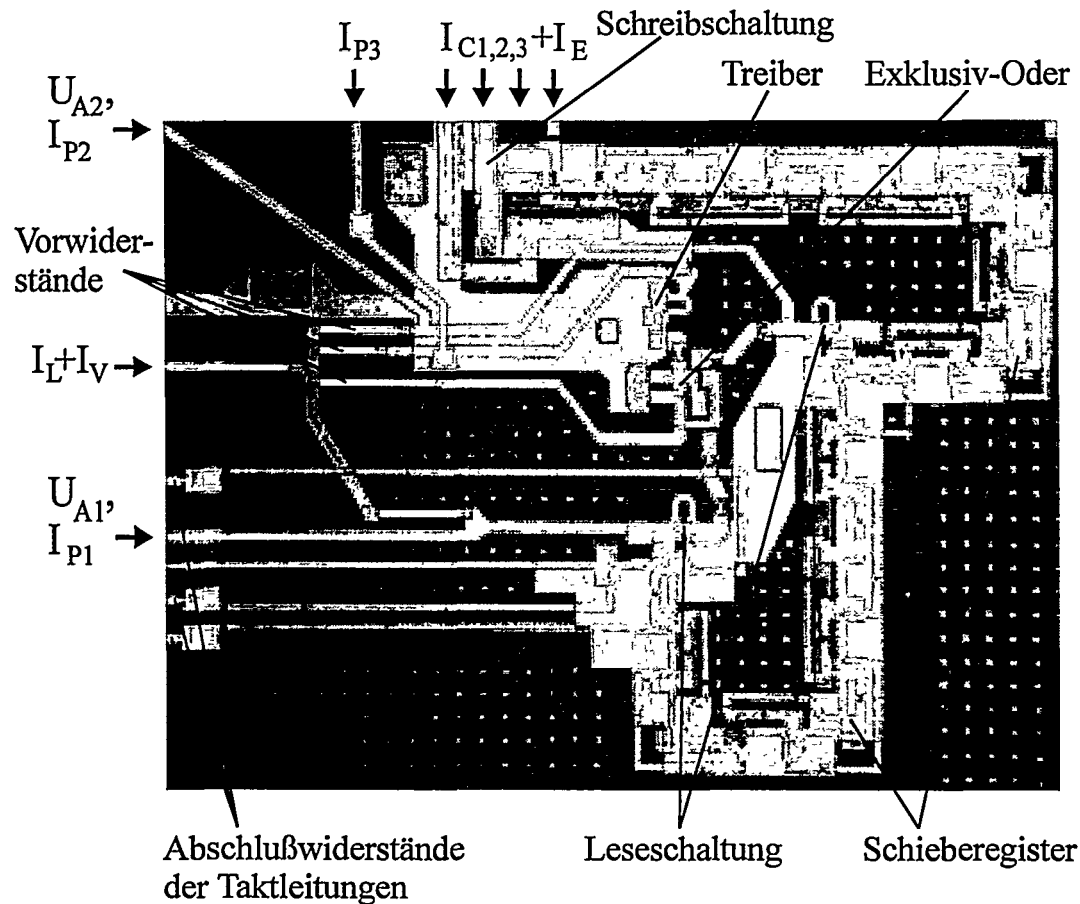


Bild 4.1.15 Fotografie des realisierten 9 bit Schieberegisters mit programmierbarer Rückkopplung.

- Literatur

- [4.1-1] T.A. Fulton, R.C. Dynes, R.W. Anderson, "The flux-shuttle - A Josephson junction shift register employing single flux quanta", Proc. IEEE, Vol. 61, No. 1, Jan. 1973, pp. 28-35.
- [4.1-2] T.A. Fulton, L.N. Dunkleberger, "Experimental flux-shuttle", Appl. Phys. Lett., Vol. 22, No. 5, March 1973, pp. 232-233.
- [4.1-3] K.K. Likharev, "Dynamics of some single flux quantum devices II: inhomogenous flux shuttle", IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-13, No. 1, Jan. 1977, pp. 245-247
- [4.1-4] Albrecht, Kessel, "Fast SQUID Pseudorandom Generators", Superconduct. Quant. Electr., V. Kose (Ed.), Springer 1989.

- [4.1-5] W. Jutzi, E. Crocoll, R. Herwig, H. Kratz, M. Neuhaus, H. Sadorf, J. Wunsch, "Experimental SFQ Interferometer Shift Register Prototype with Josephson-Junctions", IEEE Electr. Dev. Lett., Vol. EDL-4, No. 3, pp. 49-50, March 1983.
- [4.1-6] R. Lochschmied, W. Jutzi, "A low power shift register", ISEC 1993, pp. 94-95.
- [4.1-7] R. Dolata, "Laser-Reflexionsmessungen zur Optimierung technologischer Prozesse bei der Herstellung integrierter Supraleiterschaltungen", Dissertation, Universität Karlsruhe 1994, VDI Fortschrittsberichte, Reihe 8, Nr. 439, VDI-Verlag.
- [4.1-8] N. Fujimaki, S. Kotani, T. Imamura, S. Hasuo, "Josephson modified variable threshold logic gates for use in ultra-high-speed LSI", IEEE Trans. Electr. Dev., Vol. 36, No. 2, pp. 433-466, Feb. 1989.
- [4.1-9] N. Fujimaki, T. Imamura, S. Hasuo, "Josephson 8-bit shift register", IEEE J. Sol. State Circ., Vol. SC-22, No. 5, pp. 886-891, Oct. 1987.
- [4.1-10] K.K. Likharev, V.K. Semenov, "RSFQ logic / memory family: A new Josephson-junction technology for sub-terahertz-clock-frequency digital systems", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 1, No. 1, pp. 3-28, March 1991.
- [4.1-11] O.A. Mukhanov, "Rapid single flux quantum (RSFQ) shift register family", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3, No. 1, pp. 2578-2581, March 1993.
- [4.1-12] O.A. Mukhanov, "RSFQ 1024-bit Shift Register for Acquisition Memory", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3, No. 4, pp. 3102-3113, Dec. 1993.
- [4.1-13] P. Yuh, O.A. Mukhanov, "Design and Testing of Rapid Single Flux Quantum Shift Registers with Magnetically Coupled Readout Gates", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 2, No. 4, pp. 214-221, Dec. 1992.
- [4.1-14] J.H. Kang, J.X. Przybysz, "Performance issues in single flux quantum shift registers", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3, No. 1, pp. 2752-2755, March 1993
- [4.1-15] C. Heiden, Kryotechnische Sitzung, Frühjahrstagung DPG 1996.
- [4.1-16] Y. Matsubara, J.L. Gao, "Novel configuration of three-stage pulse tube refrigerator for temperatures below 4 K", Cryogenics, Vol. 34, No. 4, pp. 259-262, 1994.
- [4.1-17] Albrecht, Kessel, "Fast SQUID Pseudorandom Generators", Supercond. Quant. Electr., V. Kose (Ed.), Springer 1989.
- [4.1-18] R. Lochschmied, W. Jutzi, "A 9 Bit Low Power Shift Register with Programmable Feedback at 4.2 K", EUCAS 1995, Inst. Phys. Conf. Ser., No. 148, pp 1729-1732.
- [4.1-19] J. Kang, A.H. Worsham, J.X. Przybysz, "4.6 GHz SFQ Shift Register and SFQ Pseudorandom Bit Sequence Generator", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 5, No. 2, pp. 2827-2830, Jun. 1995.

- [4.1-20] A. Yu. Kidiyarova-Sevchenko, D. Yu. Zinoviev, "RSFQ Pseudo Random Generator and Its Possible Applications", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 5, No. 2, pp. 2820-2822, Jun. 1995.
- [4.1-21] N. Fujimaki, T. Imamura, S. Hasuo, "Josephson Pseudorandom Bit-Sequence Generator", IEEE J. Sol. State Circ., Vol. 23, No. 3, pp. 852-858, Jun. 1988.

4.2 Simulation von RSFQ-Schaltungen

4.2.1 Digitale Zähler bis 60 GHz

Rapid Single Flux Quantum (RSFQ) Schaltkreise [4.2.-1] sind sehr vielversprechend, wenn es um extrem schnelle Datenverarbeitung bei gleichzeitig niedriger Verlustleistung geht. Frequenzteiler als Demonstratoren für Schaltungen mit einer Eingangsfrequenz von bis zu 300 GHz wurden in der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie mit einer Stromdichte der Josephson-Kontakte von 1 kA/cm² hergestellt und durch Messung der Gleichspannungs-Komponente der Ein- und Ausgangsspannung charakterisiert [4.2.-2,3,6]. Abgesehen von der Frequenzteiler-Eigenschaft ist es sehr schwierig, die digitale Funktion einer Schaltung bei diesen extrem hohen Frequenzen und niedrigen Ausgangsspannungen zu verifizieren.

Daher wurde anhand von Simulationen mit einem modifizierten SPICE Netzwerkanalyse-Programm [4.2-4] der digitale Bereich einer RSFQ-Schaltung bei sehr hohen Frequenzen untersucht. Dabei wurde das RSFQ-Toggle-Flipflop ausgewählt, um grundsätzliche Eigenschaften darzustellen.

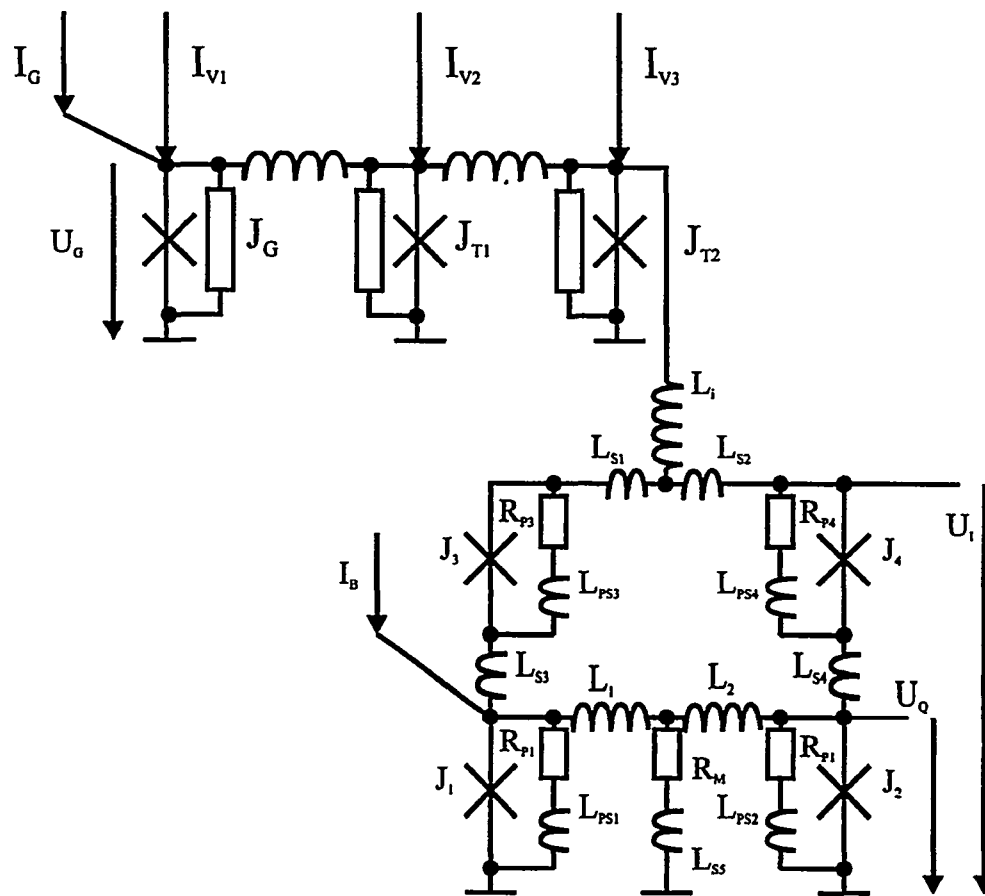


Bild 4.2.1 Schaltbild eines RSFQ T-Flipflops mit einer Josephson Transmission Line und einem Pulsgenerator. Die Schaltungsparameter haben folgende Daten für Satz A: $L_1 \approx L_2 = 2,4$ pH, $L_i = 2,5$ pH, $I_1 \approx I_2 = 0,40$ mA, $I_3 \approx I_4 = 0,30$ mA, $R_M = R_{p1} = R_{p2} = 0,75$ Ω , $R_{p3} = R_{p4} = 1,2$ Ω , $L_{S1} = L_{S2} = 0,19$ pH, $L_{S3} = L_{S4} = 0,33$ pH, $L_{S5} = 1,3$ pH, $L_{PS1} = L_{PS2} = 0,8$ pH, $L_{PS3} = L_{PS4} = 1,2$ pH, $I_B = 0,41$ mA bzw. $0,43$ mA und für Satz B: $L_1 \approx L_2 = 2,2$ pH, $L_i = 2,5$ pH, $I_1 \approx I_2 = 0,40$ mA, $I_3 \approx I_4 = 0,18$ mA, $R_M = R_{p1} = R_{p2} = 0,75$ Ω , $R_{p3} = R_{p4} = 0,5$ Ω , $L_{S1} = L_{S2} = 0,19$ pH, $L_{S3} = L_{S4} = 0,33$ pH, $L_{S5} = 1,3$ pH, $L_{PS1} = L_{PS2} = 0,8$ pH, $L_{PS3} = L_{PS4} = 1,2$ pH, $I_B = 0,5$ mA.

Das simulierte Ersatzschaltbild besteht aus dem Flipflop, einem Oszillator und einer aktiven Josephson-Leitung in Bild 4.2.1. Vorausgesetzt wurden eine Stromdichte $j_{\max} = 1 \text{ kA/cm}^2$, eine Flächenkapazität $C_F = 6 \text{ fF/cm}^2$, eine minimale Linienbreite $L_{\min} = 6 \text{ }\mu\text{m}$ und ein McCumber Dämpfungsfaktor von $\beta = 2\pi \Phi_0^{-1} R^2 \cdot C \cdot I_0 \approx 1$. Φ_0 ist ein Flußquant und R der effektive Dämpfungswiderstand der Kontakte mit $R = R_j \cdot R_p (R_j + R_p)^{-1}$; dabei ist R_p der Dämpfungswiderstand und $R_j \gg R_p$ der Subgap-Widerstand der Josephson-Kontakte.

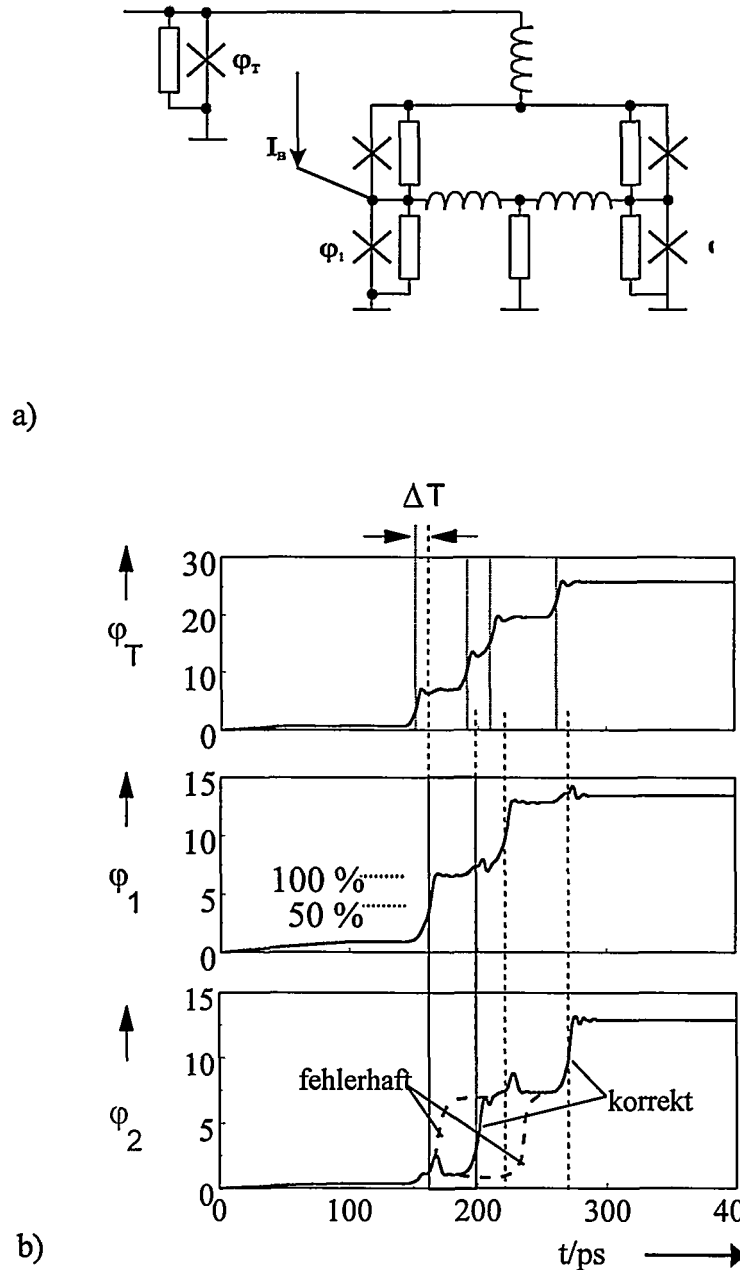


Bild 4.2.2 Digitales Entscheidungsmerkmal auf Grund der Phasenübergänge der Josephson-Kontakte. a) vereinfachtes Ersatzschaltbild, b) skizzierte Phasenübergänge

Außer den Streuparametern (markiert mit dem Index „s“ in Bild 4.2.1) wurden die Induktivitäten, Widerstände, kritischen Ströme der Josephson-Kontakte und die Eingangsströme optimiert für eine Taktfrequenz von 40 GHz. Das Optimierungsprogramm ändert jeweils nur einen Parameter in einem Simulationsdurchlauf, während alle anderen Parameter konstant auf einem Satz von Nominalwerten gehalten werden. Wenn der Toleranzbereich eines Parameters berechnet ist, wird der nächste Parameter variiert und die

anderen werden konstant gehalten. Anhand der Toleranzbereiche aller Parameter wird dann der nächste Satz von Nominalwerten bestimmt.

Nach diesem Verfahren und unter der Annahme konstanter Verhältnisse der Josephson-Ströme $I_1 / I_2 / I_3 / I_4$ durch die Parallelschaltung von Einheitskontakten erhält man für den Parametersatz A in der Unterschrift von Bild 4.2.1 den Toleranzbereich $\Delta_1 > \pm 15 \%$. Etwas größere Toleranzen von $\Delta_1 > \pm 25 \%$ gewinnt man für Parametersatz B, wenn die Verhältnisse der Josephson-Ströme nicht durch Einheitskontakte festgelegt sind [4.2-5]. Sollten sich die Parameter von Satz B gleichzeitig ändern, so wären bei einer Taktfrequenz von 40 GHz die globalen Toleranzen $\Delta_n \geq \pm 15 \%$.

- Kriterium für eine digitale Funktion

Um die Eigenschaften des RSFQ-T-Flipflops zu untersuchen, wird entweder eine Spannung oder ein Strom am Kontakt J_G des Pulsgenerators angelegt. Die Eingangstaktfrequenz f_i der so erzeugten Impulsfolge ist mit der Gleichspannungs-Komponente \bar{U} am Kontakt J_G über die Josephson-Beziehung verknüpft: $f_i = \bar{U} / \Phi_0$.

Das Toggle-Flipflop soll die Eingangsfrequenz f_i exakt durch Zwei teilen, also muß die Gleichspannungs-Komponente am Ausgang \bar{U}_Q auch exakt die Hälfte der Spannung am Eingang \bar{U}_I sein. Obwohl der Mittelwert der Spannungen einfach gemessen werden kann, enthält er nicht genügend Information, wie sich dieser Mittelwert zusammensetzt. Zudem ist bei digitalen Schaltkreisen das Signal am Eingang nicht unbedingt periodisch. Auch das Einschalten von periodischen Signalen kann zu komplizierten Übergangsfunktionen in L-, C-, R-Netzwerken führen, bis der eingeschwungene Zustand erreicht ist. Deshalb muß die korrekte Funktion einer digitalen Schaltung für jedes einzelne Ereignis in einem vorgegebenen Zeitfenster überprüft werden.

Wie in Bild 4.2.2 dargestellt ist, werden die 50 % Punkte der 2π Phasenübergänge der Josephson-Kontakte benutzt, um den Schaltvorgang im richtigen Zeitfenster zu überprüfen. Das Zeitfenster wird dabei von der Taktfrequenz vorgegeben und beginnt beim 50 % - Punkt des Phasenübergangs des ersten Josephson-Kontakts der aktiven Leitung, wobei zusätzlich die Zeitverzögerung durch die Induktivität L_i berücksichtigt wird. Das Testprogramm mißt die Anzahl der Fehler E über der Zeit.

- Simulationsergebnisse

Die Spannung am Generator U_G (in Bild 4.2.1) wurde im Zeitraum zwischen 1 ns und 15 ns linear von 0 μV auf 500 μV erhöht, die Eingangsfrequenzen zwischen 0 und 242 GHz entsprechen. Die lineare Anstiegszeit von 14 ns war begrenzt durch den verfügbaren Computerspeicher und die CPU-Zeit. Die dynamischen Eigenschaften der RSFQ-Schaltung änderten sich nicht bei einer deutlich reduzierten Anstiegsflanke, z. B. mit der gleichen Anstiegszeit von 14 ns, aber einer Maximalspannung von 190 μV . Für den Parametersatz A ist der Strom I_2 im Kontakt am Ausgang des T-Flipflops über der Zeit in Bild 4.1-3a für einen Vorstrom $I_b = 0,43$ mA und in Bild 4b für $I_b = 0,41$ mA dargestellt.

Für niedrige Eingangsfrequenzen $f_i \ll 64$ GHz schaltet der Strom zwischen zwei quasi-statischen Werten hin und her, die sich ungefähr um $\Delta I \approx 200$ μA unterscheiden. Diese Werte werden erreicht nach einem Überschwingen (bedingt durch kapazitive und induktive

Reaktanzen) in der Größenordnung von ΔI . Selbst 36 ps nach dem ersten Überschwingen liegt die Amplitude noch bei 5 % von ΔI . Die Frequenz des Einschwingvorgangs liegt mit $f_{rs} = 210$ GHz ungefähr bei der doppelten Plasmafrequenz f_p . Bei höheren Frequenzen am Eingang f_I überlappen sich die Transienten der Umschaltvorgänge in Bild 4.1-3a und b und es kommt zu einem komplizierten, dynamischen Verhalten. Dies führt zeitweise zu Abweichungen vom korrekten Verhalten des Flipflops.

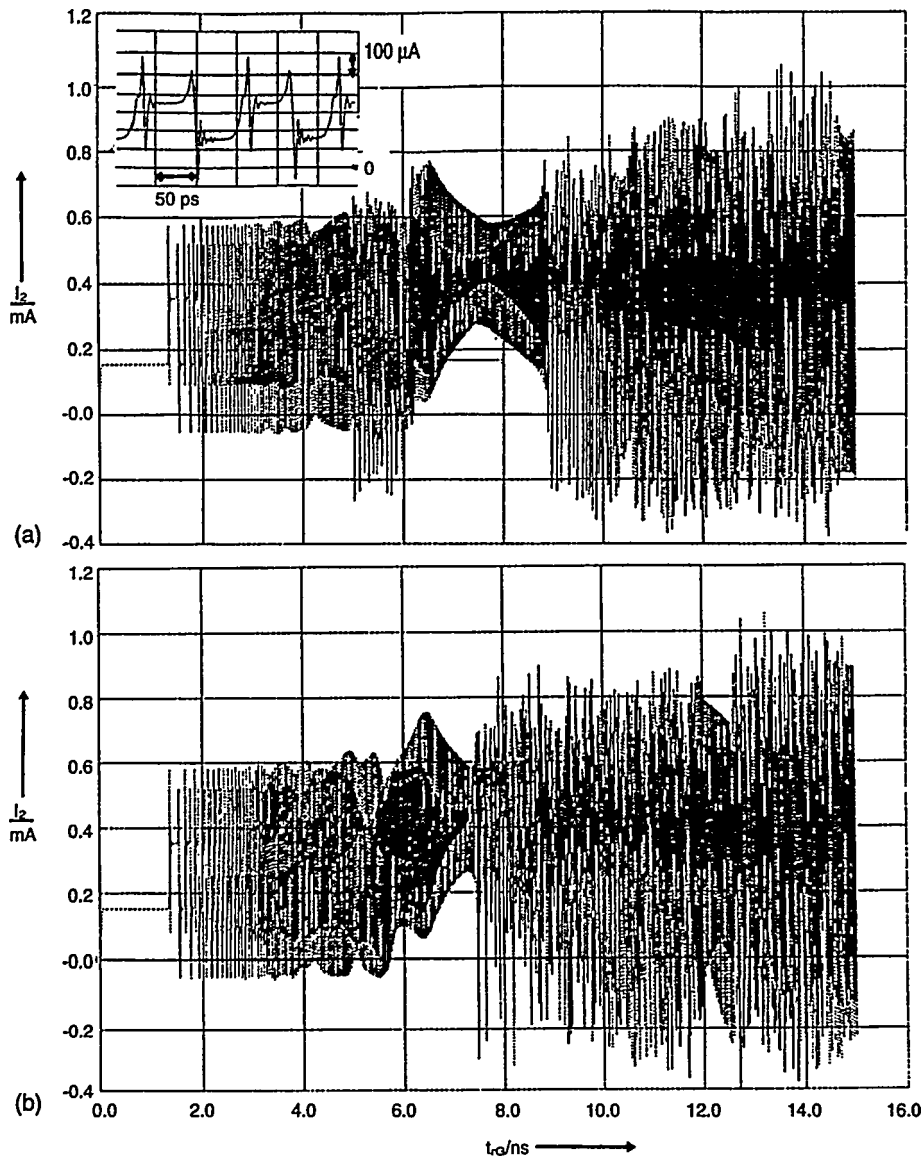


Bild 4.2.3 Strom im Josephson-Kontakt J_2 am Ausgang der Schaltung nach Bild 4.2.1 nach Parametersatz A über der Zeit t_{rG} , während der die Eingangsfrequenz f_I von 0 bis 242 GHz ansteigt. Bei niedrigen Frequenzen sind besonders im Einschub von Bild 4.2.3a) zwei quasistatische Strompegel zu erkennen. Bei höheren Frequenzen überlappen die Einschwingvorgänge.

a) $I_B = 0,43$ mA: große negative Stromspitzen sind im Bereich $5,2 < t_{rG} / \text{ns} < 6,2$ vorhanden, die den Eingangsfrequenzen $64 < f_I / \text{GHz} < 80$ mit $\overline{U_Q} > U_I / 2$ entsprechen.

b) $I_B = 0,41$ mA: keine negativen Stromspitzen mit $\overline{U_Q} = U_I / 2$ für $64 < f_I / \text{GHz} < 80$.

Im Bereich zwischen $64 \text{ GHz} < f_i < 80 \text{ GHz}$ treten in Bild 4.2.3a in unregelmäßigen Abständen negative Stromspitzen auf, die nach einer kleinen Änderung des Vorstroms I_B verschwinden. Die Mittelwerte der Spannung am Eingang des T-Flipflops $\bar{U}_I/2$ und am Ausgang \bar{U}_Q wurden mit einem Tiefpaß berechnet in Analogie zur üblichen Messung der Gleichspannungs-Komponente [4.2-2,3]. Der verwendete Tiefpaß hat eine Bandbreite von etwa 10 GHz und eine hohe Eingangsimpedanz. In Bild 4.2.4a ist die mittlere Eingangsspannung $\bar{U}_I/2$ und die mittlere Spannung am Ausgang \bar{U}_Q über der Zeit für eine Spannung am Generator von $0 \mu\text{V} < U_G < 500 \mu\text{V}$ aufgetragen.

- Digitaler Betrieb des Flipflops

Mehrere Bereiche sind in Bild 4.2.4a zu erkennen, in denen die Ausgangsspannung \bar{U}_Q mit $\bar{U}_I/2$ zusammenfällt. Im Bereich $64 \text{ GHz} < f_i < 80 \text{ GHz}$, der durch negative Stromspitzen nach Bild 4.2.3a auffiel, ist \bar{U}_Q größer als $\bar{U}_I/2$. Wählt man $I_B = 0,41 \text{ mA}$ (Bild 4.2.3b) verschwinden die Stromspitzen und die Bedingung $\bar{U}_Q = \bar{U}_I/2$ ist erfüllt. Bei einer Eingangsfrequenz $f_i = 218 \text{ GHz}$ gibt es zusätzlich einen Bereich, in dem $\bar{U}_Q < \bar{U}_I/2$ gilt. In Bild 4.2.4b sind die Fehler nach dem oben beschriebenen Kriterium aufgetragen; wie zu erwarten treten unterhalb von $f_i = 64 \text{ GHz}$ keine Fehler auf.

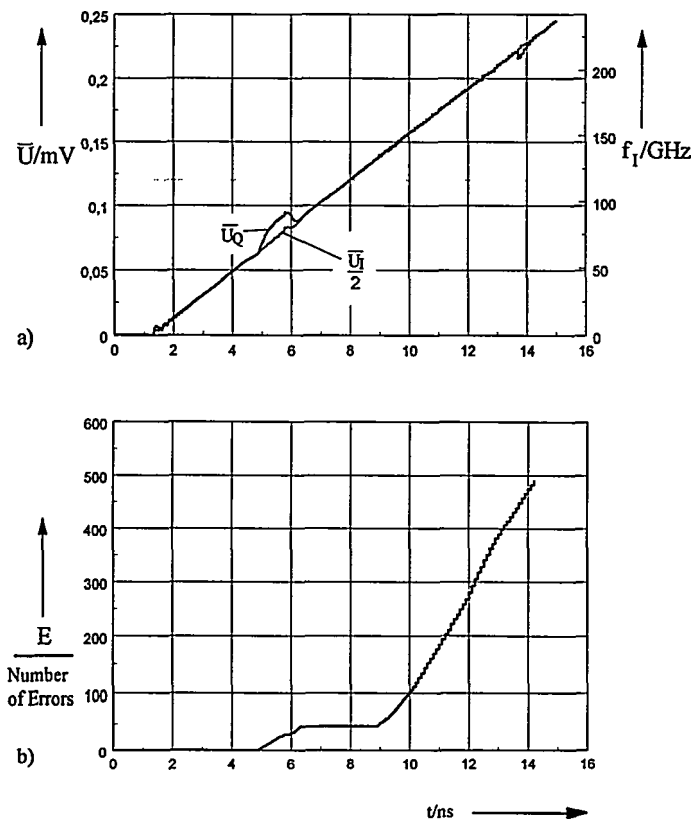
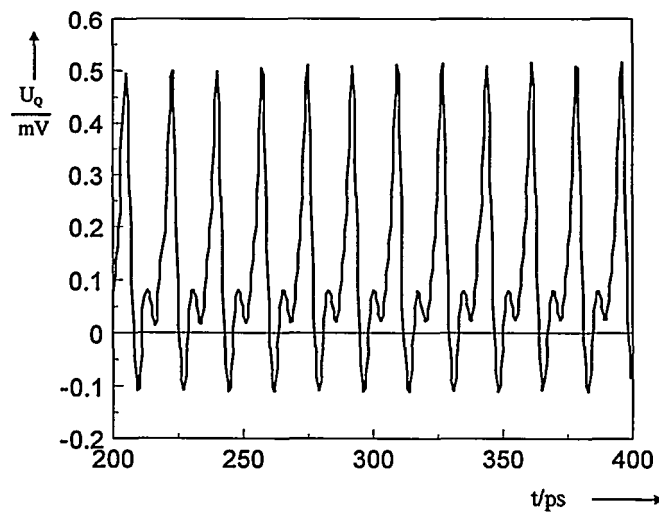


Bild 4.2.4 a) Mittelwerte der Eingangsspannung $\bar{U}_I/2$ und der Ausgangsspannung \bar{U}_Q über der Zeit. Die gemittelten Spannungen wurden unter der Annahme einer analogen Filtercharakteristik mit einer Tiefpaßbandbreite von etwa 10 GHz berechnet.
b) Anzahl der Fehler E entsprechend dem Kriterium nach Bild 4.2.2 für das Beispiel in Teil a) des Bildes.

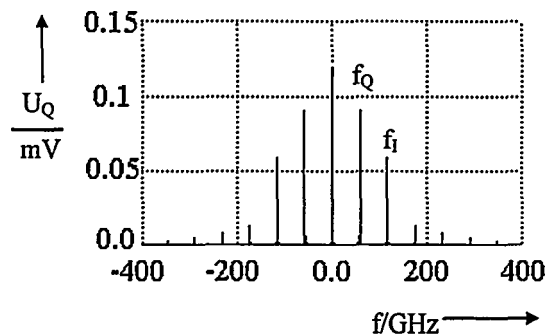
Der digitale Bereich einer Schaltung definiert sich aus der Forderung, daß die Anzahl der Fehler E für alle Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz gleich Null sein muß ($E = 0$). Entsprechend ergibt sich für das gewählte Beispiel mit dem Vorstrom von $I_B = 0,43 \text{ mA}$ ein digitaler Bereich von 0 bis ungefähr 70 GHz. Bei einem Vorstrom von $I_B = 0,41 \text{ mA}$ ergibt sich eine maximale digitale Grenzfrequenz von etwa $f_D = 90 \text{ GHz}$. Ohne die Streuinduktivitäten (markiert mit „s“ in Bild 4.2.1) erhält man schließlich $f_D = 103 \text{ GHz}$.

- Frequenzteiler - Modus

Mit Streuinduktivitäten und $I_B = 0,43 \text{ mA}$ nach Parametersatz A bleibt in Bild 4.1.3b von 86 GHz bis 134 GHz die Anzahl der Fehler konstant. Das periodische Eingangssignal wird korrekt durch Zwei geteilt. Die Ausgangsspannung \bar{U}_Q ist exakt gleich $\bar{U}_I/2$, unabhängig von der Genauigkeit einer Messung der Gleichspannungs-Komponenten [4.2.5]. Im Zeitbereich ohne Bildung von Mittelwerten ergibt sich für eine Eingangsfrequenz von $f_I = 116 \text{ GHz}$ nach dem Einschwingvorgang eine regelmäßige Folge von Impulsen am Ausgang mit konstanter Amplitude U_Q , wie in Bild 4.2.5a zu sehen ist. Das entsprechende Spektrum in Bild 4.2.5b zeigt keine Frequenzanteile unterhalb von $f_I/2$. Für bestimmte Anwendungen läßt sich das T-Flipflop in diesem Frequenzbereich bis $f_T = 134 \text{ GHz}$ als Frequenzteiler einsetzen. Interessant ist auch, daß die Grenzfrequenz f_T für $I_B = 0,43 \text{ mA}$ über der digitalen Grenzfrequenz ohne Streuinduktivitäten liegt.



a)

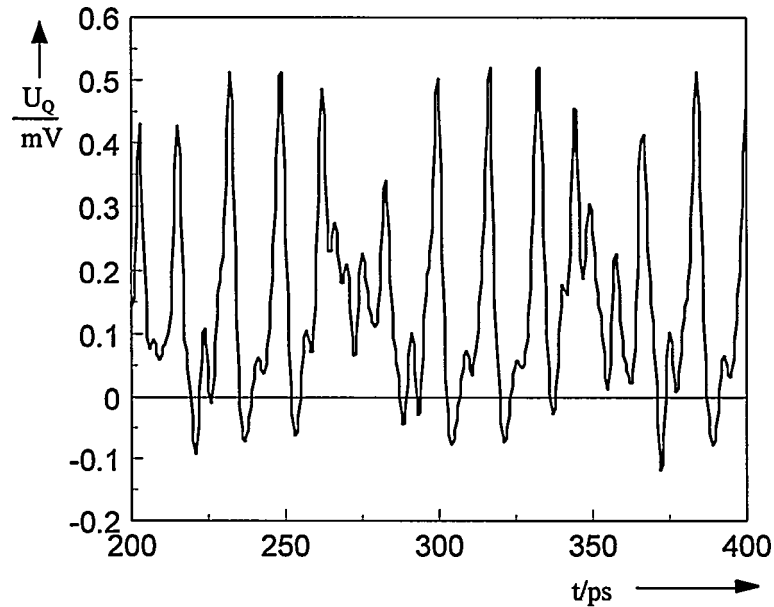


b)

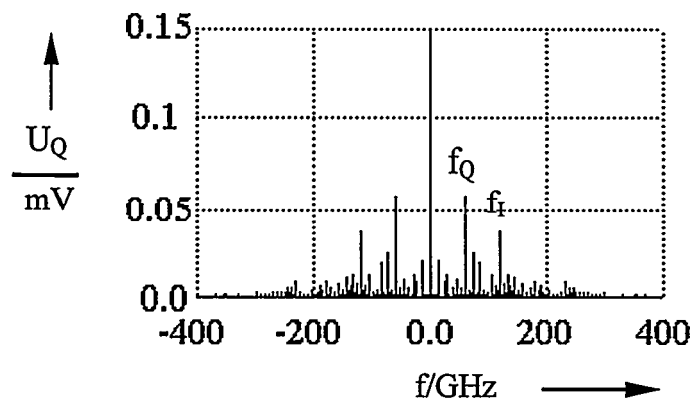
Bild 4.2.5 Frequenzteiler-Modus: a) Spannungsimpulse U_Q konstanter Amplitude über der Zeit für $f_I = 116 \text{ GHz}$, b) Das Frequenzspektrum von U_Q in a) hat seine Linien zwischen 0 und f_Q .

- Spannungsteiler - Modus

Für Frequenzen $f_I > 134$ GHz steigt in Bild 4.2.4 die Anzahl der Fehler an, obwohl die gemittelte Ausgangsspannung ungefähr gleich der mittleren halben Eingangsspannung ist: $\bar{U}_Q \approx \bar{U}_I/2$. Für $f_I = 142$ GHz variiert im Zeitbereich (Bild 4.2.6) die Amplitude U_Q der Impulse am Ausgang des Flipflops in etwa periodisch. Über einen Zeitraum von etwa 100 ps ändert sich das Maximum der Impulse und auch deren zeitlicher Abstand. Entsprechend enthält das Frequenzspektrum in Bild 4.1.6b Anteile für $f < f_I/2$.



a)



b)

Bild 4.2.6 Spannungsteiler-Modus: a) Spannungsimpulse U_Q am Ausgang über der Zeit für $f_I = 143$ GHz. Das mittlere Spannungsverhältnis ist $U_I/U_Q = 2$.
b) Frequenzspektrum von U_Q in a).

- Näherungsformeln zur Bestimmung des digitalen Arbeitsbereichs

Das RSFQ T-Flipflop kann im Frequenzteiler- und im Spannungsteiler-Modus sowohl ober- als auch unterhalb der charakteristischen Frequenz $f_c = I_1 \cdot R_{p1} / \Phi_0 = 145 \text{ GHz}$ betrieben werden. Die Plasmafrequenz der Josephson-Kontakte liegt mit $f_p = \sqrt{j_{\max} / 2\pi\Phi_0 C_F} = 113 \text{ GHz}$, $j_{\max} = 1 \text{ kA/cm}^2$ und $C_F = 6 \text{ fF/cm}^2$ in der gleichen Größenordnung. Beide Frequenzen f_c und f_p eignen sich nur für eine sehr grobe Abschätzung der digitalen Grenzfrequenz f_D .

Für einen digitalen Betrieb ist es notwendig, daß das T-Flipflop im Ruhezustand ist und nicht von alleine (ohne Eingangsimpulse) schwingt. Der Vorstrom I_B muß damit unterhalb eines Schwellwerts I_{Bth} liegen.

Liegt I_B oberhalb von I_{Bth} , so kann das Flipflop wie ein gekoppelter Schwingkreis von einer periodischen Folge von Flußquanten am Eingang synchronisiert werden, zumindest in einem bestimmten Frequenzbereich und nach einem Einschwingvorgang, so daß auch dann Eingangs- und Ausgangsfrequenz ein Verhältnis von 2:1 haben können.

Besonders nachhaltig ist der Einfluß von Streuinduktivitäten auf Resonanzen mit

$$f_{rs} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(L_{s2} + L_{s4}) \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} = 209 \text{ GHz} ,$$

wobei $L_{s2} = L_{s1}$ und $L_{s3} = L_{s4}$ nach Bild 4.2.1 eingesetzt sind.

Ohne die Streuinduktivitäten wird der Einschwingvorgang dominiert durch die Plasmafrequenz. Entsprechend verschiebt sich die Grenzfrequenz für den digitalen Betrieb des Flipflops zu $f_D = 103 \text{ GHz}$ für $I_B = 0,43 \text{ mA}$.

Die Simulationen zeigen, daß nahe eines Grenzwerts schon kleine Änderungen der Parameter ausreichen, um Fehlfunktionen auszulösen (z. B. $I_B = 0,41 \text{ mA} \Rightarrow I_B = 0,43 \text{ mA}$). Zur Überprüfung dieser Fehler muß allerdings die Antwort auf eine hinreichend große Zahl von Impulsen simuliert werden, um einen eingeschwungenen Zustand zu erreichen.

Mit abnehmender Kapazität der Josephson-Kontakte nimmt die Plasma-, die Resonanz- und die digitale Grenzfrequenz zu. Für $C_F \rightarrow 0$ begrenzt die endliche Strom-Transferzeit t_t vom linken in den rechten unteren Kontakt die digitale Grenzfrequenz f_D .

Der Strom-Transfer muß weitgehend abgeschlossen sein, bevor der nächste Impuls ankommt, damit der richtige Kontakt schaltet. Der Vorstrom I_B wurde dabei auf dem Wert für große Toleranzen bei 40 GHz gehalten. Die entsprechende Grenzfrequenz ist $f_{Dt} \approx 1/t_t$.

Simulationen mit anderen Parameterwerten für den Vorstrom I_B , die Flächenkapazität C_F und die Induktivitäten L_1 und L_2 zeigten, daß die digitale Grenzfrequenz f_D stark und in bestimmten Bereichen nichtlinear von diesen Werten abhängt. Nahe $C_F = 5 \text{ fF/cm}^2$ reicht schon eine leichte Verringerung der Flächenkapazität C_F oder des Vorstroms I_B aus, um die digitale Grenzfrequenz f_D auf ungefähr 120 GHz anzuheben. Wählt man einen anderen Parametersatz als oben angegeben, ergeben sich höhere Maximalfrequenzen als $f_D = 64 \text{ GHz}$. Dieser Parametersatz hat jedoch die interessante Eigenschaft, im Bereich von 86 GHz bis 134 GHz auf die Eingangsfrequenz zu synchronisieren und zeigt zudem ein korrektes

Verhältnis von Eingangs- und Ausgangsspannung $\bar{U}_O \approx \bar{U}_I/2$ bis zu einigen 100 GHz. Bei anderen RSFQ-Schaltungen wird ein ähnliches, dynamisches Verhalten vermutet.

- Zusammenfassung

Simulationen über eine große Anzahl von Perioden der Taktfrequenz zeigen, daß gemessene oder berechnete Verhältnisse der Mittelwerte von Eingangs- und Ausgangsspannungen (z. B. im Fall des T-Flipflops $\bar{U}_O = \bar{U}_I/2$) zwar ein notwendiges, aber nicht ein hinreichendes Kriterium für die korrekte digitale Funktion einer RSFQ-Schaltung sind. Für ein T-Flipflop mit den angegebenen Parametern ist die digitale Grenzfrequenz wesentlich niedriger als für "Frequenzteilung" oder für "Spannungsteilung". Die Kapazitäten der Josephson-Kontakte und Streuinduktivitäten können Resonanzen hervorrufen und damit die digitale Grenzfrequenz verringern. Ein Satz von Parametern, der für eine Eingangsfrequenz von 40 GHz optimiert wurde, führt zum Beispiel auf $f_D = 64$ GHz. Der digitale Bereich erhöht sich, wenn die Flächenkapazität C_F reduziert wird. Für $C_F \rightarrow 0$ wird die digitale Grenzfrequenz $f_D \approx 180$ GHz begrenzt durch die Zeit für den Strom-Transfer vom linken zum rechten unteren Kontakt bzw. umgekehrt. Als Schätzwert für die digitale Grenzfrequenz ist etwa die Hälfte der Plasmafrequenz anzusetzen.

4.2.2 2 bit-A/D-Wandler

- Schaltungsprinzip

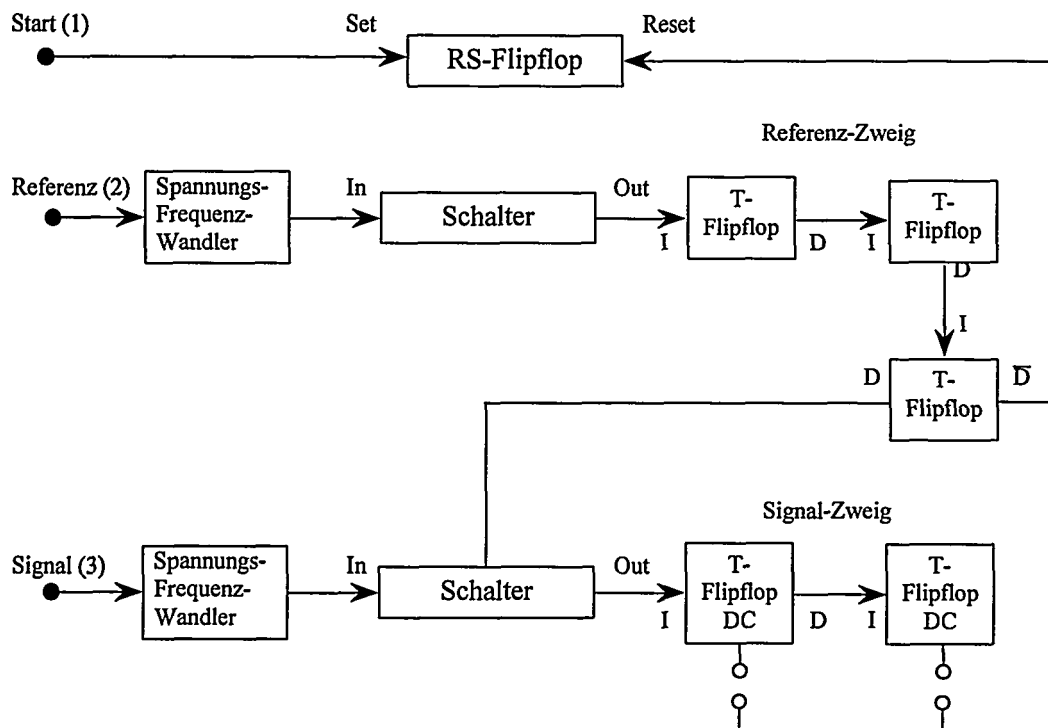


Bild 4.2.7 Blockschaltbild des zählenden A/D-Wandlers mit 2 bit. Das Ausgangssignal ergibt sich aus dem Vergleich einer Referenzspannung (2) mit der eigentlichen Signalspannung (3).

Das Blockschaltbild eines A/D-Wandlers für 2 bit ist in Bild 4.2.7 angegeben. Durch zusätzliche T-Flipflops im Referenz-Zweig und im Signal-Zweig läßt sich das Konzept relativ einfach erweitern. Beschränkt wird die maximale Auflösung durch das Rauschen im Spannungs-Frequenzwandler bei 4,2 K auf etwa 15 bit.

Das Funktionsprinzip des A/D-Wandlers ist ähnlich dem bekannten Dual-Slope-Verfahren, das leicht für niedrige Frequenzen mit integrierten Halbleiterschaltungen verwirklicht werden kann. Eine Referenz-Spannung, die über ein RC-Netzwerk an einen Josephson-Kontakt angelegt wird, erzeugt eine Folge von SFQ-Impulsen mit der Frequenz $f_{\text{ref}} = \bar{U}_{\text{ref}} / \Phi_0$. Durch das Start-Signal wird über einen DC/SFQ-Wandler ein RS-Flipflop gesetzt, das den Schalter für den Referenz-Zweig öffnet. Die SFQ-Impulse mit der Frequenz f_{ref} werden in 2^n T-Flipflops gezählt. Der Zählerstand bestimmt die Meßdauer, die innerhalb der SFQ-Impulse im ähnlich aufgebauten Signal-Zweig gezählt werden. Nach Ablauf der Meßdauer wird das RS-Flipflop zurückgesetzt und die Daten können ausgelesen werden.

Das RS-Flipflop soll in dieser Testversion nach Ablauf der Meßdauer eine hinreichend lange Pause für das Auslesen mit langsamer Halbleiterlogik schaffen. Diese Maßnahme erscheint sinnvoll in Anbetracht der sehr hohen internen Taktfrequenzen um 60 GHz. Es wäre auch möglich, einen Takt extern vorzugeben.

Vergleicht man dieses Konzept mit anderen für supraleitende A/D-Wandler [4.2-7,8,9,10], so ergeben sich Nachteile. Die maximale Abtastfrequenz des Signals nimmt mit der Anzahl der bits exponentiell ab, $f_{\text{Cmax}} = f_{\text{ref}} / 2^n$, für eine Referenz-Frequenz von 80 GHz und 4 bit Auflösung ergibt sich $f_{\text{Cmax}} = 5$ GHz. Außerdem wird während der Meßperiode über die Signalspannung integriert. Sie hat jedoch den Vorteil, daß sie durch den Vergleich eines Referenz-Zweigs mit einem Signal-Zweig relativ unempfindlich gegen äußere Störungen ist, wenn man annimmt, daß die Störung auf die ähnlich aufgebauten Schaltungsteile in gleicher Weise einwirkt.

Die lichtmikroskopische Aufnahme einer mit der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie des IEGI angefertigten Schaltung ist in Bild 4.2.8 zu sehen.

Mit T-Flipflops und Schieberegistern läßt sich ein Moving Average Filter aufbauen, das mit jedem Takt Daten liefert. Ersetzt man die einfache Integration in der Zählstufe durch ein solches Filter, ergibt sich ein A/D-Wandler, dessen maximale Abtastfrequenz bzw. Auflösung nur beschränkt ist durch das Rauschen der Sampler-Stufe am Eingang. Gegenüber A/D-Wandlern mit Halbleitern werden Ausführungen mit Supraleitern deutlich bessere Kenndaten erzielen, wenn digitale Dezimationsfilter für $\Sigma\Delta$ -Verfahren zur Verfügung stehen [4.2-8,10]

- Zusammenfassung

Ein zählender 2 bit A/D-Wandler wurde aus der am IEGI vorhandenen Makrozellen-Bibliothek zusammengestellt und für die Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie entworfen. Der A/D-Wandler ist eine Prüfschaltung, um Erfahrungen für künftige, höher integrierte Bauelemente der Nachrichtentechnik (Delta-Sigma A/D-Wandler, digitale Filter) zu sammeln. Das Konzept basiert auf der RSFQ-Logik bei Taktfrequenzen zwischen 50 GHz und 80 GHz.

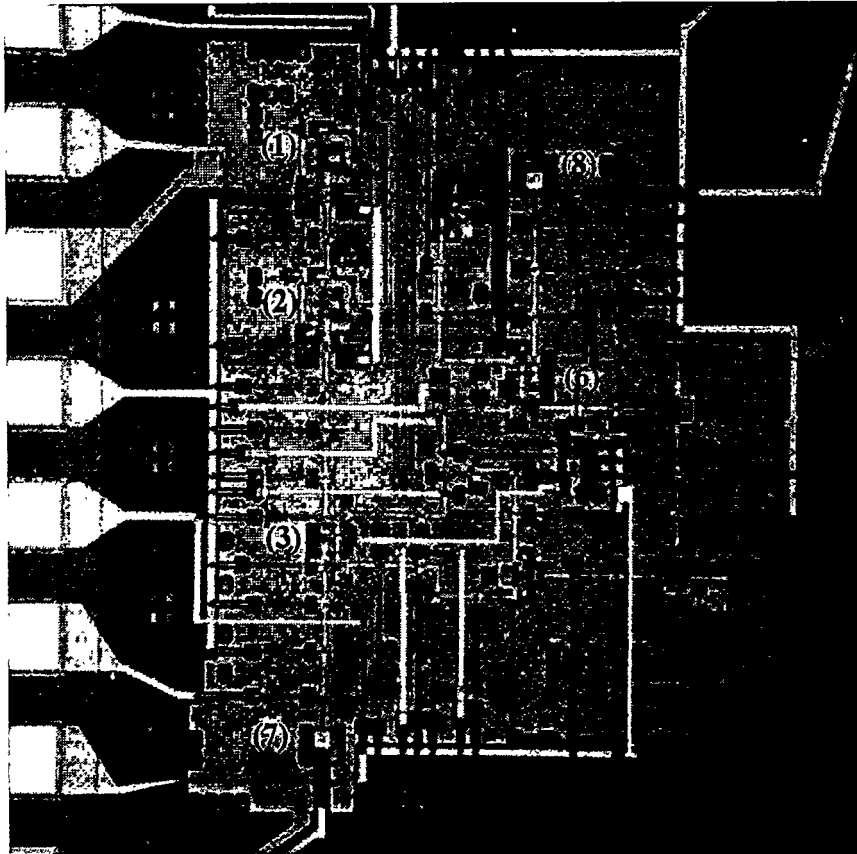


Bild 4.2.8 Mikroskopische Aufnahme des realisierten 2 bit A/D-Wandlers in der Nb-Technologie. (1,2) T-Flipflop mit SFQ/DC-Wandler im Signal-Zweig, (4,5) T-Flipflop im Referenz-Zweig, (3,6) Schalter, (7,8) Spannungs-Frequenz-Wandler.

- Literatur

- [4.2-1] K.K. Likharev und V.K. Semenov, "RSFQ Logic/Memory Family: A New Josephson Junction Technology for Sub-Terahertz-Clock-Frequency Digital Systems", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 1, No. 1, pp. 3, March 1991.
- [4.2-2] V.K. Kaplunenko et al., "Voltage Divider based on submicron slits in a high TC superconducting film and two bicrystal grain boundaries", to be published Appl. Phys. Lett. 1995.
- [4.2-3] M. Khabipov et al., "Experimental Investigation of RSFQ Logic Circuits Realized by a Nb/Al₂O₃-Al/Nb Technology Process", ISEC '95, Nagoya.
- [4.2-4] R. Lochschmied, private communication; R. Lochschmied and W. Jutzi, "A Low Power Shift Register", ISEC '93, Nagoya.
- [4.2-5] W. Benzing and W. Jutzi, "Operation modes of RSFQ Toggle Flipflops as digital counter stages or as frequency dividers modulo two", Abstracts of VIII trilateral German-Russian-Ukrainian seminar on High Temperature Superconductivity, Lviv, Ukraine, pp. 4-8, Sept. 6-9, 1995.
 „Digital Operation range of a RSFQ toggle flipflop“, Cryogenics, Vol. 37, No. 8, pp. 453-460, 1997.

- [4.2-6] C.A. Hamilton and F.L. Lloyd et al., "100 GHz Binary Counter Based on DC Squids", IEEE Electron Device Lett., Vol. EDL-3, No. 11, pp. 335-338, Nov. 1982.
- [4.2-7] V.K. Semenov, Y.A. Polyakov und D. Schneider, "Implementation of Oversampling Analog-to-Digital Converter Based on RSFQ Logic", Extended Abstracts of the ISEC'97, Vol. 1, pp. 41-43, June 1997.
- [4.2-8] James C. Candy and Temes ed., IEEE Press, ISBN 0-87942-285-8. "An anthology of classic sigma delta papers", 1992.
- [4.2-9] Paul Bradley, "A 6 bit Josephson Flash A/D Converter with GHz Input Bandwidth", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3, No. 1, pp. 2520, March 1993.
- [4.2-10] John X. Przybysz, "Josephson Sigma-Delta Modulator for High Dynamic Range A/D Conversion", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3, No. 1, pp. 2732, March 1993.

4.3 Messungen an integrierten Digitalschaltungen bei 4,2 K

4.3.1 Gleichspannungs-Messungen an mehrstufigen RSFQ-Zählern

Die Funktion einer Frequenzteilung um jeweils einen Faktor 2 wurde mit drei integrierten RSFQ-Toggle-Flipflops durch Gleichspannungs-Messungen überprüft. Am Eingang war nach Bild 4.3-1 ein Josephson-Oszillator angeordnet, der über eine Josephson-Leitung eine Impulsgabel speiste. Beide Zweige der Gabel arbeiteten über Josephson-Leitungen zum einen auf einen Meßpunkt und zum anderen auf einen Toggle-Flipflop. Am Ausgang des Toggle-Flipflops wurde über eine Josephson-Leitung eine weitere Gabel angeschlossen. Auf diese Weise konnte die Gleichspannung vor und nach jedem Flipflop praktisch rückwirkungsfrei abgegriffen werden.

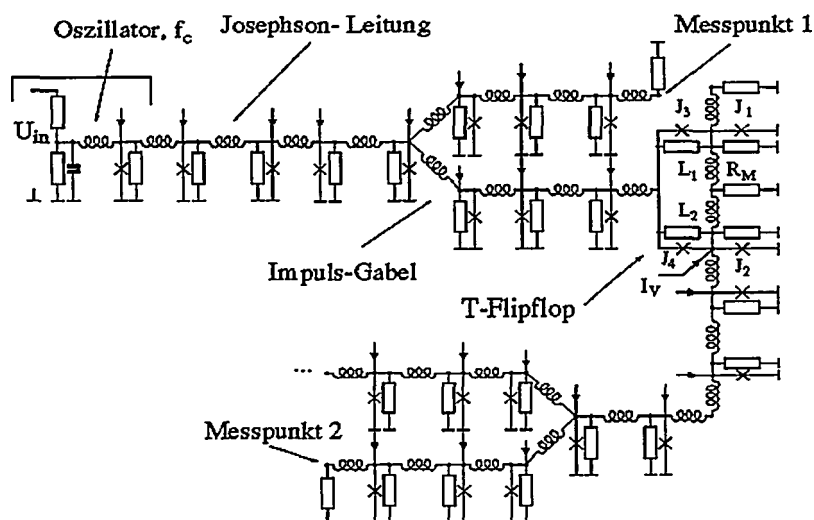


Bild 4.3.1 Ersatzschaltbild einer RSFQ-Zählstufe zur Messung der maximalen Taktfrequenz f_c eines T-Flipflops.

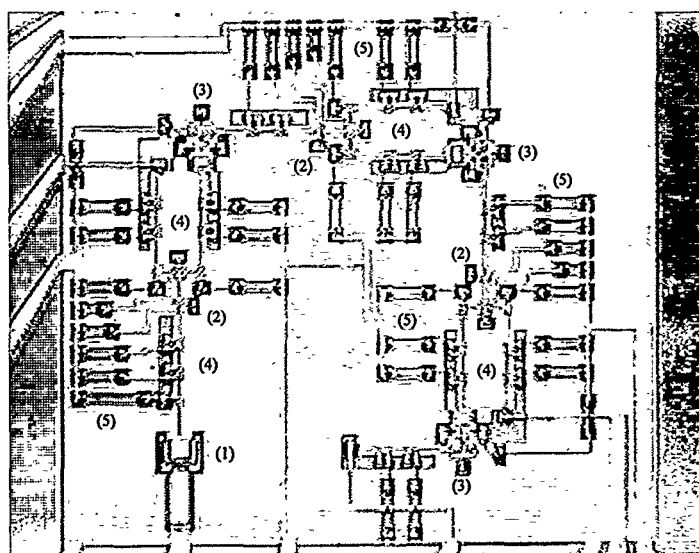


Bild 4.3.2 Mikroskopische Aufnahme einer realisierten RSFQ-Testschaltung mit 3 Zählstufen nach Bild 4.3.1. Sie enthält einen Oszillator zur Takterzeugung am Eingang (1), drei Impulsgabeln (2), drei T-Flipflops (3), zehn Josephson Leitungen (4) sowie 36 Widerstände zum Einstellen der Vorströme (5).

Die lichtmikroskopische Aufnahme einer realisierten RSFQ-Schaltung ist in Bild 4.3.2 zu sehen. Die Schaltung wurde am Institut für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik in der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie hergestellt. Wichtige Kennwerte dieser Technologie waren : minimale Linienbreite 5 µm, Stromdichte der Josephson-Kontakte 1 kA/cm² und ein Schichtwiderstand von 1 Ω.

Simulationen ergaben globale Toleranzen der Schaltung von $\Delta_n > \pm 15\%$. Wie schon angedeutet wird durch den Oszillator am Eingang die Spannung U_{in} nach der Josephson-Beziehung in eine Impulsfolge der Frequenz f_c umgewandelt. Die Spannung U_{in} wird am Meßpunkt 1 über eine Impulsgabel und Josephson-Leitung ausgekoppelt. Das T-Flipflop teilt die Frequenz auf $f_c/2$ herunter, so daß bei korrekter Funktion im Mittel am Meßpunkt 2 exakt die Spannung $U_{in}/2$ anliegen muß. Die Spannung U_{in} wurde dreiecksförmig angelegt. Im günstigsten Arbeitspunkt der ersten Stufe ergab sich am Meßpunkt 1 die in Bild 4.3.3 gezeigte erste Spur. Die maximale Frequenz beträgt dort 48 GHz. Am Meßpunkt 2 ergibt sich jeweils die Hälfte der Eingangsspannung. Man erkennt deutlich, daß am Meßpunkt 2 bei der vorliegenden Schaltung das Signal durch Rauschen verbreitert erscheint. Die Optimierung dieser Schaltungen für Gleichspannungs-Messungen wurde nicht weiterverfolgt, da Rechnersimulationen gezeigt haben, daß Messungen von Mittelwerten der Spannungen bei RSFQ-Logik nicht ausreichen, um eine bestimmte digitale Funktion nachzuweisen (siehe Abschnitt 4.2.1). Durch dynamische Effekte, besonders an der Grenze des zulässigen digitalen Bereichs, können Flußquanten-Impulse fehlen oder in zu großer Zahl auftreten. Aus diesem Grund wurde ein weiterer mehrstufiger Zähler in der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie ausgelegt und angefertigt, um eine bitweise Überprüfung kurzer Impulse am Ausgang bis zu möglichst hohen Taktfrequenzen zu ermöglichen.

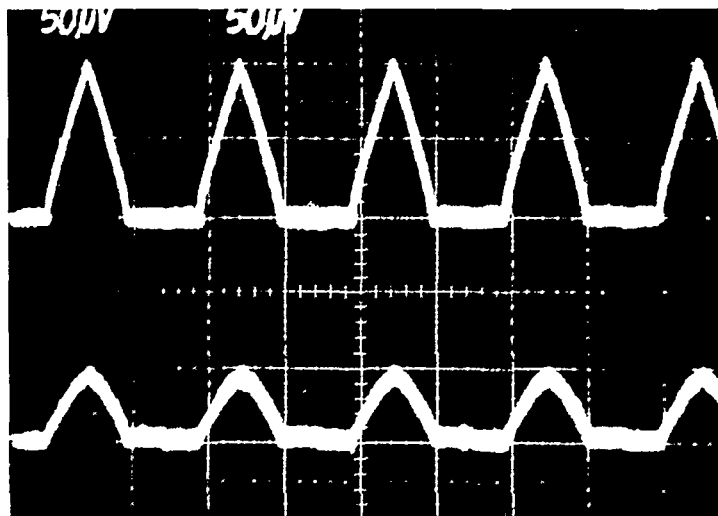


Bild 4.3.3
Verlauf der mittleren Spannung an den Meßpunkten nach Bild 4.3-1

a) Meßpunkt 1 für $f_{c \max} = 48$ GHz.

b) Meßpunkt 2 für $f_{c \max} = 48$ GHz.

4.3.2 Echtzeit-Frequenzmessung an einem vierstufigen RSFQ-Zähler mit Taktfrequenzen bis 2 GHz

Ein breitbandiger Probenhalter wurde aufgebaut mit koaxialen Leitungen, die von Zimmertemperatur ins Heliumbad und von dort über breitbandige, koplanare Leitungen auf eine Karte und schließlich ebenfalls über koplanare Leitungen von der Karte auf das Chip führen. Auf dem Chip wurde ein 50 Ω PdAu-Widerstand angeordnet, um die Eingangsleitung mit ihrem Wellenwiderstand reflexionsarm abzuschließen. Die mikroskopische Aufnahme der verwirklichten Schaltung sowie das Ersatzschaltbild sind in Bild 4.3.4 zu sehen [4.3-1]. Der Oszilla-

tor am Eingang ebenso wie die SFQ-/DC-Ausgänge an allen vier Toggle-Flipflops sind deutlich zu erkennen. Die einzelnen Flipflops sind durch entsprechende Josephson-Leitungen miteinander verbunden. Die Schaltung wurde mit Nb-Al₂O₃-Nb Josephson-Kontakten und PdAu-Widerständen auf einem Si-Wafer verwirklicht [4.3-2].

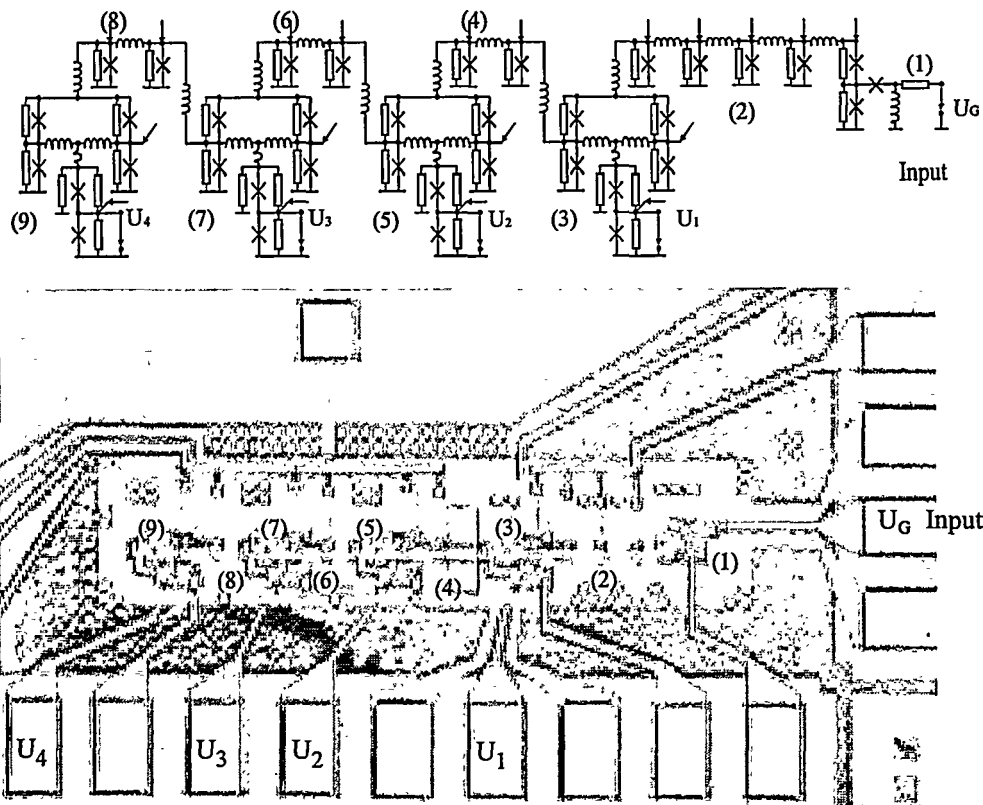


Bild 4.3.4 Zähler mit 4 RSFQ-Toggle-Flipflops, einem Triggerschaltkreis am Eingang U_G und SFQ/DC-Schaltungen an den Ausgängen jeder Stufe U_1 , U_2 , U_3 , U_4 : a) Ersatzschaltbild ohne Streuinduktivitäten mit dem Eingang auf der rechten Seite; b) Aufnahme des Chips ohne Bonddrähte.

Die Josephson-Stromdichte betrug 1 kA/cm^2 und die lithographische minimale Linienbreite $3,5 \text{ }\mu\text{m}$. Die Toleranzen der Schaltkreinseln, welche ein Toggle-Flipflop, eine Josephson-Leitung und einen Trigger-Schaltkreis umfaßte, wurden einschließlich ihrer Streuinduktivitäten optimiert. Der Schaltkreis auf einem $6 \times 6 \text{ mm}^2$ großen Chip besitzt eine angepaßte $50 \text{ }\Omega$, symmetrische koplanare Eingangsleitung (U_G) und eine symmetrische koplanare Ausgangsleitung (U_1). Die Ausgänge für niedrigere Frequenzen U_2 , U_3 und U_4 haben asymmetrische koplanare Leitungen mit nur zwei Streifen, um den Platz für die benötigten Anschlußbahnen mit Flächen von $200 \text{ }\mu\text{m} \times 300 \text{ }\mu\text{m}$ zu verkleinern. Das Chip ist eingefügt in eine genau bearbeitete Vertiefung der Karte, welche die koplanaren Zuleitungen nach Bild 4.3.5 trägt. Der Spalt zwischen Chip und Karte sollte so klein wie möglich sein, um kleine Reflexionsfaktoren an den Verbindungsdrähten zu erzielen. Fünf mit Ultraschall befestigte Aluminiumdrähte ($25 \text{ }\mu\text{m}$) bilden eine annähernd symmetrische koplanare Leitung zwischen Chip und Karte. Übergänge zwischen koplanarer Leitung und einem flexiblen Koaxialkabel sind auf der Karte untergebracht. SMA Koaxial-Stecker ermöglichen ein leichtes Auswechseln der Halterung. Der maximale Reflexionsfaktor auf dem Weg von Zimmertemperatur zu dem $50 \text{ }\Omega$ Eingangswiderstand auf dem Chip ist kleiner als 7 %.

Messungen bei niedrigen Frequenzen, z. B. um 0,5 MHz, sind nützlich, um günstige Vorströme einzustellen und um die erwarteten logischen Funktionen zu überprüfen. Eine periodische Folge von Impulsen im RZ-(Return-to-Zero)Mode mit einer Rate $r_1 = 0,5$ Mbit/s und einer Amplitude $U_G = 20$ mV ist in Bild 4.3.6 zu sehen.

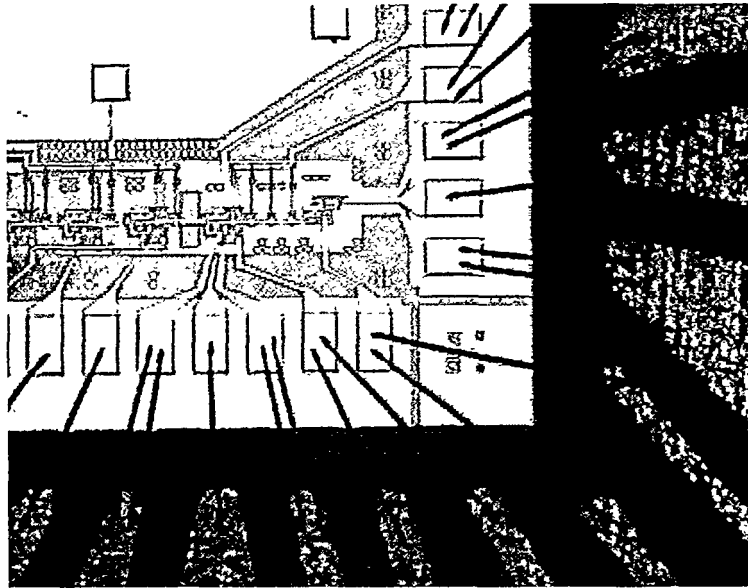


Bild 4.3.5 Mikroskopische Aufnahme des RSFQ-Zähler-Chips mit Aluminiumdrähten zwischen koplanaren Leitungen auf dem Chip und der Karte mit koplanaren Zuleitungen.

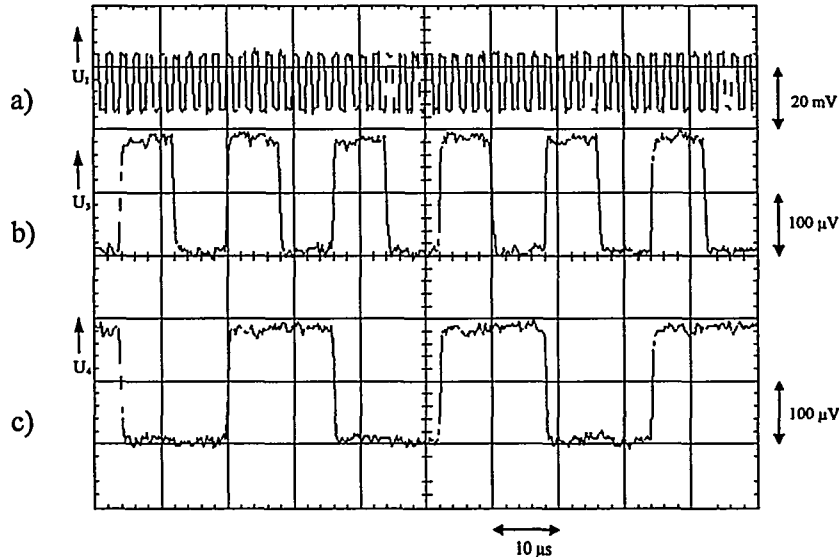


Bild 4.3.6 Echtzeit-Messung der Frequenzteilung mit einer Tiefpass-Bandbreite von 1 MHz:
a) Periodische Eingangsimpulse U_G (RZ) bei einer Eingangsfrequenz $f_1 = 0,5$ MHz
b) Ausgang U_3 , c) Ausgang U_4 .

Die Eingangsspannung auf dem Chip von $U_G = 20$ mV ist groß, weil Ströme von $400 \mu\text{A}$ über den Anpassungswiderstand von 50Ω eingepreßt werden müssen. Damit ist die größte Spannung auf dem Chip etwa $100 \times$ größer als die normale Ausgangsspannung von $200 \mu\text{V}$, so daß eine Kopplung zwischen Eingang und Ausgang zu lästigen Störungen führen kann. Die Ausgangsimpulsrate in Bild 4.3-6 ist wie erwartet $16 \times$ kleiner als die Eingangsrate. Bei

höheren Taktfrequenzen ist eine Kompensation der Störsignale an den Ausgängen der Schaltung notwendig. Das gestörte Signal U_1 wird auf den Eingang B eines Abtast-Oszillographen gelegt und das Störsignal am Ausgang eines Flipflops ohne Vorströme an den Ausgang A. Die im Abtast-Oszillographen gebildete Differenz A-B ist in Bild 4.3.7 zu sehen. Die obere Spur in Teilbild a) stellt das periodische Eingangssignal dar und die untere Spur U_3 das Ausgangssignal nach einer Frequenzteilung um den Faktor 2^3 . Der Ausgang der 4. Stufe konnte nicht gezeigt werden, da der verwendete Vorverstärker eine untere Grenzfrequenz von 100 MHz besaß. In Bild 4.3.7b ist die periodische Eingangsfrequenz $f_1 = 1,8$ GHz und die um 2^4 heruntergeteilte Ausgangsfrequenz $f_4 = 112,5$ MHz, also gerade oberhalb der Grenzfrequenz des Vorverstärkers. Die Eingangsspannung in Bild 4.3.7b ist wie bei den übrigen Beispielen 20 mV. Sie erscheint hier kleiner durch die endliche Auflösung des Plotters.

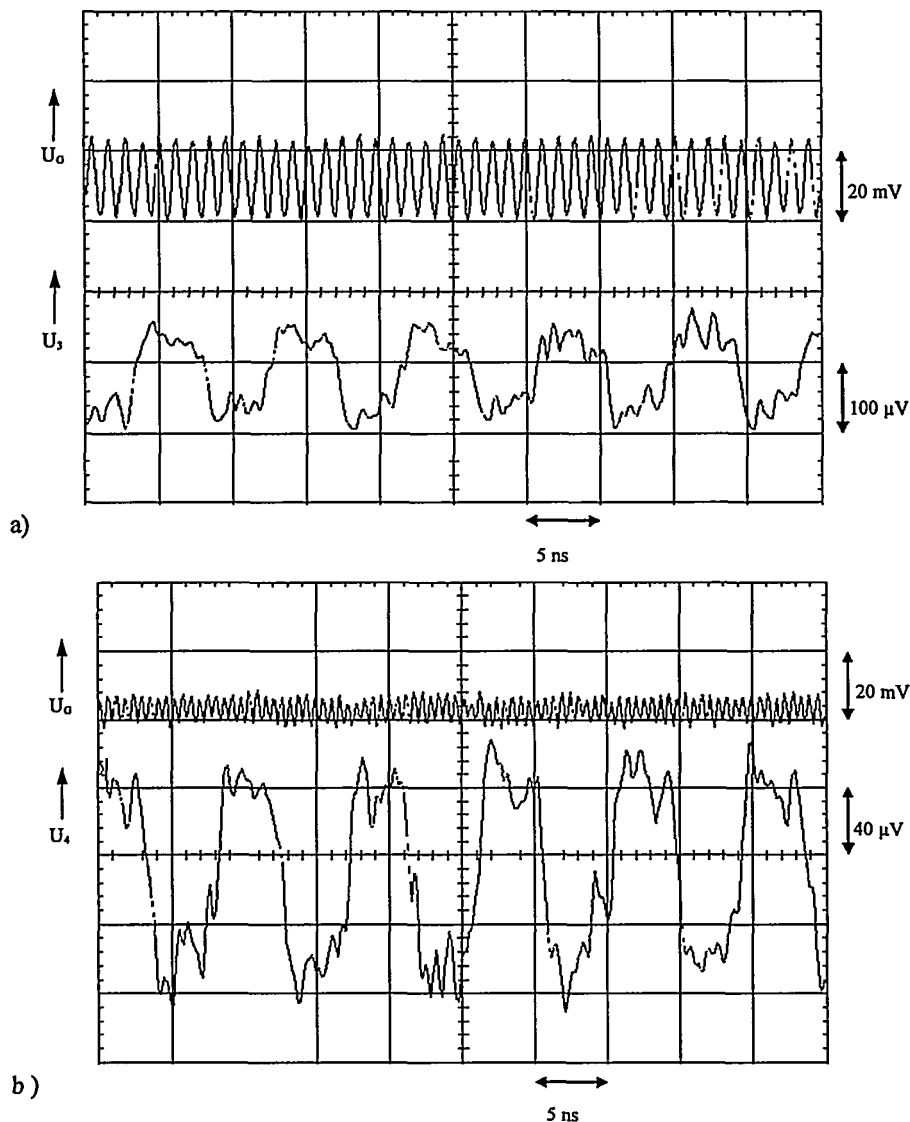


Bild 4.3.7 Messungen der Frequenzteilung ohne Mittelwertbildung an dem 4-stufigen Zähler nach Bild 4.3.5: a) Periodischer Eingang U_G (RZ) bei der Eingangsfrequenz $f_1 = 900$ MHz und Ausgang U_3 der 3. Stufe bei $f_3 = 112,5$ MHz, die etwas größer als die Grenzfrequenz des Vorverstärkers ist. b) Periodischer Eingang U_G bei der Frequenz $f_1 = 1,8$ GHz und Ausgang U_4 der 4. Stufe bei $f_4 = 112,5$ MHz.

Eine nicht periodische Folge von Nullen und Einsen der Eingangsspannung U_G ist in Bild 4.3.8 gezeigt. Die logische Funktion der Ausgangsspannung U_2 wird erfüllt. Zur Erleichterung der Überprüfung ist die erwartete Funktion U_{2s} in Bild 4.3.8b skizziert. Die Ausgangsspannung U_2 wurde nach Mittelwertbildung über 32 Worte aufgenommen. Trotz Störungen ist die gewünschte Funktion deutlich zu erkennen.

Ein einwandfreier Betrieb der Zähschaltung bei wesentlich höheren Taktfrequenzen wird erwartet. Eine Echtzeitmessung von 15 bis 20 GHz mit einem entsprechend leistungsfähigen Wortgenerator, der leider der Forschungsgruppe nicht zur Verfügung stand, sollte nachgeholt werden.

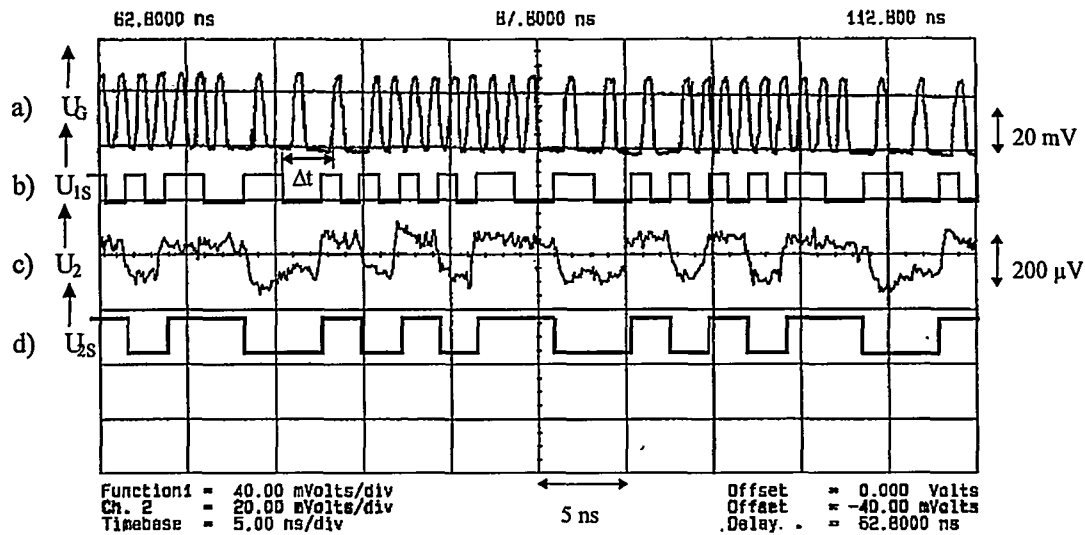


Bild 4.3.8 Quasi-Echtzeit-Messungen nach der Überlagerung von 32 Worten der Schaltung in Bild 4.3.5: a) Eingangswort U_G mit Nullen und Einsen (RZ) mit einer Rate $r_I = 0,9$ Gbit/s. b) Schema der Sollspannungen am Ausgang der 1. Stufe U_{1s} mit einer Verzögerung gegenüber der 1. Spur. c) Gemessener Ausgang U_2 der 2. Stufe. d) Schema der Sollspannung U_{2s} am Ausgang der 2. Stufe des Zählers.

Bit-Fehlerraten, z. B. von Glasfaserstrecken, werden normalerweise im NRZ-(Non-Return-to-Zero) Mode bis etwa 20 GHz mit Halbleiterschaltungen bei Zimmertemperatur durchgeführt, bei denen die Länge des Prüfwortes mit $2^{31-1} \approx 2 \cdot 10^9$ sehr groß ist [4.3-3]. Die entsprechend teuren Prüfgeräte [4.3-4] wurden für eine erste Abschätzung der Fehler für ein 32 bit NRZ-Wort: 11010101010100011000111010111000 mit einer Rate $r_I = 1,8$ GHz verwendet. Durch Triggerung des Oszillographen auf ein bit und mit einer verkleinerten Bandbreite von nur 2 GHz wurde nach 100 Sekunden das in Bild 4.3.9a gezeigte Augendiagramm gewonnen. Die zugehörige Bandbreite lag bei 2 GHz. Nach Abschalten der Vorströme bleibt der Rauschanteil in Bild 4.3.9b übrig. Die Standard-Abweichung des bei Zimmertemperatur gemessenen Rauschens beträgt $\sigma \approx 14 \mu V$. Sie schließt das Rauschen des Oszillographen, des Verstärkers, der 50Ω Leitung und schließlich der RSFQ-Schaltung ein. Sie würde dem dreifachen weißen Rauschen eines 50Ω Widerstandes mit einer Bandbreite von 2 GHz bei 4,2 K entsprechen. Eine erste Abschätzung der bit-Fehlerrate ist: $BER \approx (Q \cdot \sqrt{2\pi})^{-1} \cdot \exp(-Q^2/2)$, wobei $Q = (m_1 - m_0)/(\sigma_1 - \sigma_0)$ ist. Die Mittelwerte der "1"- und "0"-Signale sind m_1 und m_0 und die zugehörigen Standardabweichungen σ_1 und σ_0 [4.3-5]. Die Messungen weisen auf einen Faktor $Q \approx 7$ hin und damit auf eine bit-Fehlerrate 1×10^{-12} .

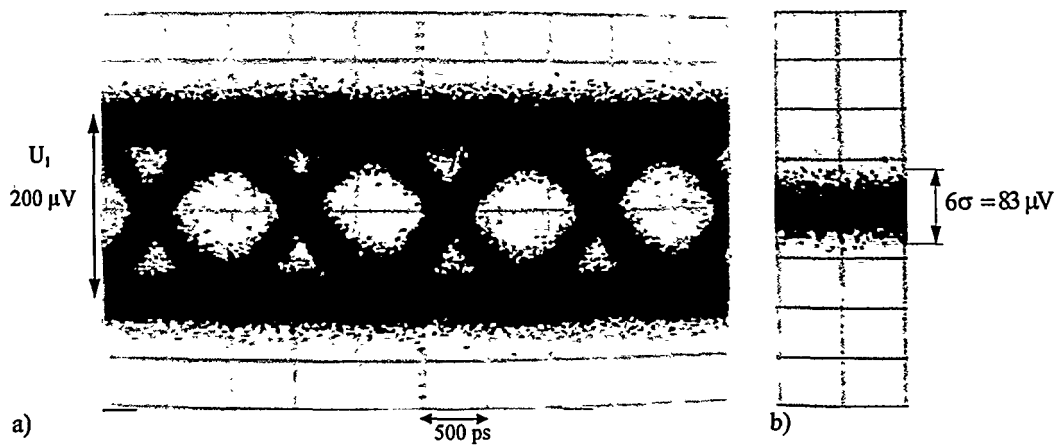


Bild 4.3.9 Augendiagramm des Ausgangs U_1 der 1. Stufe der Schaltung nach Bild 4.3.5 mit einem 32 bit Wort (NRZ). Es entspricht einer bitweisen Triggerung mit einer Rate $r_1 = 1,8 \text{ Gbit/s}$ nach einer Meßdauer von 100 s.

- Zusammenfassung

Echtzeit-Frequenz-Messungen an RSFQ-Schaltungen mit Taktfrequenzen im Mikrowellenbereich verlangen einen sehr sorgfältigen Entwurf, besonders der Übergänge am Ein- und Ausgang. Die bisherigen Messungen waren durch die vorhandenen Wort-Generatoren auf Taktfrequenzen um 2 GHz beschränkt. Untersuchungen bei höheren Taktfrequenzen bis etwa 20 GHz sind geplant und möglich mit geeigneten Wortgeneratoren und Impulsverstärkern. Die bisher abgeschätzten bit-Fehlerraten von 10^{-12} bei 2 GHz sind vielversprechend, müssen aber noch genauer durch ein Abzählen der fehlerhaften Impulse bestimmt werden [4.3-3,4].

- Literatur

- [4.3-1] W. Benzing, M. Biehl, R. Koch, M. Neuhaus, T. Scherer and W. Jutzi, "Real-time measurements at a four stage RSFQ-counter with Nb-Al₂-Nb Josephson junctions", ISEC, Berlin, 1997
- [4.3-2] R. Dolata, M. Neuhaus, W. Jutzi, "Tunnel barrier growth dynamics of Nb/AlO_x-Al/Nb and Nb/AlN_x-Al/Nb Josephson junctions," Physica C, Vol. 241, pp. 25-29, 1995.
- [4.3-3] O. A. Mukhanov, S. V. Rylov, D. V. Gaidarenko, N. Dubash, V. V. Borzenets, "Josephson output interfaces for RSFQ circuits", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 7, No. 2, pp. 2826 - 2831, June 1997
- [4.3-4] Hewlett-Packard : 71600, Amritsu : MP 1755 / 6 A.
- [4.3-5] G. Grau, Optische Nachrichtentechnik, p.253, Springer-Verlag 1981.

5.0 Digitale und analoge Schaltungen mit dünnen $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ -Schichten

5.1 Mehrlagentechnologie für digitale Schaltungen mit Josephson-Kontakten

Die Herstellung von Mehrlagen-Schaltungen mit nur einer epitaktischen YBCO-Schicht, z. B. für ein Schieberegister [5.1-1] oder ein Pikosekunden-Abtastkopf, erfordert den Einsatz verschiedener, aufeinander abgestimmter, technologischer Depositions- und Strukturierungsprozesse. Ein handelsübliches bikristallines Substratmaterial mit vertretbaren dielektrischen Eigenschaften stellt (100)-orientiertes Y-ZrO₂ (YSZ) dar. YBCO-Josephson-Korngrenzenkontakte mit einer kritischen Stromdichte von $j_c(77\text{ K}) \approx 18\text{ kA/cm}^2$ sind für die Auslegung von digitalen Schaltungen günstig. Nach Gross et al. [5.1-2] entspricht diese kritische Stromstärke bei YSZ einem Korngrenzenfehlwinkel im Substrat von $\Theta = 36,8^\circ$.

5.1.1 Optimierung der Substratposition bei der Laserablation für verschiedene Materialien

Zur Herstellung von YBCO- und Isolator-Schichten wurde eine Excimer-Laserablationsanlage aufgebaut. Der Laser der Fa. LAMBDA-PHYSICS (Typ LPX 305) ablatiert Targetmaterial mit Licht der Wellenlänge $\lambda = 248\text{ nm}$ (KrF) bei einer Pulsdauer von $\tau_{\text{FWHM}} = 25\text{ ns}$. Die Strahlengang-Geometrie der Anlage ist in Bild 5.1.1 zu sehen. Die fokussierende Linse besitzt eine Brennweite von $f \approx 304\text{ mm}$. Die Blende am Strahlaustrittsfenster des Lasers hat eine Fläche von $A = 10 \times 8\text{ mm}^2$, so daß auf dem Target ein Brennfleck von $5 \times 3\text{ mm}^2$ entsteht. Der Laserstrahl trifft unter einen Winkel von 45° zur Normalen auf das Target. Durch den Einsatz eines Targetkarussells können verschiedene Targetmaterialien in situ verwendet werden (YBCO, NdGaO₃, LaAlO₃, CeO₂, Ba_xSr_{1-x}TiO₃, SrBi₂Ta₂O₉, SrTiO₃, Y-ZrO₂). Je nach verwendetem Targetmaterial nimmt die Plasmakeule einen Winkel zwischen $1^\circ - 8^\circ$ zur Targetnormalen an (Bild 5.1.2; Tabelle 5.1.1). Die optimale off-axis Substratposition kann dem jeweiligen Target angepaßt werden durch Verstellen der Heiztisch-Position mit Hilfe von Schrittmotoren.

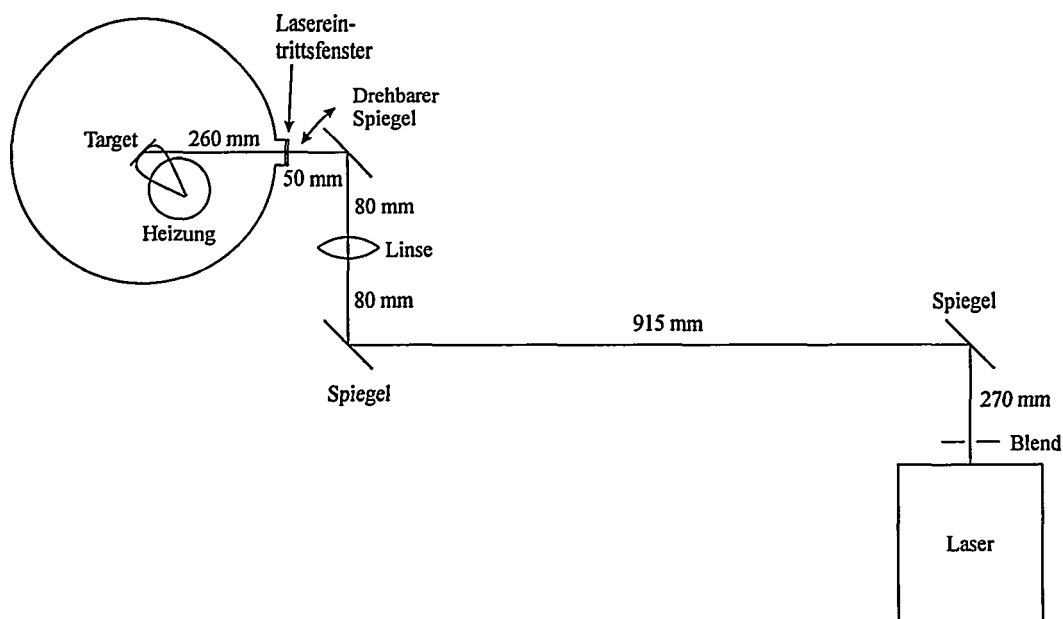
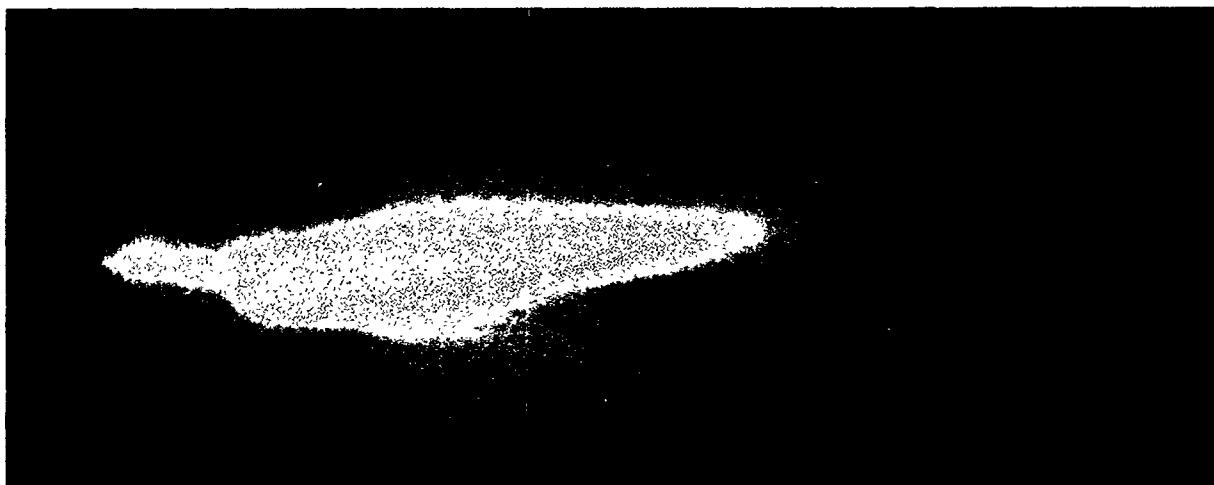
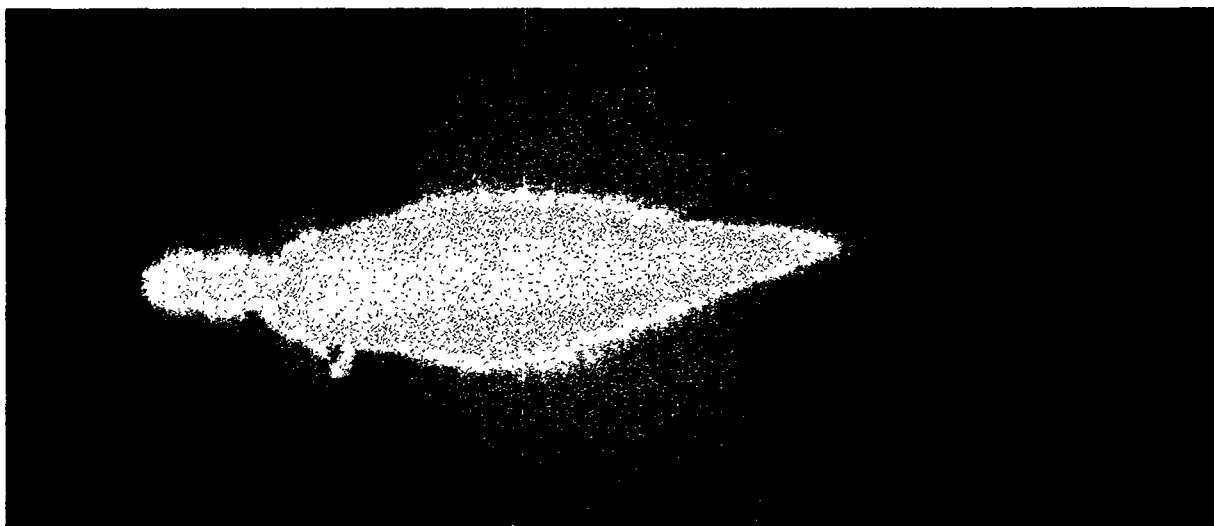


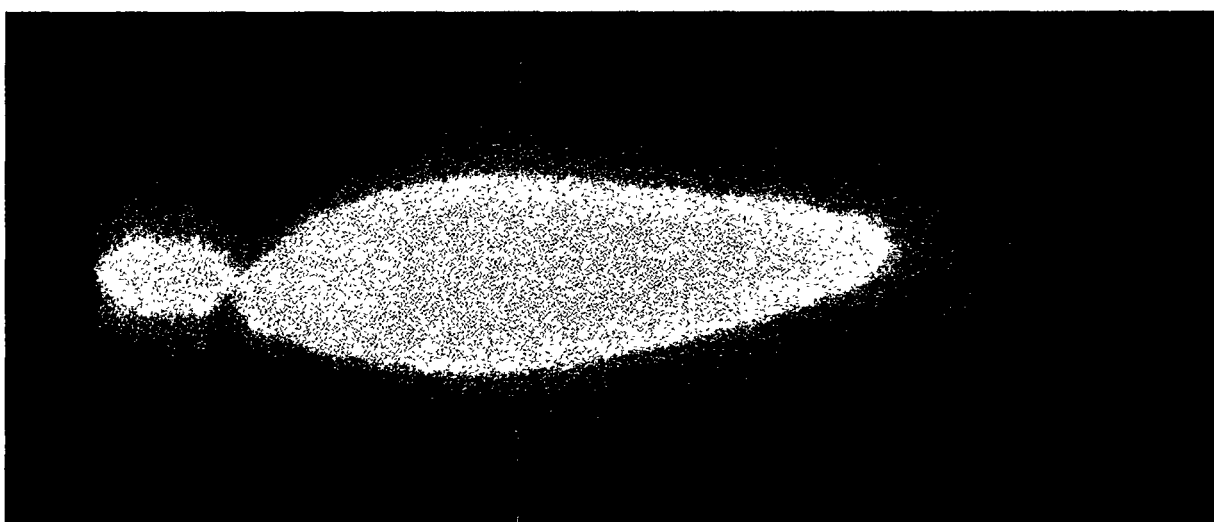
Bild 5.1.1 Strahlengang und geometrische Anordnung der Laserablationsanlage zur Deposition von YBCO- und Isolatorschichten.



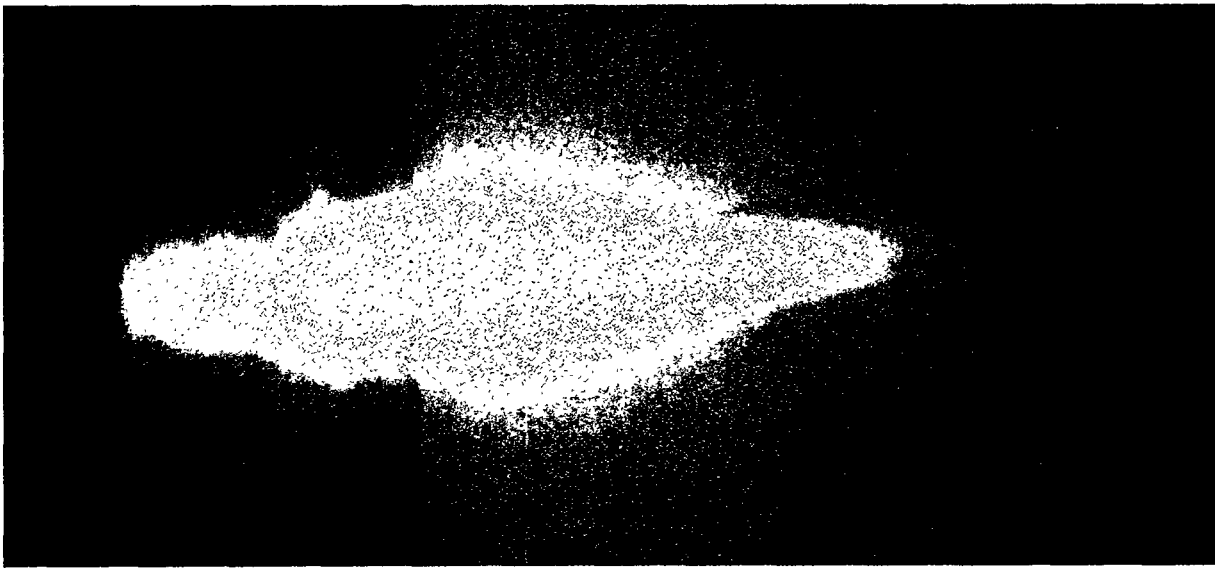
a) YBCO: polykristallines Target; Drehwinkel $\alpha = 8^\circ$



b) NdGaO₃: einkristallines Target; Drehwinkel $\alpha = 3^\circ - 4^\circ$



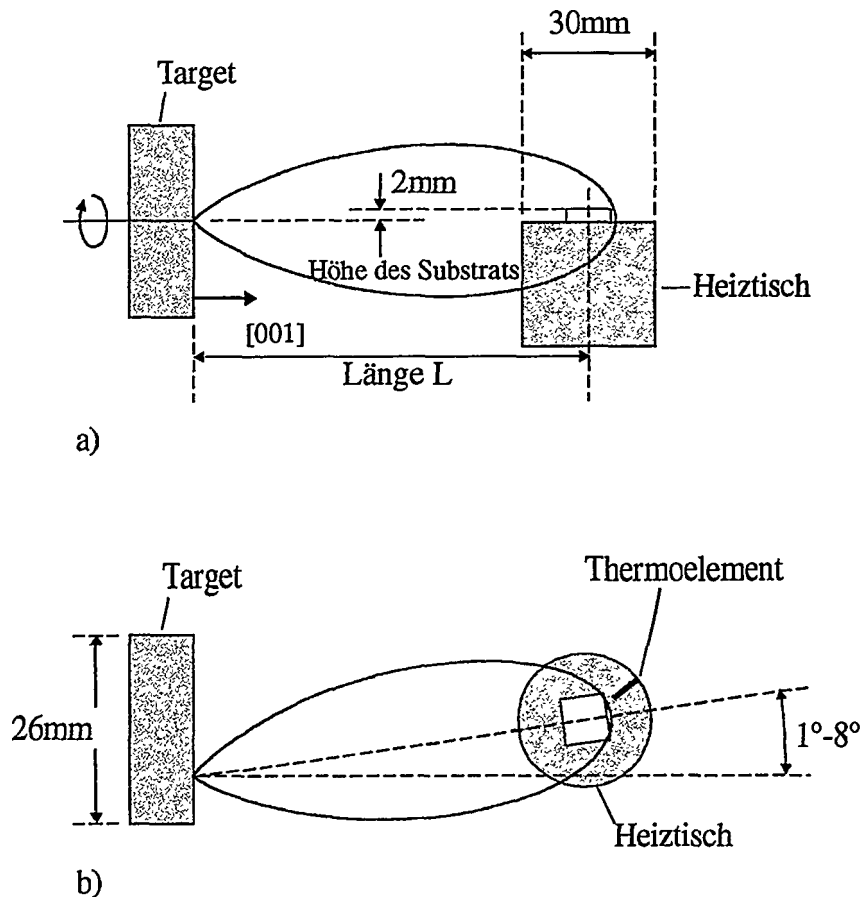
c) LaAlO₃: einkristallines Target; Drehwinkel $\alpha = 4^\circ$



d) CeO_2 : polykristallines Target; Drehwinkel $\alpha < 1^\circ$

Bild 5.1.2 Fotografische Momentaufnahmen der expandierenden Plasmakeulen in Draufsicht nach Bild 5.1.3 b für die Targetmaterialien a) YBCO, b) NdGaO_3 , c) LaAlO_3 und d) CeO_2 .

Seitenansicht und Draufsicht der Target-Substrat/Heiztisch-Anordnung in off-axis Position zeigt Bild 5.1.3. Die optimale Substrat-Position wurde durch Bestimmung der Länge L der optisch sichtbaren Plasmakeule als Funktion des Sauerstoffdruckes p im Rezipienten nach etwa 10000 Schüssen ermittelt.



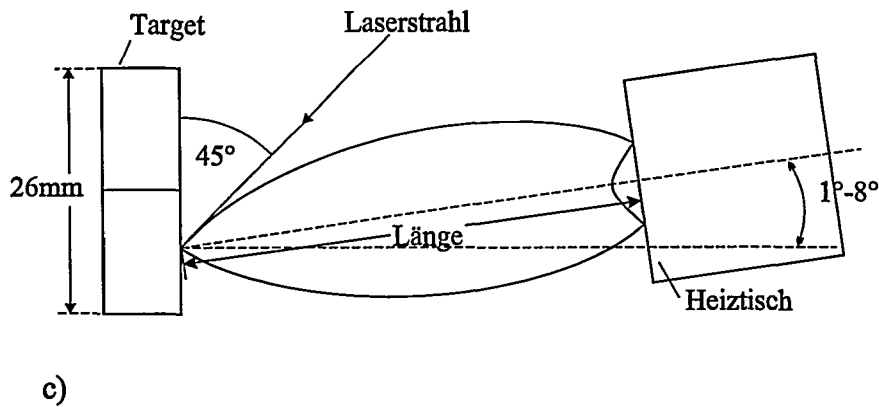


Bild 5.1.3 Position von Target, Substrat und Plasmakeule in Seitenansicht (a), Draufsicht (b) und Längendefinition der sichtbaren Plasmakeule (c). Die Achse der Plasmakeule ist je nach Targetmaterial um einen Winkel von 1° - 8° gegen die Normale gedreht.

Die gemessene Länge L der Plasmakeule für die Materialien YBCO, CeO_2 , SrTiO_3 , $\text{Ba}_{0,05}\text{Sr}_{0,95}\text{TiO}_3$, $\text{SrBi}_2\text{Ta}_2\text{O}_9$, NdGaO_3 , LaAlO_3 und Y-ZrO_2 ist in Abhängigkeit vom Druck p in Bild 5.1.4 dargestellt. Diese Messungen zeigen, daß die Länge der Plasmakeule für einen bestimmten Druck bei polykristallinen Targets nahezu unabhängig von dem Material ist. Dagegen bilden sich die Drehwinkel stärker in Abhängigkeit der chemischen Zusammensetzung und weniger von der Kristallinität aus. Die zugehörigen Drehwinkel der Plasmakeulen sind in Tabelle 5.1.1 zu sehen.

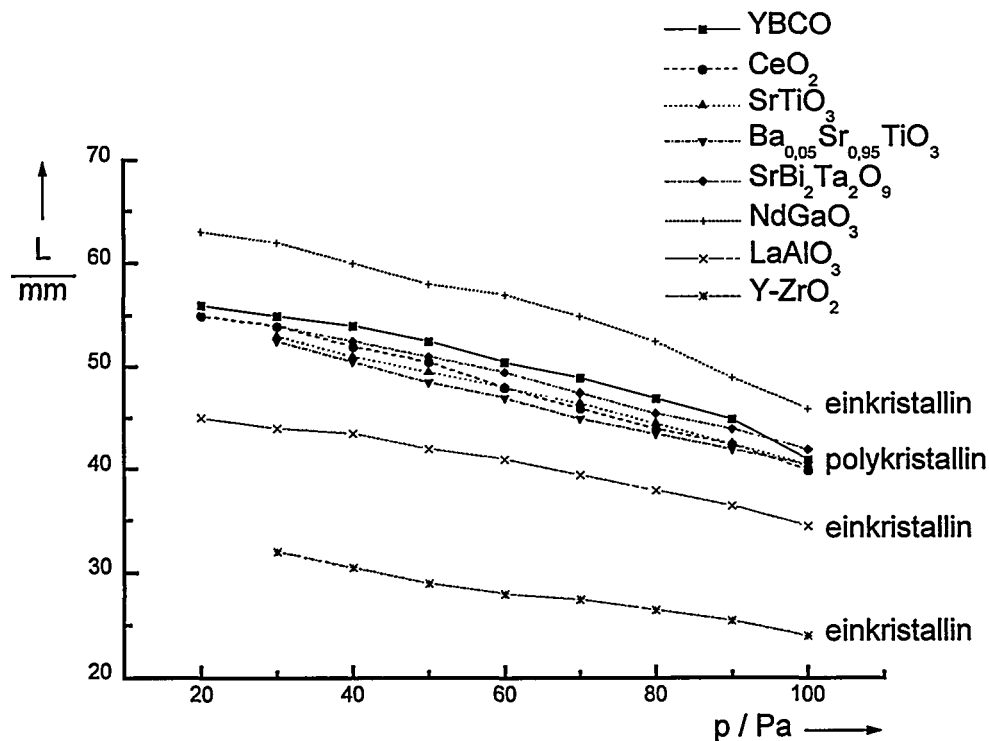


Bild 5.1.4 Experimentell ermittelte Abhängigkeit der Länge der sich ausbildenden Plasmakeule vom Sauerstoffdruck p im Rezipienten für die Materialien YBCO, CeO_2 , SrTiO_3 , $\text{Ba}_{0,05}\text{Sr}_{0,95}\text{TiO}_3$, $\text{SrBi}_2\text{Ta}_2\text{O}_9$, NdGaO_3 , LaAlO_3 und Y-ZrO_2 .

Material:	Kristallform:	Drehwinkel α :
YBCO	polykristallin	8°
SrBi ₂ Ta ₂ O ₉	polykristallin	4°
CeO ₂	polykristallin	<1°
SrTiO ₃	polykristallin	<1°
Ba _{0,05} Sr _{0,95} TiO ₃	polykristallin	<1°
NdGaO ₃	einkristallin	3°-4°
LaAlO ₃	einkristallin	4°
Y-ZrO ₂	einkristallin	3°-4°

Tabelle 5.1.1 Optisch bestimmbarer Drehwinkel der Plasmakeule verschiedener Targetmaterialien.

Ein Druck von $p = 40$ Pa ergab günstige elektrische und kristallographische Eigenschaften der hergestellten Filme. Im Hinblick auf Mehrlagenschaltungen wurden Sprungtemperatur T_c , kritische Stromdichte j_c (77 K) und das Verhältnis der spezifischen Widerstände $RRR = \rho(300 \text{ K}) / \rho(100 \text{ K})$ von YBCO-Filmen auf (100)-orientierten YSZ-Substraten bestimmt und durch Variation von Sauerstoffdruck p und Substrattemperatur T_{sub} optimiert. Die Verwendung von CeO₂ als Pufferschicht auf YSZ-Substraten ergibt nach [5.1-3] eine bessere Gitteranpassung zum YBCO-Film. Ein direkter Vergleich des Widerstandsverhältnisses zweier YBCO-Schichten auf YSZ ohne und mit einer 10 nm dicken, epitaktischen CeO₂-Schicht ist in Bild 5.1.5 zu sehen. Die Verwendung einer CeO₂-Pufferschicht zeigt eine deutliche Verbesserung des Widerstandsverhaltens und der kritischen Stromdichte j_c bei 77 K. Das optimierte Profil für die Substrattemperatur T_{sub} als Funktion der Zeit t ist in Bild 5.1.6 dargestellt. Die Beladung der Filme kann entweder bei $p = 1$ bar mit molekularem Sauerstoff oder bei $p = 0,4$ mbar mit aktiviertem Sauerstoff im 13,56 MHz -Hochfrequenz-Plasma durchgeführt werden. Aktivierter Sauerstoff würde auch eine spätere Beladung einer YBCO-Schicht durch eine epitaktisch aufgewachsene NdGaO₃-Schicht ermöglichen [5.1-4].

Ein Vergleich der Verläufe des spezifischen Widerstandes als Funktion der Temperatur $\rho(T)$ und der kritischen Stromstärke j_c (77 K) von laserablatierten YBCO-Schichten zeigte bisher keinen signifikanten Unterschied zwischen der angegebenen Beladung mit molekularem Sauerstoff und mit aktiviertem Sauerstoff im Hochfrequenz-Plasma. Ein Grund dafür könnte die noch nicht optimierte Elektroden-Konfiguration sein, die nicht genügend aktivierten Sauerstoff während der Beladung zur Verfügung stellt. Beispielsweise könnte die Verwendung einer YBCO-Keramikabdeckung der verwendeten Hochfrequenz-Elektrode auf einen höheren Partialdruck des aktivierten Sauerstoffs und damit auf steilere $\rho(T)$ -Verläufe führen.

Mit Hilfe des vom Forschungszentrum Jülich und der Universität Karlsruhe gemeinsam entwickelten Verfahrens [5.1-4] konnten das Verhältnis der spezifischen Widerstände und die Sprungtemperatur von off-axis gesputterten YBCO-Schichten durch eine Beladung mit aktiviertem Sauerstoff deutlich auf $RRR \approx 3,5$ und $T_c = 91$ K erhöht werden. Hierbei wurde ebenfalls das Temperaturprofil in Bild 5.1.6 bei $p = 0,4$ mbar verwendet.

Die laserablatierten Schichten haben RRR - und T_c -Werte, die eher den gesputterten Schichten ohne Beladung mit aktiviertem Sauerstoff entsprechen.

Die Depositionsparameter zur Herstellung der laserablatierten YBCO-Filme sind in Tabelle 5.1.2 zusammengefaßt.

Sauerstoffdruck	p / Pa	40
Substrattemperatur	$T_{\text{sub}} / ^\circ\text{C}$	745
Laserenergie	E / mJ	630
Fläche der Strahlblende	$A_{\text{BL}} / \text{mm}^2$	10 x 8
Fläche des Brennflecks	$A_{\text{F}} / \text{mm}^2$	5 x 3
Energiedichte	$E / A / \text{J/cm}^2$	1,3
Länge	L / mm	50
Höhe der Plasmaachse über Substrat	H / mm	2
Plasmakeulenwinkel	$\alpha / ^\circ$	8
Targetrotation	$n / \text{U} / \text{min}$	54
Schußfrequenz	$f_{\text{Laser}} / \text{Hz}$	10

Tabelle 5.1.2 Parametersatz zur Herstellung von YBCO-Filmen auf $\text{CeO}_2 / \text{YSZ}$.

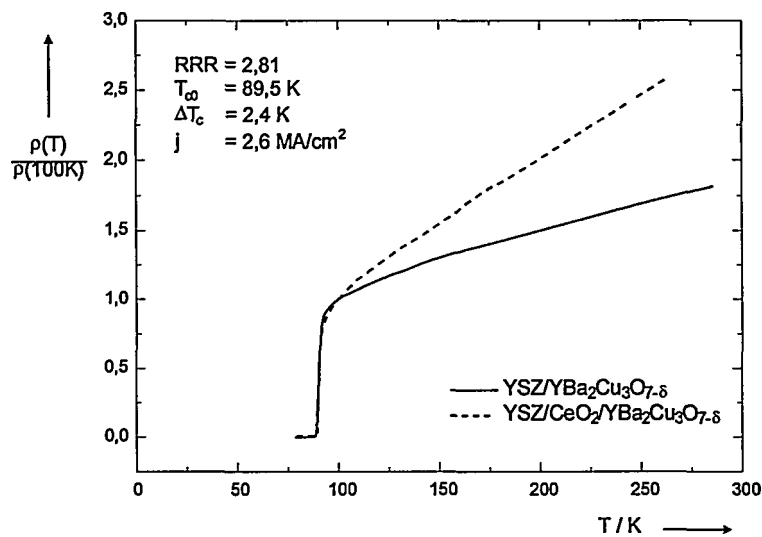


Bild 5.1.5 Abhängigkeit des auf $\rho(100 \text{ K})$ normierten spezifischen Widerstandes $\rho(T) / \rho(100 \text{ K})$ von der Temperatur T für eine laserablatierte YBCO-Schicht a) auf YSZ direkt aufgebracht (—) und b) mit einer 10 nm dicken epitaktischen CeO_2 -Pufferschicht zwischen YBCO und YSZ (-----).

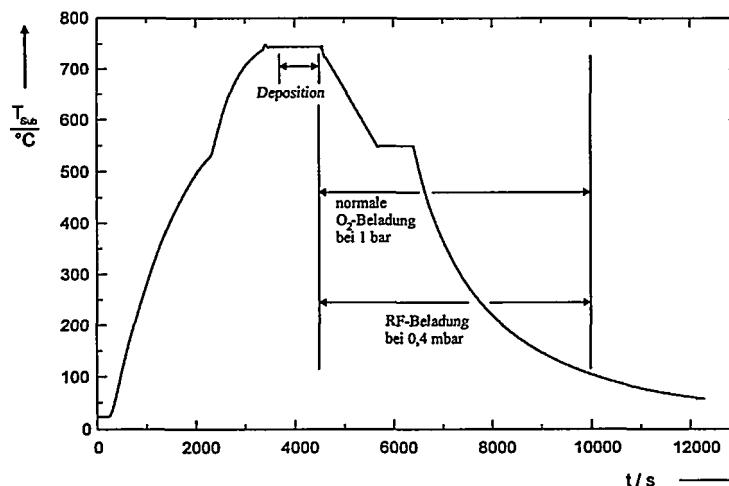


Bild 5.1.6 Temperaturprofil des Substrates während der Herstellung und der Sauerstoffbeladung von YBCO-Schichten auf YSZ-Substraten mit 10 nm dicker CeO_2 -Pufferschicht.

5.1.2 Korngrenzen-Josephson-Kontakte, Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten

SFQ- oder RSFQ-Schaltungen sollten mit Korngrenzen-Josephson-Kontakten in einer möglichst einfachen Technologie, die nur eine supraleitende YBCO-Schicht in einer Ebene zur Verfügung stellt, verwirklicht werden. Die für ein SFQ-Schieberegister nach Abschnitt 5.3 benötigten Schichten sind in Tabelle 5.1.3 zusammengestellt. Wichtige Herstellungsschritte sind in Bild 5.1.8 skizziert.

Substratmaterial	Y-ZrO ₂ (YSZ)	10 x 10 x 0,5 mm ³
Pufferschicht	CeO ₂ (epitaktisch)	10 nm
Josephson-Kontakte	YBCO-Korngrenzenkontakte	
Supraleitende Ebene	YBCO	250 nm
YBCO-Kontaktierungsschicht	Au (gedampft in UHV)	15 nm
Isolatorschicht	NdGaO ₃ (amorph)	300 nm
dielektrische Schicht für Kapazitäten	NdGaO ₃ (amorph)	300 nm
Verdrahtungsebene (Taktleitungen)	Au	100 nm
Widerstände	Pd oder : Au / Pd	70 nm 290 nm

Tabelle 5.1.3 Zur Herstellung von Mehrlagen benötigte Schichtmaterialien und Schichtdicken.

Nach in situ Laser-Deposition von Pufferschicht (CeO₂) und YBCO-Schicht auf einem YSZ-Bikristall mit einem Fehlwinkel von $\Theta = 36,8^\circ$ wird die YBCO-Schicht flächig mit einem $t(\text{Au}) = 15$ nm dicken Goldfilm im UHV bei $p \approx 10^{-8}$ mbar bedampft. Die später im Prozeß durchgeführte Hochfrequenz-Sauerstoffbeladung bei $f = 13,56$ MHz ($T = 550$ °C, $p(\text{O}_2) = 40$ Pa) ermöglicht die Herstellung niederohmiger Kontakte von Gold auf YBCO mit Flächenwiderständen $\rho < 10^{-6}$ Ωcm^2 . Das Schichtpaket aus Gold und YBCO wird anschließend mit einem Argon-Ionenstrahl ($E(\text{Ar}^+) = 500$ eV) bei $T = 77$ K strukturiert.

Im nächsten Prozeßschritt werden Au/Pd-Widerstände durch DC-Magnetron-Sputtern von einem 50 % : 50 % Au/Pd-Target aufgebracht. Durch Optimierung des Sputtergasdruckes (Argon) konnten spannungsfreie Au/Pd-Schichten bei $p(\text{Ar}) = 1,1$ Pa reproduzierbar hergestellt werden.

Ein realistischer Flächenwiderstand von $R = 1$ Ω bei einer Betriebstemperatur von $T = 40$ K wird für Schichtdicken von $t_{\text{Au/Pd}} \approx 290$ nm erreicht. Der spezifische Widerstand von Au/Pd bei Raumtemperatur beträgt $\rho(\text{RT}) = 35$ $\mu\Omega\text{cm}$. Der Vorteil von Au/Pd gegenüber reinem Pd als Widerstandsmaterial ist die höhere Schichtdicke bei gleichem Widerstandswert. Die höhere Schichtdicke liefert eine bessere Kantenabdeckung, so daß die Widerstandsbahnen an Kanten weniger leicht abreißen. Die erwähnte Spannungsfreiheit der Bahnen gewährleistet eine gute Schichthftung.

Als Isolationsmaterial und Dielektrikum für benötigte Kapazitäten wird amorph aufgesputtertes NdGaO₃ eingesetzt. Problematisch sind a-Achsen und Droplets in der YBCO-Schicht bzw. Pinholes und Risse im NdGaO₃. Erstere Defekte können durch eine off-axis Geometrie und die Wahl einer geeigneten Substrattemperatur weitgehend vermieden werden. Die Neigung amorpher NdGaO₃-Filme, Risse und Pinholes zu bilden, kann durch Optimierung des Prozeßgas-Druckes und der Geometrie reduziert werden. Mit einem Druck von 15 Pa O₂ bei off-axis Laserablation bzw. 3 Pa O₂ / 12 Pa Ar beim off-axis RF-Sputtern

(13,56 MHz) konnten glatte Filme hergestellt werden. Die Depositionsparameter für gesputterte und laserablatierte amorphe Isolatorschichten aus LaAlO_3 und NdGaO_3 sind in Tabelle 5.1.4 zusammengefaßt.

Targetmaterial	NdGaO_3
Heiztischtemperatur	25 °C
O_2 -Partialdruck	3 Pa
Ar-Partialdruck	12 Pa
Sputterleistung	100 W
Frequenz des Generators	13,56 MHz
Bias-Spannung	- 410 V
Ausrichtung	off-axis

a) Sputterparameter

Targetmaterial	LaAlO_3	NdGaO_3
Energiedichte	1 J/cm ²	1 J/cm ²
Schlußfrequenz	10 Hz	10 Hz
Sauerstoffdruck	0,4 mbar	0,15 mbar
Heiztischtemperatur	100 °C	100 °C
Abstand	50 mm	50 mm
Höhe	0 mm	0 mm
Drehung der Plasmakeule	4°	3° - 4°
Ausrichtung	on-axis	on-axis

b) Parameter für die Laserablation

Tabelle 5.1.4 Parameter für die Deposition dünner Isolationsschichten aus perowskitischen Targetmaterialien .

Mit Hilfe einer Plattenkondensator-Anordnung mit der Schichtfolge Au/NdGaO_3 (amorph) / YBCO bzw. Au/LaAlO_3 (amorph) / YBCO konnten Kapazitäten mit folgenden Daten gemessen werden :

Material	NdGaO_3 (amorph)	NdGaO_3 (amorph)	LaAlO_3 (amorph)
Schichtdicke t_{ox}	340 nm	200 nm	100 nm
Fläche A	620 x 620 μm^2	1 x 1 mm ²	1 x 1 mm ²
Gemessene Kapazität C	228 pF	-	2 nF
Flächenkapazität $C_F = C/A$	60 nF/cm ²	-	200 nF/cm ²
Widerstand R	500 k Ω	1,2 k Ω	450 k Ω
Flächenwiderstand $R_F = R \cdot A$	1,9 k Ωcm^2	12 Ωcm^2	4,5 k Ωcm^2
$\tan \delta_{\text{eff}}$ bei $f_0 = 1$ kHz	1,4	-	0,16
Dielektrizitätszahl ϵ_r	22,8	-	22,6

Tabelle 5.1.5 Daten der gemessenen Kondensatoranordnungen.

Aus diesen Daten konnte mit der Doppelkondensatorstruktur in Bild 5.1.7 gemäß

$$\varepsilon_r = \frac{2 \cdot t_{ox} \cdot C_{ges}}{\varepsilon_o \cdot A} \quad \text{mit} \quad C_{ges} = \frac{C}{2}$$

die Dielektrizitätszahl von amorphem NdGaO_3 und LaAlO_3 zu $\varepsilon_{ox} \approx 23$ bestimmt werden.

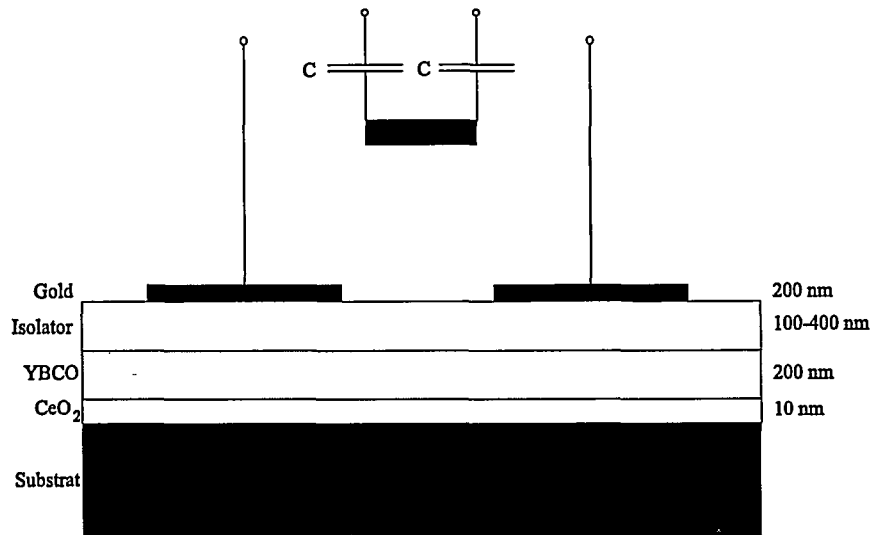


Bild 5.1.7 Schichtanordnung und Ersatzschaltbild zur Messung der Kapazität.

Entsprechend den Messungen in Tabelle 5.1.5 neigen amorphe NdGaO_3 -Schichten bei Schichtdicken $t_{ox} < 300$ nm zu Kurzschlüssen, wohingegen LaAlO_3 -Schichten noch bei $t \geq 100$ nm brauchbare Isolatorschichten darstellen. Jedoch ist zu bedenken, daß der in [5.1-4] beschriebene Hochfrequenz-Beladungsprozeß mit aktiviertem Sauerstoff durch eine dichte LaAlO_3 -Schicht hindurch nicht realisierbar ist. Der folgende Prozeßablauf zur Herstellung integrierter Mehrlagenstrukturen enthält daher als Isolationsschicht amorphes NdGaO_3 .

Die gesamte Prozeßfolge einschließlich der Widerstände ist in Bild 5.1.8 dargestellt.

Technologische Daten

Kontakte:

Substratmaterial:	YSZ
Kristallwinkel:	$\Theta = 36.8^\circ$
Kritische Stromdichte:	$j_c(40\text{K}) = 31.3 \text{ kA} / \text{cm}^2$
$I_c R_N$ - Produkt:	$I_c R_N = 300 \mu\text{V}$

Messungen an den Josephson-Korngrenzen-Kontakten bei $T = 40$ K zeigen ein brauchbares RSJ-Verhalten. Die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Kontaktes mit dem gewünschten kritischen Strom I_0 ($T = 40$ K) $= 320 \mu\text{A}$ ist in Bild 5.1.9 dargestellt.

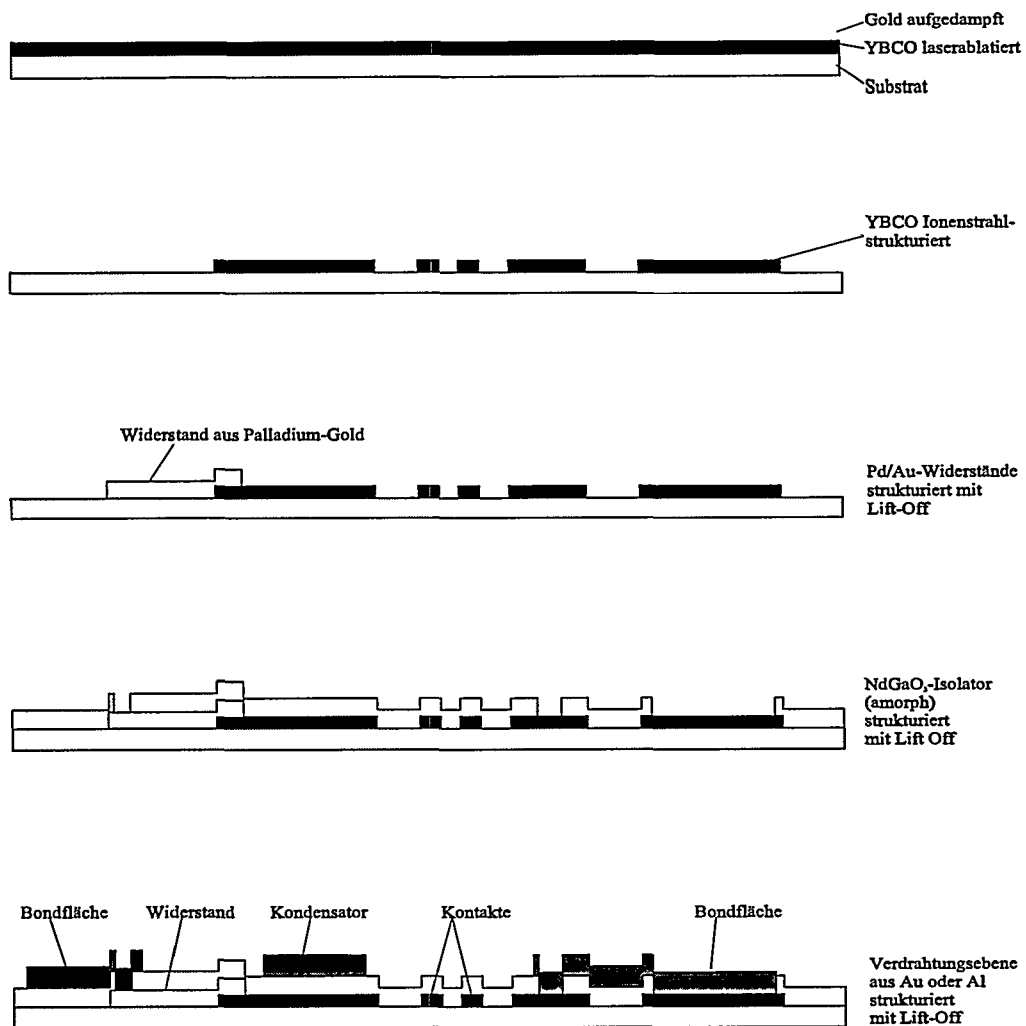


Bild 5.1.8 Wichtige Herstellungsschritte der Mehrlagenschichten.

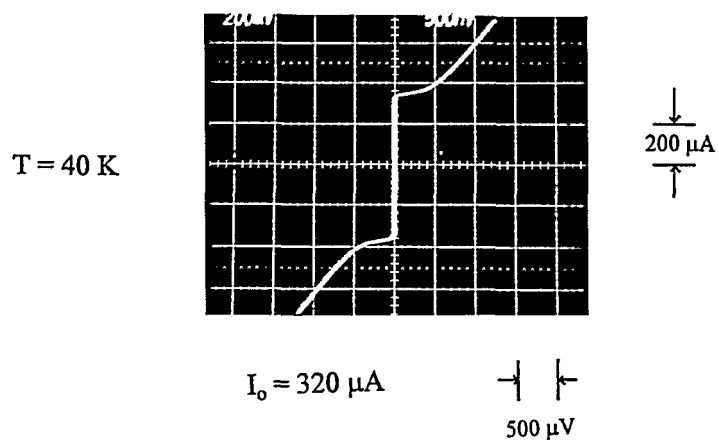


Bild 5.1.9 Strom-Spannungs-Kennlinie eines Josephson-Korngrenzenkontaktes auf einem YSZ-Bikristall mit $\Theta = 36,8^\circ$ Fehlwinkel und 10 nm dicker CeO₂-Pufferschicht bei einer Betriebstemperatur von $T = 40 \text{ K}$.

- Zusammenfassung

Es wurde erstmals die Länge der bei der Laserablation sich ausbildenden Plasmakeulen in Abhängigkeit von Druck und Kristallinität für verschiedene perowskitische Targetmaterialien untersucht. Dabei ergab sich, daß polykristalline Targets ein nahezu materialunabhängiges Verhalten aufweisen. Die Abhängigkeit der sich ausbildenden Drehwinkel der Plasmakeulen hängt stark von der chemischen Zusammensetzung der Targets ab.

Weiterhin wurde für laserablatierte Schichten (YBCO und amorphe perowskitische Isolatoren) ein Mehrlagenprozeß zur Herstellung von SFQ- oder RSFQ-Schaltungen entwickelt, der mit nur einer supraleitenden YBCO-Lage auskommt. Benötigte Kapazitäten wurden durch die Verwendung von amorphen NdGaO_3 -Schichten realisiert.

- Literatur

- [5.1-1] R. Koch, T. Scherer, M. Winter, W. Jutzi, "A 4 bit $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ Bicrystal Josephson Junction Flux Shuttle Shift Register", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Part III, Vol. 7, No. 2, pp. 3646-3649, June 1997.
- [5.1-2] R. Gross, "Grain boundary Josephson junctions in the high temperature superconductors", Interface in Supercond. Systems, Ed. S. L. Shiade and D. Rudman, Springer-Verlag, New York, 1992.
- [5.1-3] G. L. Skofronick, A. H. Carim, S. R. Foltyn, R. E. Muenchhausen, "Orientation of $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ films on unbuffered and CeO_2 -buffered yttria-stabilized zirconia substrates", J. Appl. Phys., Vol. 76, No. 8, pp. 4753-4760, 1994.
- [5.1-4] G. Ockenfuß, R. Wördenweber, T. A. Scherer, R. Unger, W. Jutzi, "In-situ low pressure oxygen annealing of $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ single- and multilayer systems", PHYSICA C, Vol. 241, pp. 24-28, 1995.

5.2 Technologie für koplanare Mikrowellenschaltungen

Koplanare Mikrowellenschaltungen erfordern keine Integration von Josephson-Kontakten. Die Strukturen bestehen somit nur aus einer epitaktischen YBCO-Schicht guter Qualität und aus Metallisierungs- und Isolationsebenen. Für Anwendungen wie z. B. dem am IEGI entwickelten und realisierten Echtzeitfrequenzmesser (EFM; s. Kapitel 5.4) ist zusätzlich noch eine hybride oder integrierte Implementierung von ohmschen Widerständen notwendig. Die Anforderungen an die supraleitende YBCO-Schicht und die verwendbaren Substratmaterialien sind hoch. Es werden kleine Oberflächenwiderstände $R_s < 375 \, \Omega$ bei $f = 10 \, \text{GHz}$ und $T = 77 \, \text{K}$ benötigt [5.2-1]. Die Substrate sollen Verlustfaktoren $\tan \delta < 10^{-5}$ aufweisen. Alle Ausführungsformen koplanarer Mikrowellenschaltungen wurden daher nicht auf NdGaO_3 , sondern auf (100)-orientierten LaAlO_3 - und MgO -Substraten realisiert.

Miniaturisierte Mikrowellenfilter (s. Kapitel 5.5) mit den typischen Abmessungen $13 \times 2 \times 0,5 \, \text{mm}^3$ und $10 \times 5 \times 0,5 \, \text{mm}^3$ wurden mit konventioneller off-axis Sputtertechnik hergestellt. Die YBCO-Schichten wurden im rechten Winkel zu einem stöchiometrischen $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ -Target auf $T_{\text{sub}} = 745 \, ^\circ\text{C}$ geheizte Substrate in einer Mischgasatmosphäre von Argon ($p = 16 \, \text{Pa}$) und Sauerstoff ($p = 5 \, \text{Pa}$) mit einem 2"-DC-Magnetron vom Typ US-Gun II aufgestäubt [5.2-2]. Die YBCO-Schichten wurden anhand von Messungen der kritischen Temperatur ($T_c = 89 \, \text{K}$) und der kritischen Stromdichte ($j_c > 3 \cdot 10^6 \, \text{A/cm}^2$ bei $T = 77 \, \text{K}$) optimiert. Die Überprüfung des epitaktischen Wachstums der Filme erfolgte mittels RHEED und mit einem Röntgendiffraktometer.

Die anschließende Strukturierung der YBCO-Schichten wurde mit einem neutralisierten Argon-Ionenstrahl der Energie $E = 500 \, \text{eV}$ einer Kaufman-Quelle auf einem mit flüssigem Stickstoff gekühlten Substrat-Tisch durchgeführt. Die einfacher zu handhabende naß-chemische Strukturierung mit Phosphorsäure, Eisen-III-Chlorid oder EDTA wurde vermieden, da die Degradation der ÄtZRänder aufgrund der Ausdiffusion von Sauerstoff aus der YBCO-Schicht und der Ablagerung von chemischen Reaktionsprodukten zwischen Säure und YBCO die Funktion der Filter im Bereich hoher Stromdichten an den Kanten [5.2-3] beeinträchtigt.

Die Herstellung von Hochfrequenzschaltungen auf 2"-Wafern, wie z. B. von Echtzeitfrequenzmessern, erfordert großflächige Depositionsverfahren. Da YBCO-Schichten mit Flächen $A > 15 \times 15 \, \text{mm}^2$ im IEGI nicht beschichtet werden können, wurden die 2"-Wafer von der Gruppe von Prof. Kinder an der TU München mit thermischer Koevaporation hergestellt und anschließend im IEGI mit dem oben beschriebenen Ionenstrahlverfahren strukturiert. Die Deposition von ohmschen Widerständen erfolgte mittels on-axis DC-Magnetron-Sputtern mit Argon ($p=0,8 \, \text{Pa}$) von einem Manganin-Target auf ein rotierendes Substrat.

Integrierte 250 nm dünne Aluminium-Brücken zwischen den Massestreifen der symmetrischen koplanaren Leitungen wurden durch on-axis DC-Magnetron-Stäuben auf $1,4 \, \mu\text{m}$ dicken Stegen erzeugt, die entweder aus Photolack (AZ 5214 E) oder aus im UHV aufgedampftem SiO bestanden. Die Benetzungsfähigkeit des Aluminiums ist so groß, daß trotz der dicken Isolationsstege aus Lack oder SiO keine Abrisse an den Kanten entstanden.

- Literatur

- [5.2-1] T. Scherer, R. Herwig, P. Marienhoff, M. Neuhaus, A. Vogt, W. Jutzi, "Off-axis sputtered $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ films on NdGaO_3 ", Cryogenics, Vol. 31, pp. 975 - 978, 1991.
- [5.2-2] N. Newman, B.F. Cole, S. M. Garrison, K. Char, R. C. Taber, "Double Gun off-axis sputtering of large area $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ superconducting films for microwave applications", IEEE Trans. on Magn., Vol. 27, No. 2, pp. 1276 - 1279, March 1991.
- [5.2-3] G. Benz, M. Neuhaus, T. A. Scherer, W. Jutzi, "Microwave Losses and Current Density Distribution of Superconducting Coplanar Waveguides with Slots in a dc Magnetic Field", to be published.

5.3 Simulation und Auslegung eines 4 bit Schieberegisters

Flux - Shuttle Schieberegister wurden bereits mit der Niob - Technologie verwirklicht und meßtechnisch charakterisiert [5.3-1]. Diese Schaltungen sind für Hochtemperatursupraleiterschaltungen mit bikristallinen Kontakten besonders interessant, da sich im Gegensatz zu RSFQ - Schieberegistern [5.3-2,3] alle Kontakte ohne Schwierigkeiten entlang einer Korngrenze anordnen lassen. Für die Realisierung mit der im vorangegangenen Kapitel besprochenen Technologie wurde ein Flux - Shuttle Schieberegister mit Master- und Slave - Stufe ausgewählt, das nur eine magnetisch angekoppelte Taktleitung benötigt. Die Zelle eines solchen Schieberegisters ist in Bild 5.3.1 dargestellt.

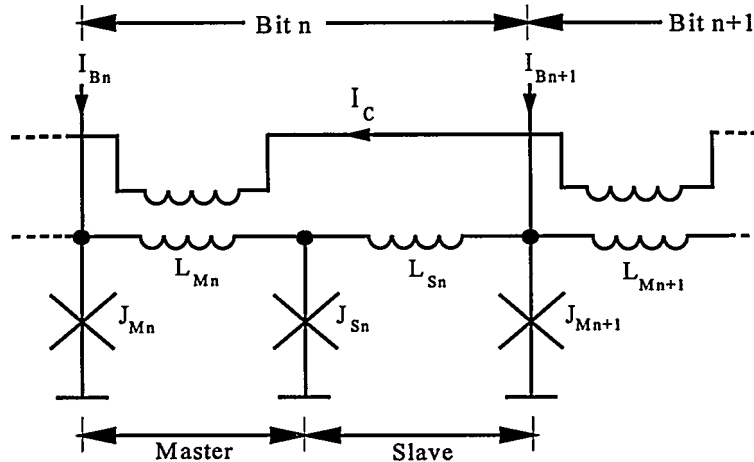


Bild 5.3.1 Ersatzschaltbild einer Schieberegisterzelle

Die Schieberegisterzelle besteht aus zwei benachbarten supraleitenden Schleifen, dem Master und dem Slave. Der Master besteht aus den Josephson - Kontakten J_{Mn} und J_{Sn} sowie der Induktivität L_{Mn} . Die charakteristische Phase dieser Schleife $\lambda_M = 2\pi/\Phi_0 L_M I_0$ ist kleiner als π . Der Slave umfaßt die Kontakte J_{Sn} , J_{Mn+1} sowie die Induktivität L_{Sn} , die charakteristische Phase λ_s beträgt 2π . Für diese Schaltung werden Josephson - Kontakte mit einem McCumber Dämpfungsparameter $\beta = 2\pi/\Phi_0 R_N^2 C_J I_0 \approx 1$ benötigt, wobei R_N der Widerstand im normalleitenden Zustand, C_J die Kapazität und I_0 der kritische Strom der Josephson - Kontakte sind. Der Taktstrom I_C ist magnetisch mit der Induktivität L_M der Masterschleife gekoppelt.

Ist ein Flußquant entsprechend einer logischen "1" in dem Slave der Schieberegisterzelle n-1 gespeichert, so addieren sich während der ansteigenden Flanke des Taktstromes I_C der durch das Flußquant bedingte Ringstrom, der magnetisch eingekoppelte Taktstrom I_C' und der Vorstrom I_{Bn} in dem Kontakt J_{Mn} , so daß der kritische Strom dieses Kontaktes überschritten wird. Der Kontakt J_{Mn} schaltet und löscht damit das in dem Slave der Zelle n-1 gespeicherte Flußquant, während in dem Master der Zelle n ein neues Flußquant erzeugt wird. Nach dem Abfall des Taktstromes I_C kann kein Flußquant mehr im Master existieren, da die charakteristische Phase λ_M dieser Schleife kleiner π ist. Der Kontakt J_{Mn} ist mit dem Strom I_B so vorgespannt, daß der Kontakt J_{Sn} schaltet und das Flußquant in den Slave der Zelle n verschoben wird.

Wenn während des Anstiegs des Taktstromes I_C kein Flußquant in dem Slave der Zelle n-1 gespeichert ist, schaltet der Kontakt J_{Mn} nicht, so daß kein Flußquant verschoben wird. Dies entspricht dem Verschieben einer logischen "0".

Zum Einschreiben eines Flußquanten wird in eine erste Schleife ein Strom magnetisch eingekoppelt [5.3-1]. Diese Schaltung hat gegenüber dem DC/SFQ - Wandler der RSFQ - Logikfamilie [5.3-2] den Vorteil, daß sie direkt in das Schieberegisterinterferometer integriert werden kann.

Das Auslesen der Information eines Schieberegisters mit Hochtemperatursupraleitern ist nicht einfach. Der aus der RSFQ - Logikfamilie bekannte SFQ/DC - Wandler [5.3-2] kann entlang einer geraden Korngrenze eines bikristallinen Substrates nicht ausgelegt werden. Andere RSFQ - Schaltungen wurden bereits realisiert und lieferten die erwarteten mittleren Ausgangsspannungen [5.3-3,4]. Leider reicht die Messung der mittleren Ausgangsspannung nicht aus, um die fehlerfreie Funktion eines Schieberegisters zu überprüfen. Beispielsweise ergäbe ein Bitmuster "10101010..." dieselbe Ausgangsspannung wie ein Bitmuster "11001100..".

Die einzelnen Flußquanten könnten durch ein magnetisch mit der letzten Zelle des Schieberegisters angekoppeltes SQUID angezeigt werden. Da aus technologischen Gründen nur eine supraleitende Ebene zur Verfügung steht, wäre aber nur eine schwache magnetische Kopplung durch nebeneinanderliegende Induktivitäten zu realisieren. Außerdem wäre eine zusätzliche Störung des Ausgangssignals durch den magnetisch eingekoppelten Taktstrom kaum zu vermeiden.

Um die oben beschriebenen Schwierigkeiten zu umgehen, wurde eine Leseschaltung mit einem hysteretischen Kontakt entwickelt, der mit einem getakteten Vorstrom versorgt wird. Da aber keine hysteretischen Kontakte mit Hochtemperatursupraleitern auf bikristallinen Substraten realisierbar sind, wurde einem Korngrenzenkontakt eine geeignete Kapazität parallelgeschaltet, so daß sich ein effektiver McCumber Parameter von etwa 10 einstellte. Eine solche Leseschaltung ist im rechten Teil von Bild 5.3.2 dargestellt.

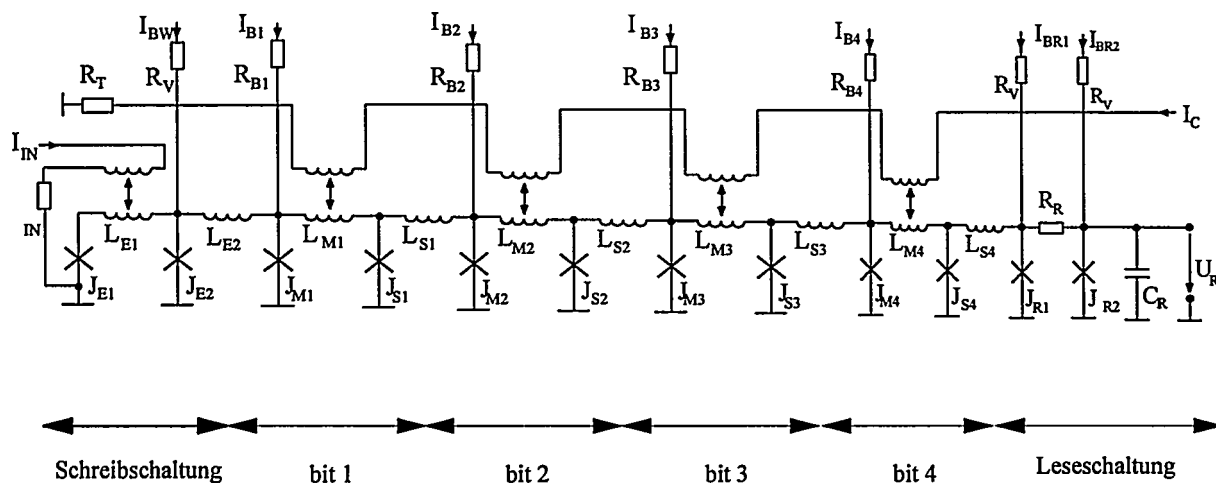


Bild 5.3.2 Leseschaltung für das Schieberegister

Die Leseschaltung ist über einen Widerstand R_R mit der letzten Schieberegisterzelle verbunden, um eine Rückwirkung durch einen supraleitenden Pfad zu vermeiden. Der Slave der letzten Schieberegisterzelle muß so dimensioniert werden, daß sich eine charakteristische Phase kleiner π ergibt, um eine Verschiebung der Flußquanten zur Leseschaltung ohne Zwischenspeicherung zu ermöglichen. Wird während des Anstieges des Taktstromes ein Flußquant zur Leseschaltung verschoben, bewirkt der damit verbundene Spannungsimpuls

den Übergang des geeignet vorgespannten "hysteretischen" Josephson - Kontaktes in den Spannungszustand. Es ergibt sich eine Ausgangsspannung in der Größenordnung des $I_C R_N$ Produktes, die mit konventioneller Meßtechnik leicht zu detektieren ist.

Die Parameter des Schieberegisters wurden unter Vernachlässigung des thermischen Rauschens der Widerstände optimiert. Ein globaler Toleranzparameter nach Kapitel 2.2 von $\Delta \approx \pm 11 \%$ bei 40 K wurde erreicht. Der Einfluß des thermischen Rauschens bei dieser Temperatur dürfte noch relativ unkritisch sein.

Die mikroskopische Aufnahme einer 4 bit Schieberegister - Schaltung ist in Bild 5.3.3 zu sehen. Die strichpunktierte Linie gibt die gerade Korngrenze des Substrats aus Yttrium-stabilisiertem Zirkonoxid an. Längs dieser Linie sind die YBCO - Josephson - Kontakte angeordnet. Die fast runden Löcher ergeben die Induktivität des Masters und die länglichen die des Slaves einer Schieberegisterzelle. Die induktiven Leitungen des Prototyps werden vorläufig zur Vereinfachung der Herstellung in Aluminium ausgeführt. Die Fläche der Kapazität C_R der Leseschaltung in der rechten unteren Ecke des Bildes ist groß, da zur Vermeidung von Kurzschlüssen ein relativ dickes Dielektrikum des Kondensators gewählt wurde.

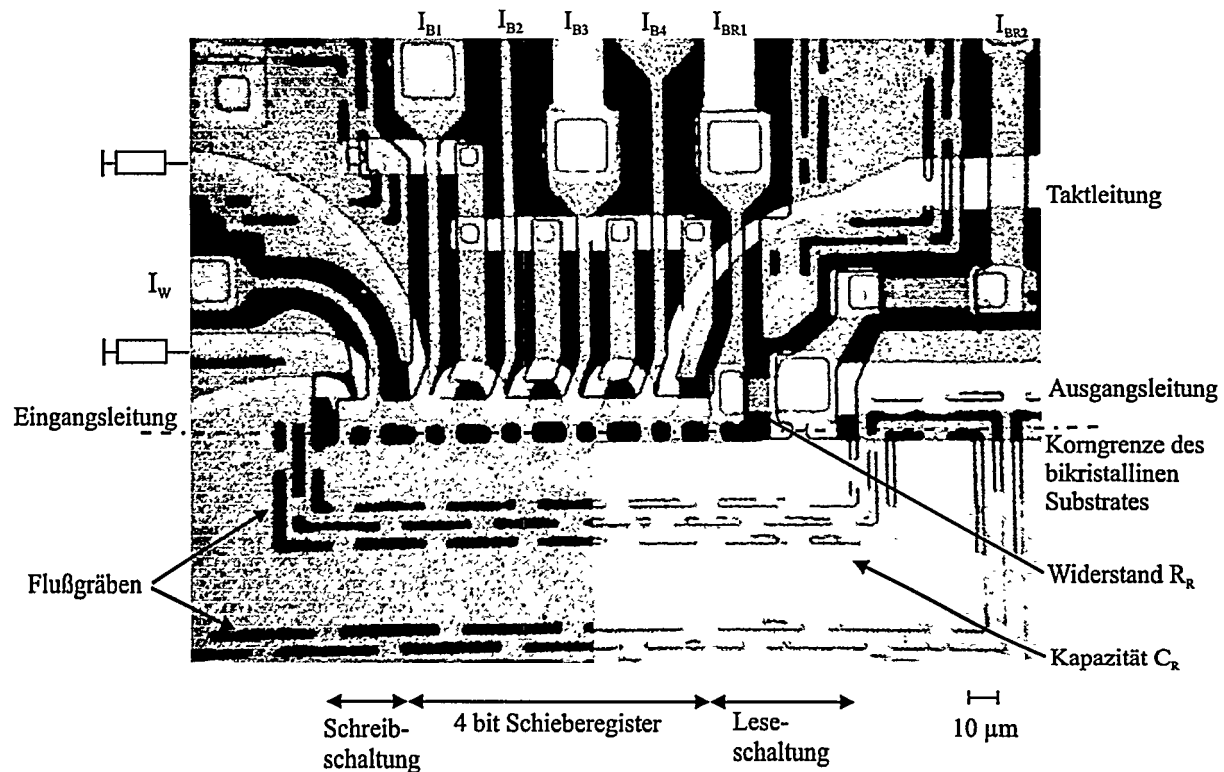


Bild 5.3.3 Aufnahme eines verwirklichten 4 bit Schieberegisters mit YBCO - Josephson - Kontakten entlang einer geraden Korngrenze im YSZ - Substrat

Die Ein- und Ausgänge des Schieberegisters besitzen 50Ω - koplanare Leitungen nach Bild 5.3.4, so daß eine meßtechnische Charakterisierung über koplanar - koaxiale Übergänge bei Taktfrequenzen im Mikrowellenbereich möglich ist.

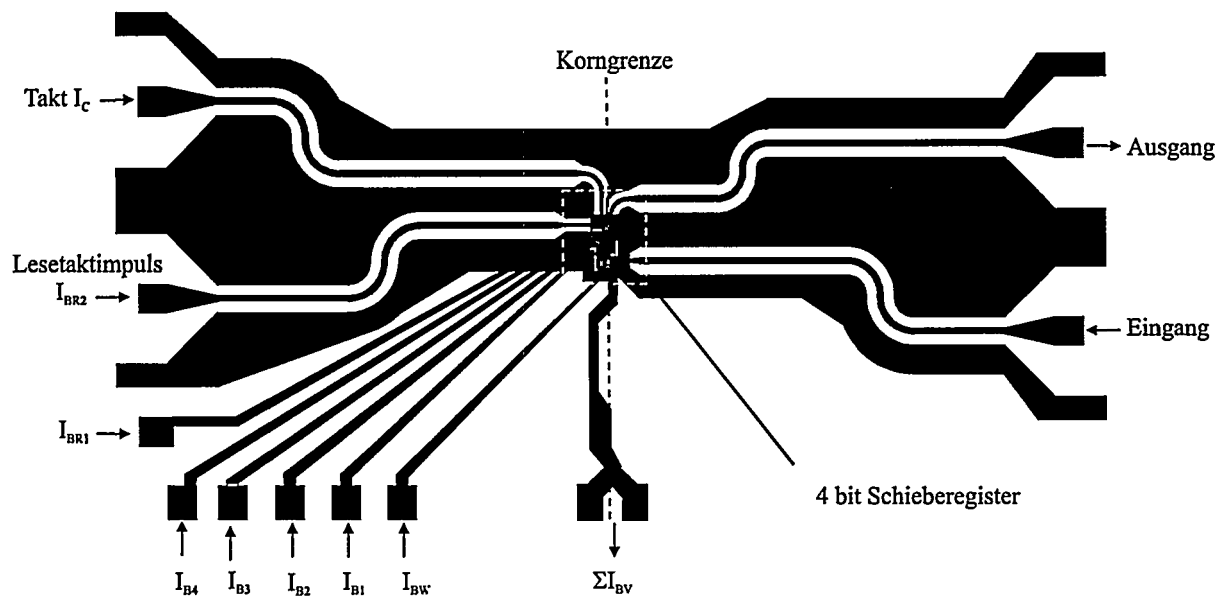


Bild 5.3.4 Layout des 4 bit Schieberegisters nach Bild 5.3.3 mit Gleichstromversorgung und mit koplanaren 50 Ω - Anschlußleitungen

Messungen an diesem Schieberegisters waren bisher nicht erfolgreich, da Kurzschlüsse in der Lesekapazität C_R auftraten.

- Literatur

- [5.3-1] R. Lochschmied , "Supraleitende Schieberegister mit geringer Verlustleistung", Dissertation, Universität Karlsruhe, 1996.
- [5.3-2] K.K. Likharev, V.K. Semenov, "RSFQ-Logik/Memory Family: A New Josephson-Junction Technology for Sub-Terahertz-Clock-Frequency Digital Systems", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 1, No. 1, pp. 3-28, March 1992.
- [5.3-3] O. Mukhanov, "RSFQ Shift Register Family", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 3, No. 1, pp. 2578-2581, March 1993.
- [5.3-4] V.K. Kaplunenko, Z.G. Ivanov, E.A. Stepantsov, T. Claeson, E. Wikborg , "Voltage Divider Based on Sub-Micron Slits in a High T_C Superconducting film and two Bi-Crystal Grain Boundaries", Appl. Phys. Lett., Vol. 67, pp. 282-285, 1995.
- [5.3-5] B. Oelze et al., "Design, simulation and experimental testing of a Josephson transmission line and a balanced comparator on HTS bicrystal Josephson junctions", Inst. of Phys., Conference Series, Vol. 148, pp. 1701-1704, 1995.

5.4 Simulation und meßtechnische Charakterisierung eines miniaturisierten 4 bit Echtzeit-Frequenzmessers (EFM) um 10 GHz bei 77 K

Zur schnellen Detektion von Störsignalen in Radar- und Satellitensystemen werden verschiedene Typen digitaler Echtzeit-Frequenzmesser eingesetzt, bei denen der Phasenhub längs einer Verzögerungsleitung zur Bestimmung der Frequenz ausgewertet wird. In der Satellitentechnik ist man im Gegensatz zur Radartechnik an einer besonders schnellen Auswertung mit einer einfachen Halbleiter-Elektronik in einem eher begrenzten Frequenzband durch ein Gerät interessiert, das ein besonders kleines Gewicht und Volumen hat. Gegenüber bekannten Echtzeit-Frequenzmessern mit supraleitenden Dreiband-Leitungen und einer Auflösung von 5 bit in einer Bandbreite $B = 500$ MHz um 4 GHz [5.4-1] hat die in Zusammenarbeit mit Daimler-Benz entwickelte Ausführungsform mit 4 bit und $B = 1$ GHz um 10 GHz den Vorteil, daß alle frequenzsensitiven Teile auf einem einzigen $40 \times 40 \times 0,5 \text{ mm}^3$ großen Substrat integriert und damit noch stärker miniaturisiert werden konnten.

- Funktionsprinzip

Ein 4 bit Echtzeit-Frequenzmesser nach Bild 5.4.1 erzeugt aus dem Eingangssignal zunächst 4 Signale gleicher Amplitude. Jedes dieser Signale wird in 2 Hälften aufgespalten und einem Paar von Verzögerungsleitungen unterschiedlicher Laufzeiten τ_o, τ_n zugeführt, so daß sich an ihrem Ausgang ein frequenzabhängiges Interferenzmuster ergibt, das von $\tau_n - \tau_o$ abhängt.

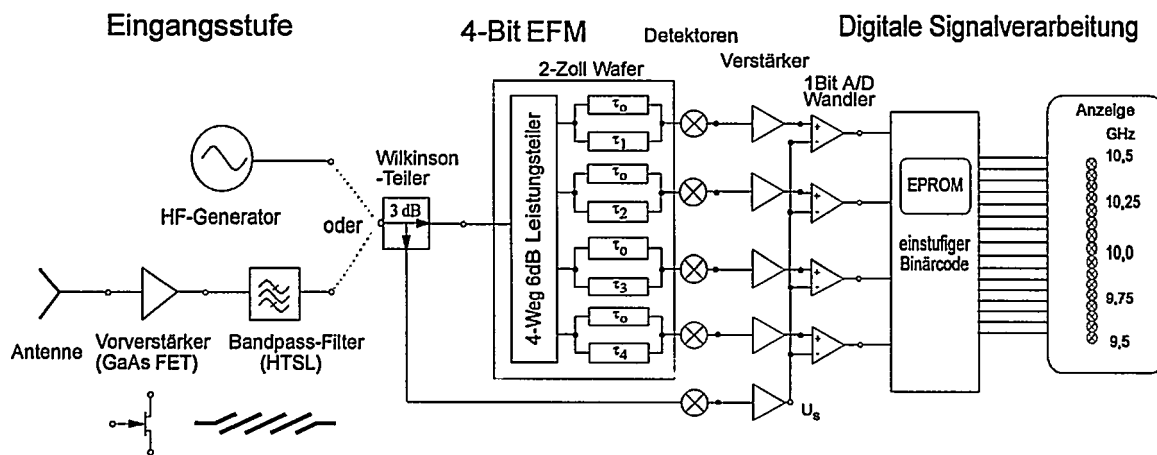


Bild 5.4.1 Blockschaltbild des 4 bit Echtzeit-Frequenzmessers.

Für eine Mittenfrequenz $f_m = 10$ GHz und Bandbreite $BW = 1$ GHz benötigt man Verzögerungszeiten $\tau_n - \tau_o$ von 0,475 ns, 1 ns, 2 ns und 4 ns [5.4-2]. Die frequenzabhängigen Ausgangssignale der 4 Interferometer nach Bild 5.4.2 werden gleichgerichtet, verstärkt und mit einem 1 Bit A/D-Wandler mit einer geeignet gewählten Schwelle verglichen.

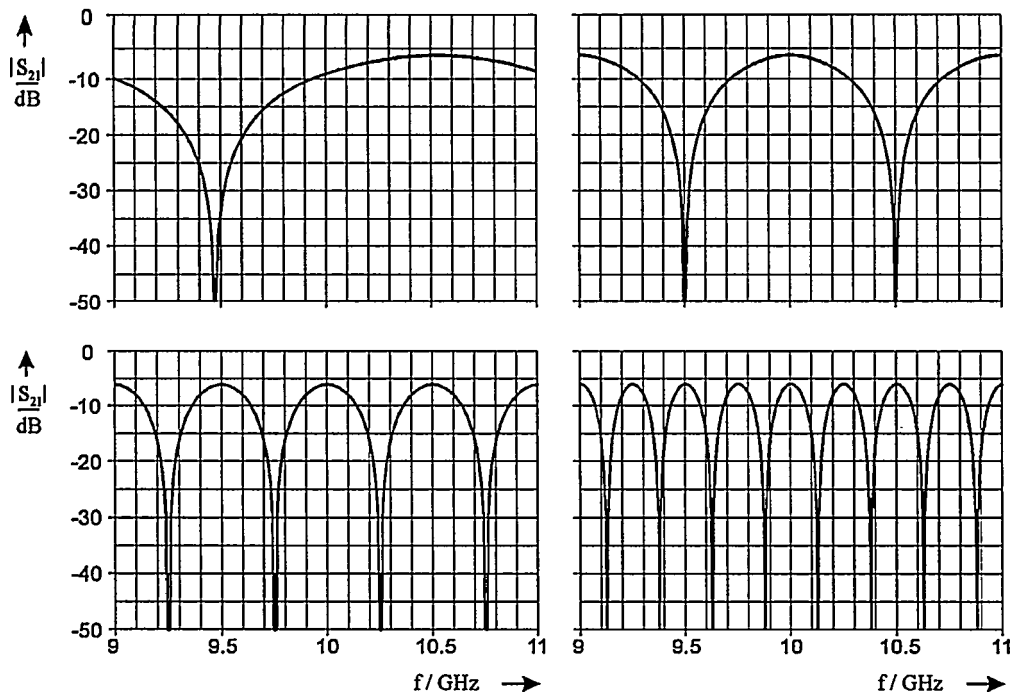


Bild 5.4.2 Simulierte Durchgangstreuparameter $|S_{21}|$ eines idealen 4 bit Echtzeit-Frequenzmessers.

Ein Hochfrequenzsignal wird entweder über eine Antenne oder einen Generator in das System eingespeist.

Die digitalen Pegel und die binären Zustände an den 4 Ausgängen sind in Bild 5.4.3 als Funktion der Frequenz angegeben.

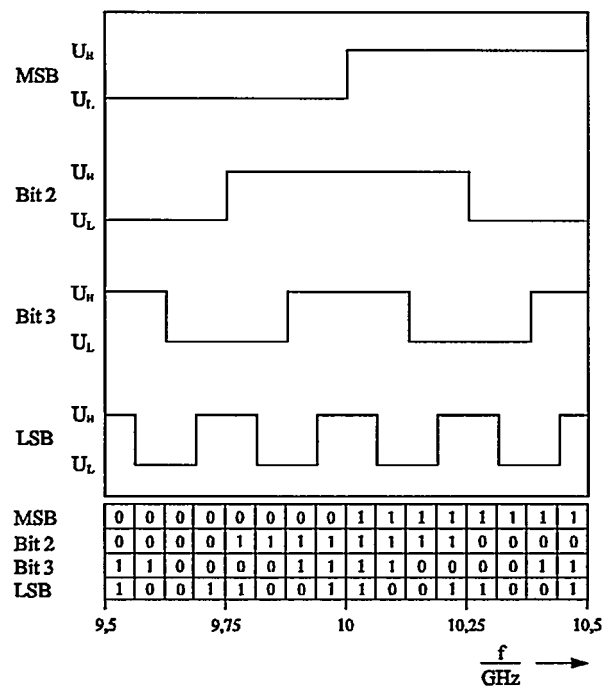


Bild 5.4.3 Digitale Pegel der 4 bit nach einer Schwellwertdetektion und zugehöriger Code in positiver Logik.

Die Darstellung der dekodierte Frequenz nach einer D/A-Wandlung als Funktion der zu messenden analogen Eingangsfrequenz in Bild 5.4.4 dient der Ermittlung der Nichtlinearität des Frequenzmessers, wobei die Treppenkurve gleich breite Stufen aufweisen sollte.

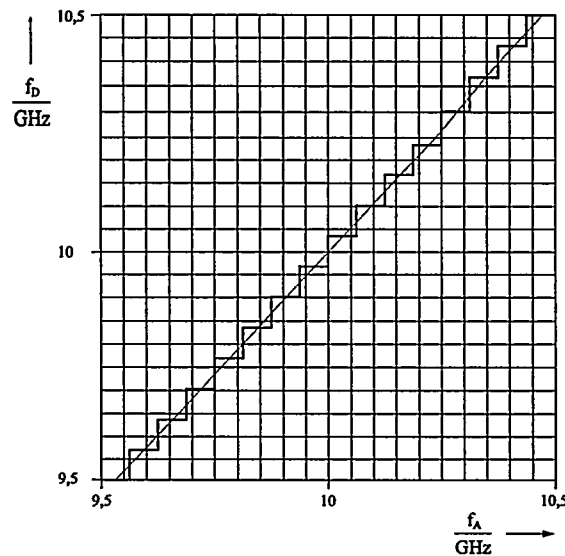


Bild 5.4.4 Dekodierte Frequenz f_D nach einer D/A-Wandlung über der analogen Eingangsfrequenz f_A .

- Aufbau des Echtzeit-Frequenzmessers

Für die Aufteilung des Eingangssignals auf 4 bit wurden Wilkinson-Teiler verwendet. Die Verzögerungszeiten der Interferometer von bis zu 4 ns wurden mit supraleitenden koplanaren Leitungen realisiert. Durch die geringe Dämpfung und hohe Packungsdichte von supraleitenden koplanaren Leitungen, konnten alle Wilkinson-Teiler und Interferometer auf einem 2" Substrat angeordnet werden, wobei alle internen Mikrowellenübergänge zwischen Koplanarleitungen erfolgen. Der EFM kann leicht hergestellt werden aus nur einer supraleitenden Schicht und ist unempfindlich gegenüber mechanischen Vibrationen. Durch die Integration auf einem Wafer hat er außerdem ein kleines Volumen und Gewicht. Detektoren, Verstärker und 1 Bit A/D-Wandler wurden mit Halbleiterbauelementen auf einem getrennten Substrat implementiert.

Untersucht wurden verschiedene Ausführungsformen von 4 bit Echtzeit-Frequenzmessern, die sich in EFM mit SMD-Widerständen und gebondeten Massebrücken und in EFM mit integrierten Widerständen und Massebrücken unterteilen lassen.

- EFM mit SMD-Widerständen und gebondeten Massebrücken.

Bei diesem 4 bit EFM handelt es sich um eine Ausführungsform mit koplanaren YBCO-Leitungen auf einem 2" LaAlO_3 -Substrat [5.4-3]. Die für die Wilkinson-Teiler erforderlichen 100 Ω Widerstände wurden mit SMD-Bausteinen realisiert. Sie wurden an die entsprechenden Stellen auf das Substrat geklebt und mit Bonddrähten kontaktiert. Massebrücken aus Aluminium, die in regelmäßigen Abständen gebondet wurden, sorgen für einen Potentialausgleich zwischen den Masseflächen auf beiden Seiten des Innenleiters der koplanaren

Leitungen. Eine Fotografie dieses Entwurfs in einer Meßfassung mit SMA-Anschlüssen ist in Bild 5.4.5 zu sehen.

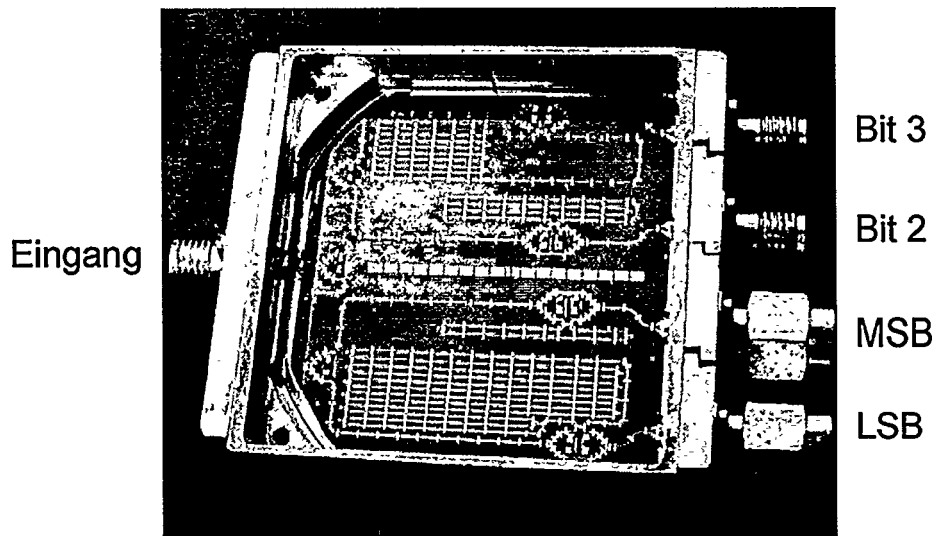


Bild 5.4.5 Fotografie des 4 bit EFM mit YBCO-Leitungen, SMD-Widerständen und gebondeten Massebrücken auf einem 40 mm x 40 mm LaAlO₃-Substrat in einer Meßfassung mit SMA-Anschlüssen.

Die gemessenen Streuparameter $|S_{21}|$ an den vier EFM-Ausgängen bei 77 K im Gasraum der Heliumkammer in Bild 5.4.6 zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen in Bild 5.4.2.

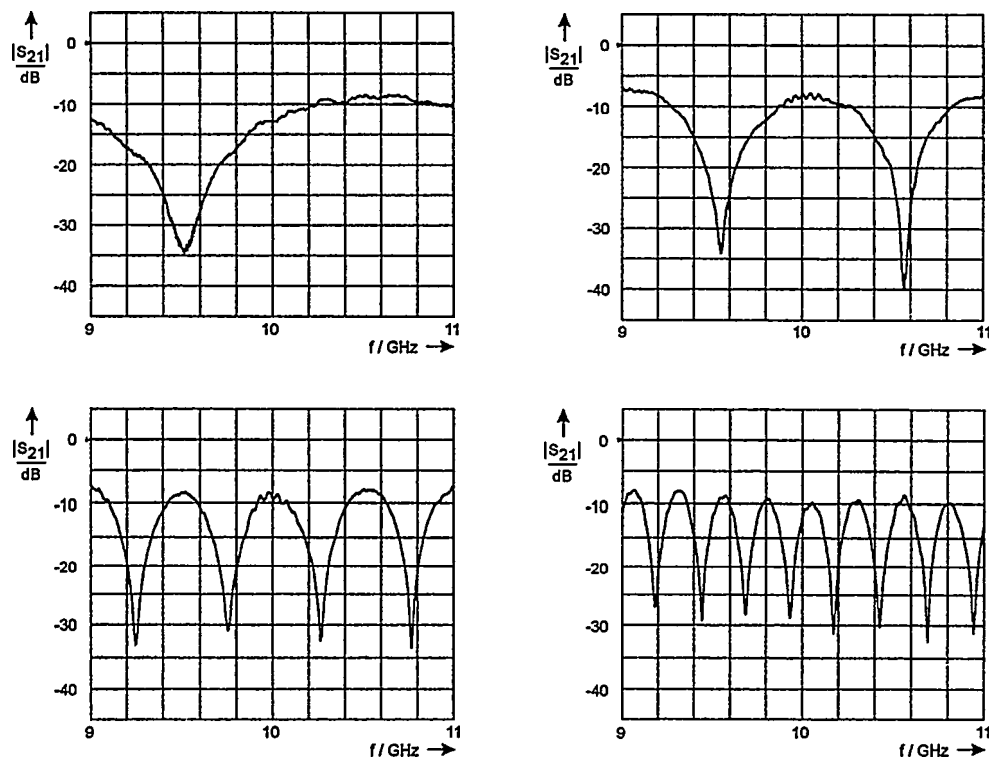


Bild 5.4.6 Gemessene Streuparameter $|S_{21}|$ an den 4 EFM Ausgängen in Bild 5.4.5 über der Frequenz bei 77 K.

Abweichungen ergeben sich durch überlagerte Stehwellen und geringe Abweichungen der Verzögerungszeiten der einzelnen Interferometer von den Sollwerten. Dadurch erhält man, selbst bei geeigneter Wahl der Schwellwerte für die Digitalisierung, nicht ganz äquidistante Frequenzintervalle. Bei den gemessenen digitalen Pegel und der Treppenkurve in Bild 5.4.7 kann man die Nichtlinearität des Frequenzmessers erkennen. Sie liegt bei $\pm 1/2$ LSB entsprechend ± 32.5 MHz.

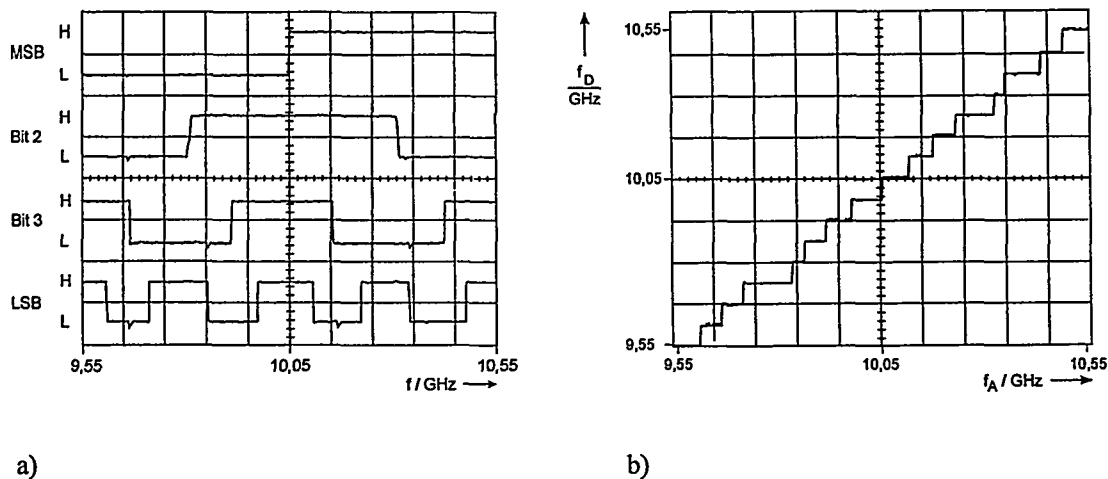


Bild 5.4.7 Gemessene Charakteristik des 4 bit EFM nach Bild 5.4.5 bei 77 K: a) Ausgänge nach der Schwellwertdetektion und b) dekodierte Frequenz nach einer D/A Wandlung über der Eingangsfrequenz.

- EFM mit integrierten Widerständen und Massebrücken

Zur Verbesserung der Eigenschaften eines Echtzeit-Frequenzmessers, wurde ein vollständig integrierbarer Frequenzmesser entwickelt [5.4-4]. Ein wesentliches Element des Echtzeit-Frequenzmessers sind die Leistungsteiler, die getrennt untersucht wurden.

- Entwurf und Messung eines Leistungsteilers mit koplanaren YBCO-Leitungen und mit integrierten Widerständen auf einem MgO-Substrat

Ein integrierter Leistungsteiler mit unsymmetrischen koplanaren Zweibandleitungen wurde entwickelt. Das Layout dieses Entwurfs für ein 10×10 mm² großes und 0,5 mm dickes MgO-Substrat ist in Bild 5.4.8 zu sehen.

Der Leistungsteiler ist ein sogenannter Wilkinson-Teiler mit unsymmetrischen koplanaren Zweibandleitungen. Der 100 Ω Widerstand des Teilers wurde durch eine aufgestäubte 350 μ m kurze Manganinbahn integriert. Die Zuleitungen sind koplanare Dreibandleitungen, deren Masseflächen an vielen Stellen durch integrierte Massebrücken verbunden sind. Die Hochfrequenzübergänge von den koaxialen Meßkabeln auf die koplanaren Dreibandleitungen wurden mit SMA-Streifenleiter-Verbindern der Firma Rosenberger realisiert, wie in Bild 5.4.8 an Tor 1 skizziert.

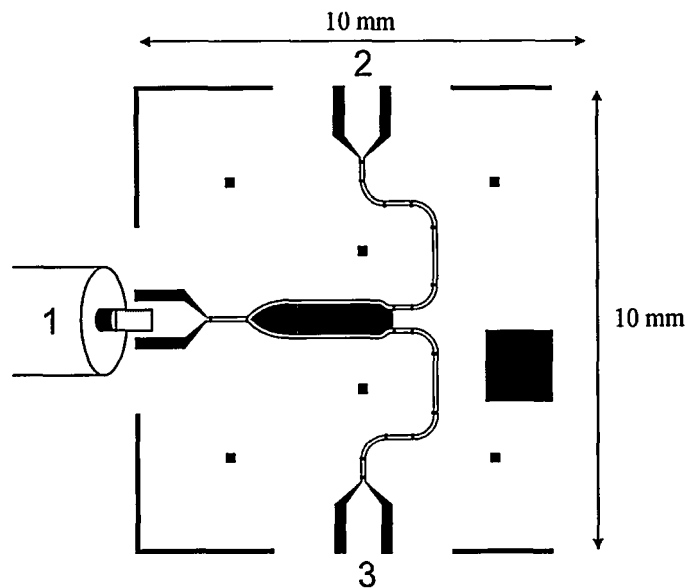


Bild 5.4.8 Layout eines integrierten Leistungsteilers mit unsymmetrischen koplanaren Zweibandleitungen und integriertem Widerstand; Zuleitungen aus koplanaren Dreibandleitungen mit integrierten Massebrücken.

Dieser Entwurf wurde mit Niob als Leitermaterial ausgeführt, kann jedoch ohne Probleme auch mit YBCO-Leitungen realisiert werden.

Die Ergebnisse der Messung an diesem Leistungsteiler sind in den Bildern 5.4.9 und 5.4.10 dargestellt.

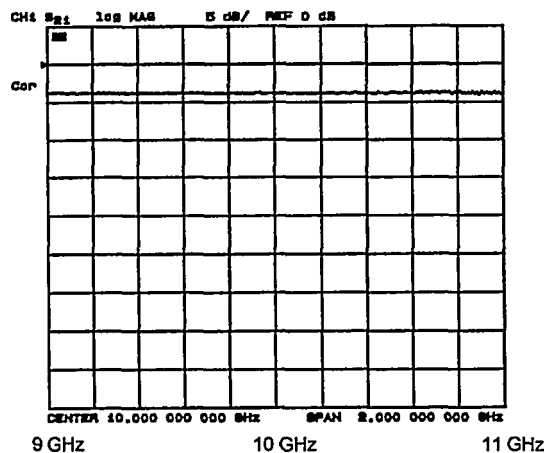


Bild 5.4.9

Durchgangstreuparameter $|S_{21}|$ eines Leistungsteilers mit unsymmetrischen koplanaren Zweibandleitungen nach Bild 5.4.8.

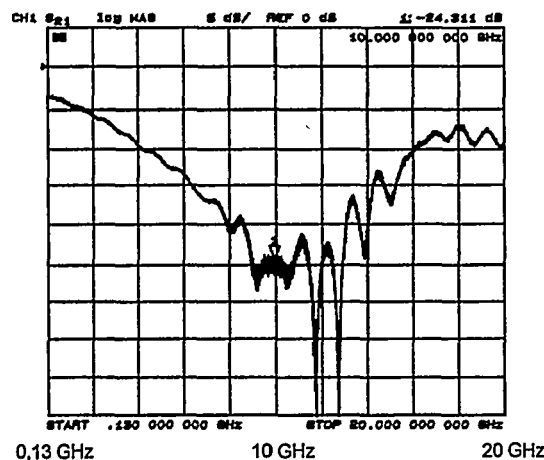


Bild 5.4.10

Isolation $|S_{32}|$ eines Leistungsteilers mit unsymmetrischen koplanaren Zweibandleitungen nach Bild 5.4.8.

Der Durchgangstreuparameter $|S_{21}|$ zeigt in Bild 5.4.9 ein nahezu ideales Übertragungsverhalten. Im Frequenzbereich von 9 bis 11 GHz ist der Betrag von S_{21} praktisch frequenzunabhängig gleich 3 dB. Auch die Isolation $|S_{32}|$ der Tore 2 und 3 des Leistungsteilers ist mit etwa 25 dB im interessanten Frequenzbereich von 9-11 GHz relativ gut. Ein integrierter Wilkinson-Teiler mit unsymmetrischen koplanaren Zweibandleitungen ist daher vorzüglich für einen Echtzeit-Frequenzmesser geeignet.

- Integration von Kurzschlußbügeln zwischen den beiden Massen einer koplanaren Leitung

Kurzschlußbügel zwischen den Massen einer koplanaren Dreibandleitung sind in großer Zahl notwendig, um unerwünschte Wellentypen zu vermeiden. Da die Bügel zum Innenleiter eine endliche Kapazität besitzen, werden sie die Ausbreitungsgeschwindigkeit der gewünschten Wellen verändern. Ort, Kapazität und Induktivität eines per Hand gebondeten Bügels sind nicht ausreichend reproduzierbar für Präzisionsfilter. Zur Erhöhung der Zahl und Reproduzierbarkeit der Bügel wurden sie durch einen Integrationsprozeß gleichzeitig hergestellt. Die Skizze einer integrierten Massebrücke ist in Bild 5.4.11 dargestellt.

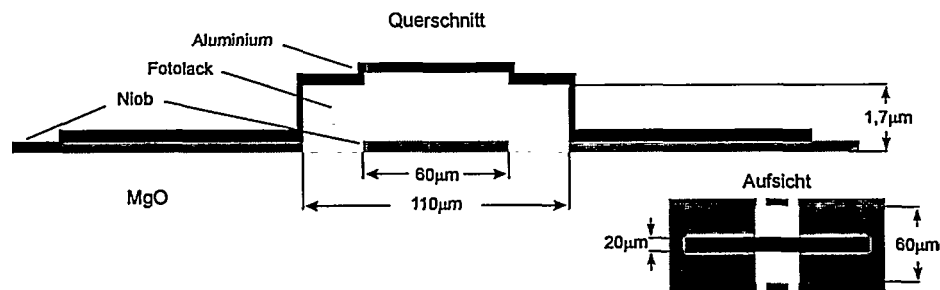


Bild 5.4.11 Aufbau einer Massebrücke bestehend aus einem Steg, aus ausgehärtetem Fotolack und einer darüberliegenden Aluminiumbahn.

Der Wellenwiderstand Z_L der koplanaren 50 Ω -Leitungen wird mit einer Innenleiterbreite $w = 60 \mu\text{m}$ und einem Masseabstand von $d = 110 \mu\text{m}$ erreicht. Eine 60 μm lange Leitung mit gleichen Abmessungen und darüberliegender integrierter Brücke hat einen berechneten Wellenwiderstand von $Z_L = 24 \Omega$, simuliert mit dem Programm SONNET. Die verschiedenen Wellenwiderstände der 50 Ω Leitungen und 24 Ω Brücken führen zu Reflexionen und müssen beim Entwurf der Verzögerungsleitungen berücksichtigt werden. Die Reflexionen summieren sich bei Frequenzen, die dem Abstand der Brücken entsprechen.

Das Layout der Verzögerungsleitungen von integrierten EFM beruht auf identischen Bausteinen für 90°-Kurven, mit einer geringen Laufzeit und einem konstanten Abstand der Brücken, um die Verzögerungszeiten der Interferometer über die Anzahl der Bausteine präzise einstellen zu können.

Um bei 10 GHz gute Übertragungscharakteristiken zu erhalten wurden die Verzögerungsleitungen mit kleinen 90° Bögen von 50 Ω -Leitungen mit einem Durchmesser von 410 μm und einer Brücke implementiert, wie in Bild 5.4.12 gezeigt. Störungen durch Reflexionen an den Massebrücken sind erst bei Frequenzen über 80 GHz zu erwarten.

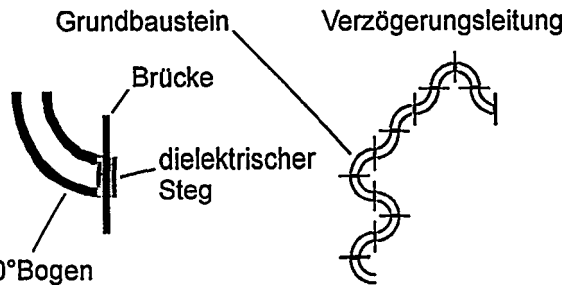


Bild 5.4.12 Aufbau einer Verzögerungsleitung mit 90° Kurven und integrierten Massebrücken.

- 4 bit EFM mit Niobleitungen bei 4,2 K

Ein 4 bit EFM mit koplanaren Leitungen, integrierten Widerständen und Massebrücken auf einem 0,5 mm dicken 2" MgO-Substrat wurde entwickelt. Das Layout zur Strukturierung der koplanaren Leitungen ist in Bild 5.4.13 dargestellt.

Der EFM besteht aus Wilkinson-Teilern mit unsymmetrischen koplanaren Zweibandleitungen und Verzögerungsleitungen der Interferometer, die aus 90° Bögen und integrierten Massebrücken zusammengesetzt sind. Die Anzahl der 90° Kurvenelemente für die einzelnen Interferometer betragen 1280, 640, 320 und 152, entsprechend dem Verhältnis der gewünschten Verzögerungszeiten von 4 ns : 2 ns : 1 ns : 0,475 ns.

Dieses Layout besteht aus 11 integrierten Wilkinson-Teilern mit integrierten Widerständen und koplanaren Leitungen mit insgesamt 2656 integrierten Massebrücken.

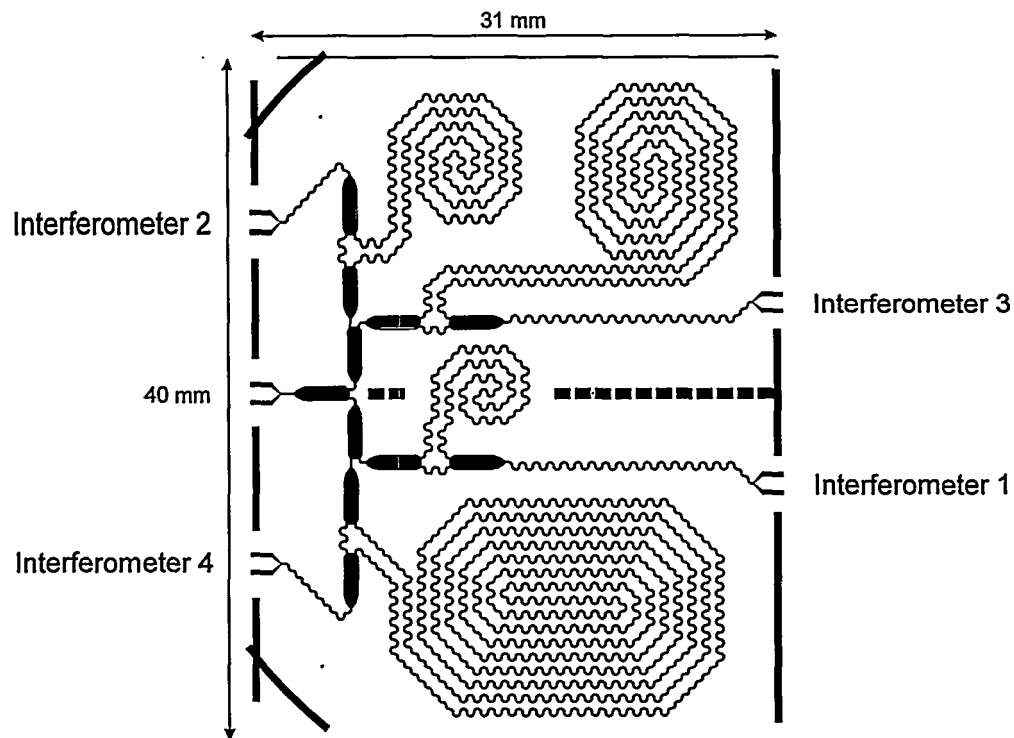


Bild 5.4.13 Layout der koplanaren Leitungen eines integrierten 4 bit EFM auf einem 31 mm x 40 mm MgO-Substrat.

Niob wurde mit Argon DC-gesputtert und in einem CF_4 -Plasma trocken geätzt [5.4-5]. Die Lift-Off-Technik wurde benutzt, um dielektrischen Stege aus ausgehärtetem Fotolack, DC-geputtete Manganin-Widerstände und Aluminium-Brücken herzustellen.

Die in flüssigem Helium bei 4,2 K über der Frequenz gemessenen Streuparameter $|S_{21}|$ an den vier Ausgängen in Bild 5.4.14 entsprechen sehr gut den simulierten Übertragungseigenschaften des EFM in Bild 5.4.2.

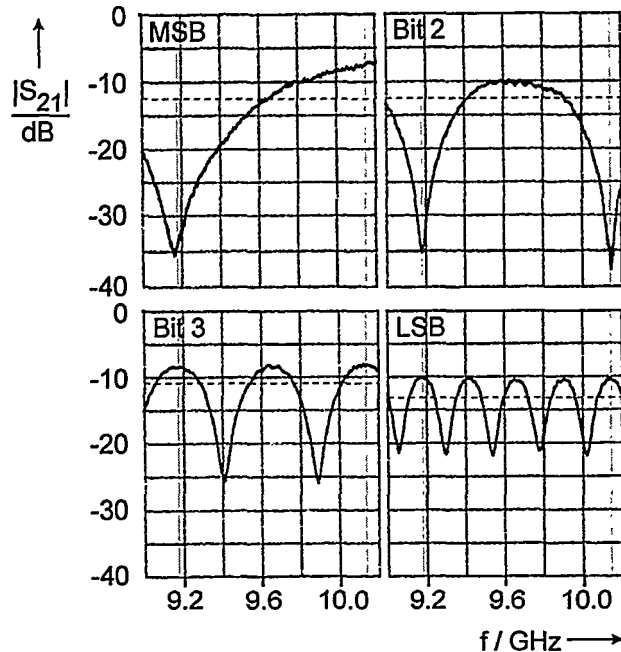


Bild 5.4.14 Gemessene Durchgangstreuparameter $|S_{21}|$ an den vier Ausgängen der Interferometer mit Niob-Leitungen nach Bild 5.4.13 bei $T = 4,2$ K in Abhängigkeit von der Frequenz. Die gestrichelten Linien markieren die Schwellwerte für die Digitalisierung, die graue Schattierung zeigt die EFM-Bandbreite.

Die Verzögerungszeiten der Interferometer liegen etwas höher als die Sollwerte, skalieren jedoch mit der Anzahl der Elemente einer Verzögerungsleitung. Die Verzögerungszeit des LSB von 4,14 ns führt auf eine Mittenfrequenz $f_m = 9,66$ GHz und eine Bandbreite von $BW = 0,966$ GHz. Durch die guten Übertragungseigenschaften der einzelnen Interferometer erhält man durch die Digitalisierung nahezu äquidistante Frequenzintervalle, welche auf die gemessene regelmäßige Treppenkurve in Bild 5.4.15 führen.

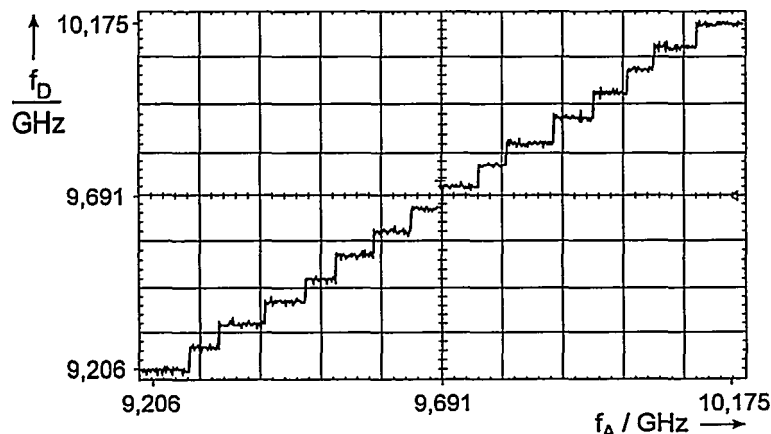


Bild 5.4.15 Gemessene Charakteristik des 4 bit EFM nach Bild 5.4.13 bei 4,2 K: dekodierte Frequenz f_D nach einer D/A Wandlung über der analogen Eingangsfrequenz f_A .

Es gibt keine fehlenden Zustände. Durch die neue Struktur der Verzögerungsleitungen und die Integration der Leitungen, Widerstände und Massebrücken konnte die maximale Nichtlinearität von 1/2 auf 1/5 LSB verkleinert werden.

- 4 bit EFM mit YBCO-Leitungen bei 77 K

Ein integrierter EFM mit YBCO-Leitungen wurde mit dem gleichen koplanaren Layout nach Bild 5.4.13 gefertigt. Eine Fotografie des 4 bit EFM auf einem 0,5 mm dicken MgO-Substrat ist in Bild 5.4.16 zu sehen.

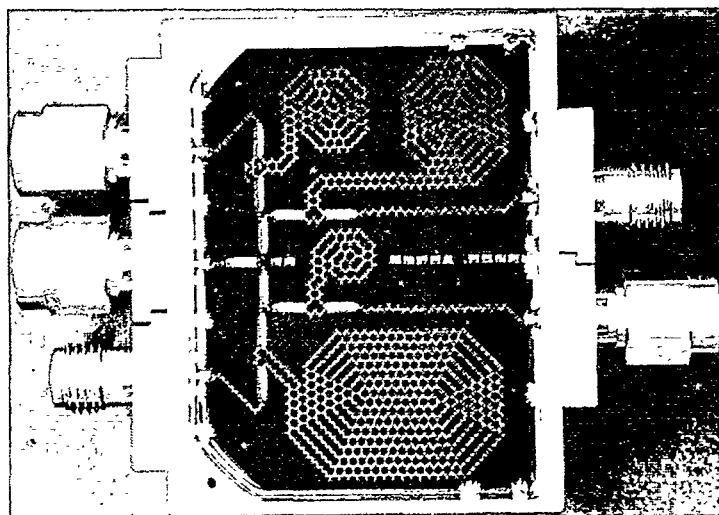


Bild 5.4.16 Fotografie eines integrierten 4 bit EFM mit YBCO-Leitungen auf einem 31 mm x 40 mm MgO-Substrat in einer Meßfassung mit koaxialen Anschlüssen.

Ein 600 nm dicker YBCO-Film wurde ohne Zwischenschicht auf ein 2"-Substrat gedampft [5.4-6]. Der Film wurde mit einem Ar Ionenstrahl geätzt, wobei das Substrat auf einer auf 77 K gekühlten Unterlage lag [5.4-7]. Die dielektrischen Stege der Massebrücken wurden mit gedampftem SiO realisiert.

Die Treppenkurve dieses Entwurfs in Bild 5.4.17, gemessen bei 77 K im Gasraum einer Heliumkanne, zeigt einen ähnlich regelmäßigen Verlauf, verglichen mit der Niobausführung in Bild 5.4.15. Die maximale Nichtlinearität beträgt 1/4 LSB.

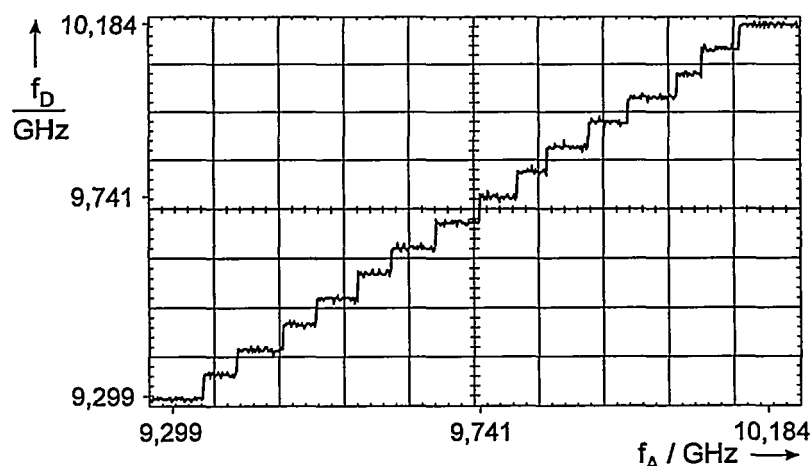


Bild 5.4.17 Gemessene Charakteristik des 4 bit EFM nach Bild 5.4.16 mit YBCO-Leitungen bei 77 K: dekodierte Frequenz nach einer D/A Wandlung über der Eingangsfrequenz.

- Literatur

- [5.4-1] G. C. Liang, C. F. Shik, R. S. Withers, B. F. Cole, M. E. Johansson, L. P. Suppan, "Superconducting Digital Instantaneous Frequency Measurement Subsystem", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 41, No. 12, pp. 2368 - 2375, December 1993
und
G. C. Liang, C. F. Shik, R. S. Withers, B. F. Cole, M. E. Johansson, "Space Qualified Superconductive Digital Instantaneous Frequency Measurement Subsystem", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 44, No. 7, pp. 1289 - 1299, July 1996
- [5.4-2] M. Biehl et al., "Entwicklung eines 4 Bit-Echtzeitfrequenzmessers im 10-GHz-Bereich mit supraleitenden Verzögerungsleitungen," Supraleitung und Tieftemperaturtechnik, VDI-Verlag, pp. 141-144, 1994.
- [5.4-3] M. Biehl et al., "A 4 Bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Coplanar YBCO Delay Lines," Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 5, No. 2, pp. 2279-2282, May 1995.
- [5.4-4] M. Biehl et al., "A Superconducting 4 bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with integrated Resistors and Air-Bridges," Veröffentlichung der 6th Int. Superconductive Electronics Conference, Bd. 2, pp. 281-283, June 1997.
- [5.4-5] R. Dolata, M. Neuhaus, W. Jutzi, "Laser reflection measurements for end point detection and analysis in Nb/Al₂O₃-Al/Nb Josephson circuit fabrication," Physica C, Vol. 214, pp. 365-370, 1993.
- [5.4-6] F. Baudenbacher, H. Karl, P. Berberich, H. Kinder, "RHEED studies of epitaxial growth of YBCO films prepared by thermal co-evaporation," J. Less Common Met., Vol.164/165, pp. 269-278, 1990.
- [5.4-7] W. Jutzi, H. Matz, R. Dolata, R. Herwig, P. Marienhoff, M. Neuhaus, T. Scherer, "Step edge junctions on NdGaO₃ substrates at 77 K", Cryogenics, Vol. 33, No. 6, pp. 637-639, 1993.

5.5 Miniaturisierte Mikrowellen-Filter

- Anwendungspotential

Mikrowellen-Filter mit Bandbreiten unter 2 %, Durchlaßdämpfungen unter 1 dB und einem geringen Gewicht und Volumen werden in der Kommunikations- und Satellitentechnik gebraucht. Solche Filter können mit keramischen Supraleitern aus $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7,8}$ miniaturisiert werden, da bei 10 GHz und 77 K der Oberflächenwiderstand etwa 100-fach kleiner ist als der von sehr reinem Kupfer. Aus diesem Grund können die Querschnittsabmessungen von Leitungen solcher Filter um den entsprechenden Faktor verkleinert werden [5.5-1]. Miniaturisierte Filter mit supraleitenden Strukturen sind leicht auf dem Kaltfinger eines Refrigerators mit einem geschlossenen Kühlkreis zu montieren[5.5-2].

- Demonstrator

Filter mit kapazitiv gekoppelten, parallelen Mikrostreifen-Leitungen nach der Ausführungsform im unteren Teil des Bildes 5.5.1 werden sehr häufig verwendet, um eine schmale Bandpass-Charakteristik zu erhalten. Schmalbandige Filter dieser Art sind nicht einfach zu berechnen und zu verwirklichen, da die Querschnittsabmessungen sehr genau eingehalten werden müssen. Insbesondere geht die Dicke des Substrats zwischen den Streifen und der Grundplatte voll in die Berechnung ein.

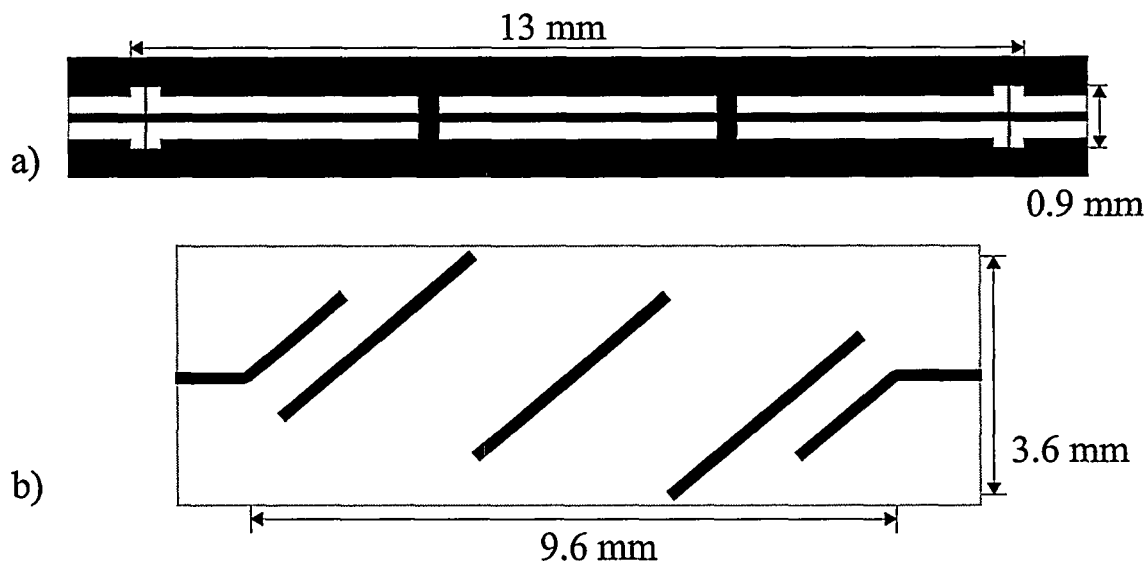


Bild 5.5.1 Layout zweier dreipoliger Chebychev - Filter mit einer 3 dB Bandbreite von 1,8% auf LaAlO_3 . Verwirklichung in a) koplanarer Ausführung mit Kurzschlußinduktivitäten und in b) Mikrostreifenleitungstechnik.

Bei koplanaren Leitungen (CPW) ist der Einfluß der Dicke des Substrats praktisch vernachlässigbar, besonders wenn die Querschnittsabmessungen wesentlich kleiner als die Dicke des Substrats sind. Außerdem können alle frequenzempfindlichen Teile mit großer Präzision in einer Ebene strukturiert werden. Als nachteilig wird häufig angesehen, daß die supraleitende Stromdichte in koplanaren Ausführungen größer ist als solche mit Mikrostreifen-Leitungen. Zur Untersuchung dieses Sachverhalts wurden zwei Filter mit praktisch der gleichen Bandbreite von 1,8 % auf einem 0,5 mm dicken LaAlO_3 -Substrat mit der hohen Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 23,8$ integriert. Die beiden Ausführungsformen sind in

Bild 5.5.1 a) und b) im gleichen Maßstab gegenübergestellt. Das koplanare Filter besteht aus drei über „Kurzschlußinduktivitäten“ zwischen YBCO - Innenleiter und Masse gekoppelten Resonatoren. Die bei 77 K gemessene Übertragungscharakteristik des CPW - Filters mit einer Bandbreite von 1,8 % ist in Bild 5.5.2 zu sehen [5.5-3]. Große Flankensteilheiten von 15 MHz/3 dB und eine große Sperrdämpfung von etwa 70 dB bei 8 GHz und 12 GHz wurden erreicht. Gehäuseresonanzen und Störmodes konnten unterdrückt werden. Die berechneten Übertragungs-Charakteristiken der beiden Filter in Bild 5.5.1 sind in Bild 5.5.3 zu sehen. Man erkennt, daß im Übertragungsbereich beide Filter eine vergleichbare Charakteristik mit sehr kleiner Durchgangsdämpfung bei 10,1 GHz besitzen. Die Ausführung mit koplanaren Leitungen beansprucht nur etwa die Hälfte der Chipfläche, die für die Mikrostreifen-Ausführung notwendig ist. Simulationen haben gezeigt, daß die koplanare Ausführung gegenüber dem Mikrostreifen-Filter nur etwa 10 % größere Stromdichten an den Kanten aufweist, so daß ein Betrieb mit etwa vergleichbaren Durchgangsleistungen möglich sein sollte.

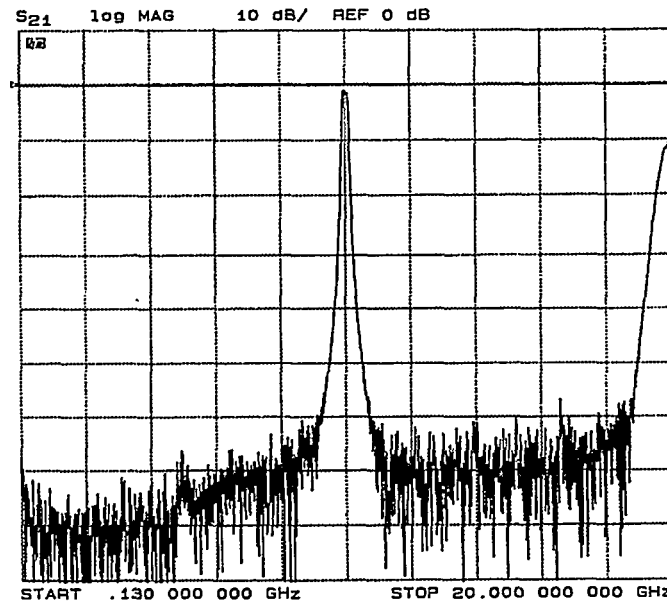


Bild 5.5.2 Meßergebnis eines induktiv gekoppelten dreipoligen Chebychev - Bandpaßfilters nach Bild 5.5.1a) mit YBCO-Leitungen auf einem LaAlO_3 - Substrat.

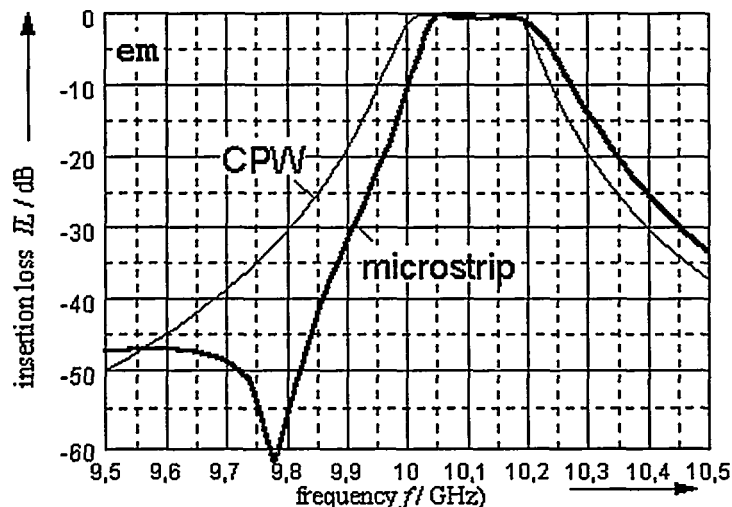


Bild 5.5.3 Berechnete Übertragungscharakteristiken der dreipoligen Chebychev - Filter aus Bild 5.5.1

- Zusammenfassung

Gegenüber Mikrostreifen-Leitungen sind koplanare Leitungen in einer Ebene erheblich leichter herzustellen und einfacher mit Halbleiter-Bauelementen für hybride Schaltungen zu kombinieren, da keine Durchkontaktierungen im Substrat für Masse-Kontakte benötigt werden. Vergleichbare Durchgangsleistungen können bei erheblich größerer Packungsdichte der Filter erreicht werden.

- Literatur:

- [5.5-1] G.W. Mitschang, "Space applications and implications of high temperature superconductivity", IEEE Trans. Appl. Superconductivity, Vol. 5, No. 3, pp. 69-73, Juni 1995.
- [5.5-2] Daimler-Benz Industrie, AEG, Theresienstr. 2, D-74072 Heilbronn/Germany, 2 W-Linear-Split-Cycle-Stirling Cooler.
- [5.5-3] A. Vogt and W. Jutzi, "HTS Narrow Bandwidth Coplanar Shunt Inductively Coupled Microwave Bandpass Filter on LaAlO_3 ", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 45, No. 4, pp. 492-497, April 1997.
- [5.5-4] J.K. Everad and K.K. Cheng, "High performance direct coupled bandpass filters on coplanar waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 41, No. 9, pp. 1568-1573, September 1993.
- [5.5-5] D.G. Swanson, Jr. and R.J. Forse, "An HTS end-coupled CPW filter at 35 GHz", IEEE Microwave Theory Tech. Symp. Dig., Vol. 1, pp. 199-202, May 1994.

6.0 Hybride Schaltungen mit Halbleiterbauelementen und $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ -Schaltungen

SFQ - Schaltungen besitzen nur sehr kleine Ausgangssignale. Zur Messung der Funktion der Schaltungen und zur Anpassung der Ausgangspegel an derzeit übliche digitale Halbleiterschaltungen sind Verstärker notwendig, die zum einen eine hohe Verstärkung und zum anderen ein geringes Rauschen zeigen. Um zusätzliche Störungen der Signale durch Einkopplungen in die meist sehr langen Leitungen zwischen Schaltung und Meßapparat zu vermeiden, wäre es zweckmäßig, wenigstens eine erste Verstärkerstufe in der Nähe der supraleitenden Schaltung anzuordnen. Dazu müssen die verwendeten Bauelemente bei Umgebungstemperaturen von 77 K bzw. 4,2 K zuverlässig funktionieren.

Aus diesem Grund wurden verschiedene Halbleiterbauelemente bei 300 K, 77 K und 4,2 K untersucht. Standard CMOS Inverter zeigten beim Abkühlen deutlich steilere Übergangskennlinien und eine um etwa den Faktor 2 reduzierte Gatterlaufzeit.

Mit MESFET-Transistoren wurde ein wechsellastungsgekoppelter Verstärker für Frequenzen um 10 MHz und Eingangsspannungen im mV-Bereich aufgebaut und bei 77 K und 4,2 K getestet.

Einige Labormuster von SiGe - Heterobipolartransistoren [6.1-1] standen für Messungen zur Verfügung.

Ein Gleichstrom-Kennlinienfeld für eine Temperatur von 77 K, bei der $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ -Verbindungen supraleitend sind, ist in Bild 6.1 gezeigt. Die Gleichstrom-Verstärkung beträgt $\beta \approx 8$.

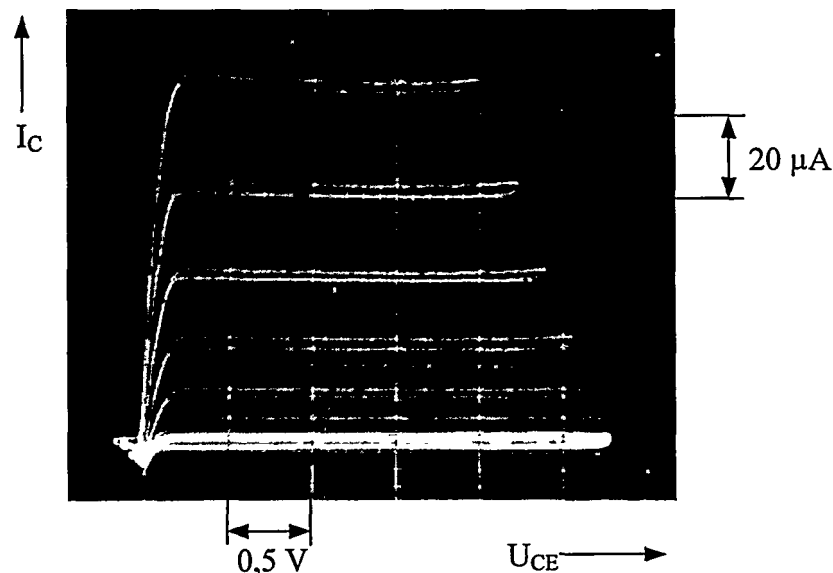


Bild 6.1 Gemessenes Ausgangskennlinienfeld eines SiGe-Hetero-Bipolartransistors bei 77 K. Die Schrittweite der Basisstromänderungen ist $\Delta I_B = 5 \mu\text{A}$.

Der differentielle Ausgangswiderstand nimmt bei Abkühlung des Bauelements zu. In bestimmten Spannungsbereichen scheint er sogar negativ zu werden. Messungen bei 4,2 K ergaben noch eine Stromverstärkung $\beta > 1$.

Besonders interessant ist, daß die notwendigen Basisströme in der Größenordnung der Ausgangsströme von SFQ-Schaltungen liegen und somit eine direkte Ansteuerung dieser Transistoren vielversprechend ist.

Weitere Untersuchungen, besonders über das Rauschverhalten der Transistoren konnten im Rahmen dieses Projekts nicht mehr vorgenommen werden, da die Lebensdauer der verfügbaren Labormuster ohne passivierende Schutzschicht für mehrere Messungen bei tiefen Temperaturen noch nicht ausreichend war.

Ein hybrider Aufbau z.B. von Verstärkern und Oszillatorschaltungen mit aktiven Halbleiterbauelementen und $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ -koplanaren Verbindungen können im Temperaturbereich zweistufiger Refrigeratoren außergewöhnlich interessante Eigenschaften besitzen. Hybride Schnittstellen zwischen Supraleiter- und Halbleiterelektronik können die Bitfehlerraten breitbandiger Glasfasersysteme, insbesondere bei hohen Taktfrequenzen, positiv beeinflussen.

- Literatur

- [6.1-1] A. Gruhle, H. Kibbel, U. König, U. Erben and E. Kasper, "MBE-Grown Si/SiGe HBT's with High β , f_t and f_{max} ", IEEE Electron Device Letters, Vol. 13, No. 4, April 1992.

7.0 Zusammenfassung

Demonstratoren supraleitender Bausteine der Signalvorverarbeitung mit einer digitalen und analogen Komponente wurden im ersten Schritt auf der Basis der Nb-Al₂O₃-Nb-Technologie für einen Betrieb bei 4,2 K entwickelt, um im zweiten Schritt eine solide Grundlage für eine Verwirklichung ähnlicher Schaltungsfunktionen mit der wesentlich komplizierteren Y₁Ba₂Cu₃O_{7-δ}-Technologie für einen Betrieb bis zu 77 K zu schaffen.

Werkzeuge der Simulation und der Optimierung von SFQ-Schaltungen mit über 30 kritischen Parametern für mehrere vernetzte Workstations auf der Basis von SPICE und des Entwicklungssystems CADENCE wurden von Mitarbeitern des IEGI entwickelt und eingesetzt. Eine auf die Technologie des Instituts zugeschnittene Bibliothek von RSFQ-Schaltungen steht zur Verfügung, um Auslegungen von komplexeren Subsystemen mit CADENCE zu erleichtern.

Mit der bewährten Niob-Technologie wurde ein 12 bit SFQ-Schieberegister mit einer Schreib- und Leseschaltung und extrem kleiner Verlustleistung von 9 nW/bit/GHz hergestellt und meßtechnisch charakterisiert. Als Anwendung dieses Prinzips ist das eingehend simulierte Layout eines Ringschieberegisters für einen Zufallsimpulsgenerator anzusehen.

Die Simulation von RSFQ-Toggle-Flipflops mit einer großen Zahl von Eingangsimpulsen ließ erkennen, daß dynamische Effekte besonders durch Streuinduktivitäten den einwandfreien digitalen Zählerbetrieb auf Taktfrequenzen unter 100 GHz begrenzen können, obwohl Gleichspannungsmessungen und ihre Auswertung über die Spannungs-Frequenzrelation nach Josephson einen einwandfreien Betrieb bei höheren Taktfrequenzen erwarten ließen. Daher sind Echtzeitmessungen der einzelnen SFQ-Impulse notwendig. Als ein Entwurfsbeispiel wurde ein 2 bit A/D-Wandler auf der Basis von RSFQ-Zählern entwickelt.

Echtzeitmessungen mit einem Abtastoszillographen an einem 4-stufigen RSFQ-Zähler der Niob-Technologie mit entsprechend breitbandiger Leitungszuführung ergaben bis zur Grenzfrequenz des vorhandenen 32 bit Wortgenerators bei 2 GHz die aus dem Augen-diagramm ermittelte Bitfehlerrate von 10⁻¹². Der Weg für eine Echtzeitmessung mit käuflichen Geräten bei noch höheren Taktfrequenzen ist damit vorgezeichnet.

Digitale Schaltungen mit Y₁Ba₂Cu₃O_{7-δ}-Hochtemperatursupraleitern für einen Betrieb bei 40 K wurden unter Berücksichtigung des thermischen Rauschens ausgelegt. Ein Beispiel ist die Auslegung eines 4 bit SFQ-Schieberegisters für einen Betrieb mit hohen Taktfrequenzen. Die technologische Verwirklichung der integrierten Schaltung steht noch aus, obwohl einzelne Josephson-Kontakte und passive Bauelemente mit brauchbaren Eigenschaften hergestellt werden konnten.

Dagegen brachte die Verwirklichung von miniaturisierten koplanaren Mikrowellenschaltungen einen vollen Erfolg, da sie mit nur einer Ebene aus Hochtemperatursupraleitern auskommen. Die gemessenen Eigenschaften des entwickelten 4 bit Echtzeitfrequenzmesser um 10 GHz für einen Betrieb bei 77 K auf einem einzigen 40x40 mm² großen Wafer entsprachen den Erwartungen der Industrie. Die Optimierung, Auslegung und Strukturierung der koplanaren Leitungen wie auch die Integration von Massebrücken und Widerständen war Aufgabe des IEGI. Ein miniaturisiertes Mikrowellenfilter mit einer Bandbreite von nur 1.8% um 10 GHz für Anwendungsfelder in der Satelliten- und Kommunikationstechnik wurde auf

dem Kaltkopf eines AEG-Kleinkühlers ohne Schwierigkeiten in Betrieb genommen und vermessen. Die im IEGI vollständig hergestellte Ausführungsform mit koplanaren, über Kurzschlußinduktivitäten gekoppelten Leitungen hat gegenüber solchen mit Mikrostreifenleitungen den Vorteil eines merklich geringeren Platzbedarfs.

Hybride Schaltungen, z.B. Oszillatoren, mit aktiven Halbleiterbauelementen und $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7.8}$ -koplanaren Verbindungen können bei 77 K außergewöhnlich interessante Eigenschaften besitzen..

8.0 Danksagung

Der Dank der Forschungsgruppe des Institutes für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik (IEGI) gilt den mit der fachlichen und finanziellen Betreuung und Abwicklung dieses Forschungsvorhabens befaßten Mitarbeitern des VDI-Technologiezentrums (VDI-TZ) Physikalische Technologien in Düsseldorf, deren Unterstützung und Beratung den erfolgreichen Fortgang und Abschluß des Projektes gefördert haben. Besonderer Dank gebührt der Bereitschaft, die vom IEGI im September 1997 in Bad Herrenalb ausgerichtete Tagung „Kryoelektronische Bauelemente 97“ finanziell zu unterstützen. Auf diese Weise war es erfreulich vielen studentischen Teilnehmern erst möglich, diese Tagung zu besuchen und ihre fachlichen Kenntnisse zu vertiefen.

Die Zusammenarbeit mit den Kolleginnen und Kollegen der Hochschulen und Forschungseinrichtungen des Verbundes wurde geschätzt. Die Unterstützung von Mitgliedern der Universität und des Forschungszentrums Karlsruhe sowie anderer wissenschaftlicher Einrichtungen aus der Region Karlsruhe, die nicht dem Verbund angehörten, ist dankbar zu erwähnen. Besonderer Dank gilt den Vertretern der Firmen Alcatel-SEL, Bosch, Dornier/Daimler-Benz und Siemens für vielfältige und nützliche Gespräche und Anregungen über Anwendungen supraleitender Schaltungen.

Im Institutsbereich wäre die erfolgreiche wissenschaftliche Arbeit nicht denkbar gewesen ohne die nachhaltige Unterstützung aus dem Verwaltungs- und Werkstattbereich. An Frau D. Duffner sowie an die Herren K. Gutbrod, J. Schoner, A. Stassen und H.-J. Wermund ergeht hierfür besonderer Dank.

9.0 Veröffentlichungen und Tagungsbeiträge im Berichtszeitraum

1993

- /1/ R. Dolata, M. Neuhaus, W. Jutzi, "Laser reflection measurements for end point detection and analysis in Nb/Al₂O₃-Al/Nb Josephson circuit fabrication", PHYSICA C, Vol. 214, pp. 365-370, 1993.

1994

- /2/ W. Benzing, R. Lochschmied, E. Crocoll, R. Dolata, R. Herwig, M. Neuhaus, S. Wege, A. Stassen, H.-J. Wermund, W. Jutzi, "Ein Flußquantenzähler mit Taktfrequenzen im 40 GHz - Bereich", VDI-TZ, Statusseminar des BMFT, Weimar, in: "Supraleitung und Tieftemperaturtechnik", VDI-Verlag, Düsseldorf, pp. 94-97, 1994.
- /3/ M. Biehl, A. Vogt, R. Herwig, M. Neuhaus, E. Crocoll, R. Lochschmied, T. Scherer, A. Stassen, H.-J. Wermund, W. Jutzi (Universität Karlsruhe); H. Kratz, G. Höfer (Dornier GmbH, Friedrichshafen); P. Berberich, H. Kinder (TU München, Physik-Dept.), "Entwicklung eines 4 Bit - Echtzeitfrequenzmessers im 10 GHz - Bereich mit supraleitenden Verzögerungsleitungen", VDI-TZ, Statusseminar des BMFT, Weimar, in: "Supraleitung und Tieftemperaturtechnik", VDI-Verlag, Düsseldorf, pp. 141-144, 1994.
- /4/ R. Dolata, M. Neuhaus and W. Jutzi, "Optical analysis of Al-layer oxidation during Nb/Al₂O₃-Al/Nb Josephson junction fabrication", Cryogenics, Vol. 34, no.10, pp. 833-835, 1994.
- /5/ M. Biehl, A. Vogt, R. Herwig, M. Neuhaus, E. Crocoll, R. Lochschmied, T. Scherer, W. Jutzi (Universität Karlsruhe); H. Kratz (Dornier GmbH, Friedrichshafen); P. Berberich, H. Kinder (Universität München), "A 4 bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Coplanar YBCO Delay Lines", Appl. Supercond. Conf. (ASC), Boston, 1994.
- /6/ R. Lochschmied, W. Benzing, W. Jutzi, "Microwave Losses of Interferometers with many Josephson Junctions versus DC Magnetic Field", Appl. Supercond. Conf. (ASC), Boston, 1994.
- /7/ R. Dolata, "Laser-Reflexionsmessungen zur Optimierung technologischer Prozesse bei der Herstellung integrierter Supraleiterschaltungen", Dissertation Universität Karlsruhe, VDI-Fortschritt-Berichte Nr. 439, 1994.

- /8/ R. Dolata, M. Neuhaus, W. Jutzi, "Tunnel barrier growth dynamics of Nb/AlO_x-Al/Nb and Nb/AlN_x-Al/Nb Josephson junctions", PHYSICA C, Vol. 241, 1 & 2, pp. 25-29, 1995.
- /9/ G. Ockenfuß, R. Wördenweber (Forschungszentrum Jülich); T. A. Scherer, R. Unger, W. Jutzi (Universität Karlsruhe), "In-situ low pressure oxygen annealing of YBa₂Cu₃O_{7-δ} single- and multilayer systems", PHYSICA C, Vol. 241, pp. 24-28, 1995.
- /10/ R. Lochschmied, W. Benzing, W. Jutzi, "Microwave Losses of Interferometers with many Josephson Junctions versus DC Magnetic Field", IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 5 (2), Part III, pp. 3187-3190, 1995.
- /11/ M. Biehl, A. Vogt, R. Herwig, M. Neuhaus, E. Crocoll, R. Lochschmied, T. Scherer, H. Kratz, W. Jutzi, P. Berberich, H. Kinder, "A 4 Bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Coplanar YBCO Delay Lines", IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 5 (2), Part III, pp. 2279-2282, 1995.
- /12/ R. Lochschmied, W. Jutzi, "9 Bit Low Power SFQ Shift Register with Programmable Feedback at 4.2 K", EUCAS '95, Edinburgh, Scotland, July 1995, in: Inst. of Phys. Conf. Ser. No. 148, IOP Publishing Ltd., Vol. 2, pp. 1729 – 1732, 1995.
- /13/ W. Benzing, W. Jutzi, "Operation modes of RSFQ toggle flipflops as digital counter stages or as frequency dividers modulo two", Trilateral German-Russian-Ukrainian Seminar on HTSC, Lemberg, Sept. 1995.
- /14/ M. Biehl, A. Vogt, R. Herwig, M. Neuhaus, E. Crocoll, T. Scherer, K. Schönemann, W. Jutzi (Universität Karlsruhe); H. Kratz (Daimler-Benz AG, Ulm); P. Berberich, H. Kinder (Universität München), "Ein Echtzeit-Frequenzmeßsystem um 10 GHz mit Hochtemperatur-Supraleitern auf dem Kaltkopf eines Kleinkühlers", 40. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, TU Ilmenau, 18. - 21. Sept. 1995.
- /15/ W. Benzing u. W. Jutzi, "Simulation und Abschätzung der maximalen Taktfrequenz eines T-Flipflops im digitalen Betrieb als Funktion der Schaltkreisparameter", Tagung: "Kryoelektronische Bauelemente '95", 8. - 10. Okt. 1995 in Mauloff.
- /16/ R. Lochschmied u. W. Jutzi, "Betrieb eines 12 bit SFQ-Schieberegisters kleiner Verlustleistung mit 3 Takten bei 4,2 K", Tagung: "Kryoelektronische Bauelemente '95", 8. - 10. Okt. 1995 in Mauloff.
- /17/ A. Vogt u. W. Jutzi, "Mikrowellenfilter mit bis zu 2 % Bandbreite aus koplanaren Streifenleitungen", Tagung: "Kryoelektronische Bauelemente '95", 8. - 10. Okt. 1995 in Mauloff.

- /18/ M. Biehl, A. Vogt, R. Herwig, T. Scherer u. W. Jutzi (Universität Karlsruhe); H. Kinder, W. Berberich (Universität München), "Ein 4 bit Echtzeit-Frequenz-Meßsystem um 10 GHz mit koplanaren YBCO-Leitungen und mit einem Refrigerator im Batteriebetrieb", Tagung: "Kryoelektronische Bauelemente '95", 8. - 10. Okt. 1995 in Mauloff.

1996

- /19/ R. Lochschmied, R. Herwig, M. Neuhaus, W. Jutzi, "A Low Power 12 Bit Flux Shuttle Shift Register with Nb Technology", ASC '96, Pittsburgh, PA, Aug. 25-30, 1996.
- /20/ R. Koch, T. Scherer, M. Winter, W. Jutzi, "A 4 bit Flux Shuttle Shift Register with $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ Josephson Junctions on a Bicrystal Substrate", ASC '96, Pittsburgh, PA, Aug. 25-30, 1996.
- /21/ R. Koch, T. Scherer, M. Winter, W. Jutzi, "Ein Flux-Shuttle-Schieberegister mit YBCO-Korngrenzenkontakten auf einem bikristallinen YSZ-Substrat", Kryoelektronische Bauelemente '96, DV 15, Jena, 1996.
- /22/ A. Vogt, W. Jutzi, "Mikrowellenfilter bei 10 GHz für eine Bandbreite von 1,8 % mit Nb und YBCO auf LaAlO_3 ", Kryoelektronische Bauelemente '96, HFP53, Jena, 1996.
- /23/ W. Benzing, "Echtzeit-Messungen an einer 4-stufigen RSFQ-Zählstufe der Nb-Technologie", Kryoelektronische Bauelemente '96, Jena, 1996.
- /24/ R. Lochschmied, "Supraleitende Schieberegister mit geringer Verlustleistung", Dissertation, Universität Karlsruhe, 1996.

1997

- /25/ A. Vogt, "Mikrowellenbausteine mit Hochtemperatursupraleitern", Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 9 : Elektronik, Nr. 251, Dissertation, Universität Karlsruhe, 1997.
- /26/ A. Vogt, W. Jutzi, "An HTS Narrow Bandwidth Coplanar Shunt Inductively Coupled Microwave Bandpass Filter on LaAlO_3 ", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 45, no. 4, April 1997, pp. 492-497.
- /27/ R. Koch, T. Scherer, M. Winter, W. Jutzi, "A 4 Bit $\text{Y}_1\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ Bicrystal Josephson Junctions Flux Shuttle Shift Register", IEEE Trans. Appl. Supercond, Vol. 7 (2), Part III, pp. 3646-3649, 1997.
- /28/ R. Lochschmied, R. Herwig, M. Neuhaus, W. Jutzi, "A Low Power 12 Bit Flux Shuttle Shift Register with Nb Technology", IEEE Trans. Appl. Supercond, Vol. 7 (2), Part III, pp. 2983-2986, 1997.

- /29/ M. Biehl, E. Crocoll, M. Neuhaus, T. Scherer, W. Jutzi, "A Superconducting 4 bit Instantaneous Frequency Meter at 10 GHz with Integrated Resistors and Air-Bridges", ISEC '97, Berlin, Vol. 2, pp. 281-283, 1997.
- /30/ W. Benzing, M. Biehl, E. Crocoll, R. Koch, M. Neuhaus, T. Scherer, W. Jutzi, "Real-time measurements on a four stage RSFQ-counter", ISEC '97, Berlin, Vol. 2, pp. 311-313, 1997.
- /31/ M. Biehl, W. Benzing, R. Koch, M. Neuhaus, T. Scherer, W. Jutzi, "Test jigs for superconducting circuits with coplanar waveguides", EUCAS '97, Eindhoven, J. Appl. Supercond., Vol. 1, no. 158, pp. 441-444, 1997.
- /32/ R. Koch, W. Benzing, "Multi-Dimensional Parameter Optimization for RSFQ Circuit Design", ISEC '97, Berlin, Vol. 2, pp. 305-307, 1997.
- /33/ W. Benzing, W. Jutzi, "Digital operation range of a RSFQ toggle flipflop", Cryogenics, Vol. 37, no. 8, pp. 453-460, 1997.
- /34/ G. Esser, M. Götz, M. Neuhaus, T. A. Scherer, W. Jutzi, "Planarisierung miniaturisierter Nb-Schaltungen durch chemisch-mechanisches Polieren (CMP)", Kryoelektronische Bauelemente '97, Bad Herrenalb, p. 15.
- /35/ R. Koch, "Entwicklung eines SFQ/DC-Wandlers für NRZ-Ausgangssignale", Kryoelektronische Bauelemente '97, Bad Herrenalb, p. 51.
- /36/ K. Neugebauer, E. Crocoll, R. Koch, "Entwicklung von RSFQ-Schaltungen mit CADENCE", Kryoelektronische Bauelemente '97, Bad Herrenalb, p. 53.
- /37/ T. A. Scherer, R. Koch, M. Winter, W. Jutzi, "Herstellung von Kondensatoren mit perowskitischen Dielektrika für Hochtemperatursupraleiter-Schaltungen", Kryoelektronische Bauelemente '97, Bad Herrenalb, p. 59.
- /38/ M. Winter, T. A. Scherer, W. Jutzi, "Die Richtungsabhängigkeit der Plasmakeule von verschiedenen perowskitischen Targetmaterialien", Kryoelektronische Bauelemente '97, Bad Herrenalb, p. 60.
- /39/ Y. Harada, Fac. of Eng., Kokushikan University, Tokyo, Japan; c/o Institut für Elektrotechnische Grundlagen der Informatik, Universität Karlsruhe, "Quantum Flux Parametron Applications for Single Flux Quantum Circuits", Kryoelektronische Bauelemente '97, Bad Herrenalb, p. SFQ 6.