

Methoden zur Verbesserung der Funktionsstabilität digitaler Elektronik mit niedriger Schaltenergie

Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau

von
Diplom-Ingenieur Olaf Wetzstein

geboren am 11.08.1979 in Wismar

vorgelegt am: 06.07.2010
Tag der öffentlichen Aussprache: 16.12.2010

Gutachter: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Hannes Töpfer (TU Ilmenau)
2. Prof. Dr.rer.nat. habil. Paul Seidel (FSU Jena)
3. Dr.rer.nat. Martin Weides (UC Santa Barbara)

Vorwort des Herausgebers

Die Entwicklung von alternativen Ansätzen in Mikro- und Nanoelektronik mit dem Ziel gesteigerter Energieeffizienz gehört momentan zu den Schwerpunktthemen der Forschung in der Informations- und Kommunikationstechnik. Zentraler Ansatzpunkt ist dabei eine Verringerung der während der Veränderung des logischen Zustandes umgesetzten Energie. Ein Vertreter solch verlustleistungsarmer Mikroelektronik ist die Einzelflussquanten-Elektronik, welche neben dem geringen Energieumsatz als einzige mikroelektronische Schaltungstechnikfamilie gleichzeitig auch eine sehr hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit im zweistelligen Gigahertzbereich ermöglicht.

Unweigerlich ist aus thermodynamischen Gründen jede Absenkung der energetischen Schaltschwelle mit einer exponentiell verringerten Schaltsicherheit verbunden. Bei Annäherung der zur Unterscheidung von logischen Zuständen zu überwindenden energetischen Barriere an die Energie der thermischen Fluktuationen sind Störungen durch Rauschen von Bedeutung für die Schaltfunktion und bereits im Entwurf zu berücksichtigen. Die von Herrn Olaf Wetzstein eingereichte Arbeit ist eingebettet in eine seit mehr als 15 Jahren laufende Forschungsarbeiten eines Teams des Fachgebietes Theoretische Elektrotechnik und setzt mit ihrer konsequenten Erweiterung der Optimierungsoptionen und dem durchgängigen Bestreben um praktische Evaluierung des entwickelten Entwurfzugangs wesentliche Akzente.

Als zentrales und originäres Ergebnis der Forschungen entstanden ein universeller Zugang zum Schaltungsentwurf für Situationen mit geringem Signal-Rausch-Verhältnis, wie es typischerweise für energieeffiziente Mikroelektronik der Fall ist bzw. angestrebt wird. Die theoretischen Arbeiten werden in sehr umfangreicher Weise durch experimentelle Befunde am Beispiel der Einzelflussquanten-Elektronik untersetzt und bestätigen beeindruckend den Nutzen des Verfahrens. Weiterhin ist als innovativer Beitrag die Aufarbeitung der Nutzung von phasenschiebenden Elementen in der Einzelflussquanten-Elektronik zu benennen. Dieser ermöglicht die Gegenüberstellung konventioneller Schaltungstopologien und solcher mit erhöhter Symmetrie und die Diskussion der Auswirkungen topologischer Besonderheiten auf die Empfindlichkeit bezüglich thermisch bedingter Fluktuationen.

Der Autor beschränkt sich in der vorliegenden Darstellung nicht nur auf Wirkprinzipien und Bauelemente sondern führt den Leser noch in dem Maße in die Grundlagen der Supraleitungselektronik und die Funktion der Grundschaltungen ein, wie sie für das weitere Verständnis erforderlich sind. Damit wird die Schrift zu einer für sich stehenden Arbeit,

die auch dem Anspruch nach allgemeiner Betrachtung von Effekten in Mikroelektronik mit geringen Schaltschwellen auf vorteilhafte Weise gerecht wird.

Sie ist damit empfehlenswert für Wissenschaftler und Ingenieure, die auf dem Gebiet der Erforschung und Entwicklung von verlustleistungsarmer Mikroelektronik, insbesondere der Einzelflussquanten-Elektronik aktiv sind.

Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Hannes Töpfer

Kurzfassung

Die vorliegende Dissertation ist ein Beitrag zur Automatisierung des Schaltungsentwurfs für Elektroniktechnologien mit sehr niedriger Schaltenergie. Sie behandelt die Stabilitätssteigerung von Einzelflussquanten-Schaltungen (engl. Rapid Single Flux Quantum — RSFQ) auf der Grundlage neuer Entwurfswerkzeuge und Schaltungstopologien. Zwar erfolgt die Demonstration der Konzepte am Beispiel von RSFQ-Schaltungen, sie sind jedoch auf jede andere digitale Elektronik übertragbar. Zukünftige Entwicklungen, in denen der Energieverbrauch das entscheidende Entwurfskriterium ist, profitieren von diesen neuen Entwurfswerkzeugen.

Schwerpunkt der Arbeit ist die Analyse thermischer Rauscheinflüsse auf die Zuverlässigkeit von empfindlichen Schaltungen. Mit Hilfe einer analytischen Beschreibung wird der Rauscheinfluss quantifiziert und auf dieser Basis die Schaltungsstabilität bewertet. Mit dieser Methode wird erstmals der Zusammenhang zwischen der Topologie einer bestimmten Schaltung und deren Rauschstabilität evaluiert.

Die Untersuchungen zeigen, dass ein symmetrischer Schaltungsaufbau eine deutliche Verbesserung der Schaltungsrobustheit sowohl gegenüber Rauscheinflüssen als auch gegenüber herstellungsbedingten Parameterstreuungen zur Folge hat. Zur Realisierung solcher Entwürfe sind Phasenschieberelemente (wie zum Beispiel π -Kontakte) erforderlich, deren technologische Grundlagen in den vergangenen Jahren entwickelt wurden. Die notwendigen Schritte zur Implementierung dieser neuen Bauelemente in die RSFQ-Elektronik sind ausführlich in der Arbeit beschrieben und die prognostizierten Verbesserungen experimentell belegt.

Abstract

This thesis is a contribution to automate electronic circuit design for technologies dealing with low switching energy. The intention is to increase the stability of Rapid Single Flux Quantum (RSFQ) circuits. In order to achieve this goal, new design tools are introduced and innovative circuit topologies are implemented. The concepts that have been elaborated are demonstrated using RSFQ circuits, but they are valid for any other digital electronics. Future developments with main focus on power efficiency will take advantage of these new concepts and design tools.

The aim of this work is to analyze the influences of thermal noise on the reliability of sensitive electronics. By means of an analytic description, the influence of thermal noise is classified. Based on this estimation the stability of circuits is evaluated. This approach of correlating the topology of a circuit with its immunity to thermal noise is unique so far.

The results of the analysis demonstrate that using a symmetric circuit topology significantly improves the circuit's robustness against both the influence of thermal noise and parameter spread caused by the fabrication process. In order to realize symmetric circuits, phase-shifting-elements such as π -junctions become important. The technology that permits the fabrication of phase-shifting-elements has been developed during the recent years. The essential work flow which is necessary to implement these elements into RSFQ electronics is presented in detail in this work. The predicted improvements are experimentally proved.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Motivation	11
2	Grundlagen der Einzelflussquantenelektronik	15
2.1	Supraleitung als Basis der Einzelflussquantenelektronik	15
2.2	Funktionsprinzip der Einzelflussquantenelektronik	16
2.3	Der Josephsonkontakt als aktives Bauelement	17
2.4	Passive Bauelemente der RSFQ-Elektronik	21
2.5	RSFQ-spezifischer Schaltungssimulator	22
2.6	Technologie der FLUXONICS-Foundry	23
2.7	RSFQ-Grundstrukturen	24
2.8	Beschreibung ausgewählter RSFQ-Basiszellen	25
2.8.1	Josephson-Übertragungsleitung	26
2.8.2	DC/SFQ-Wandler	26
2.8.3	SFQ/DC-Wandler	28
2.8.4	Zellen für die Manipulation von Signalpfaden	29
2.8.5	Toggle-Flip-Flop	31
3	Rauscheinflüsse und Methoden zur Verbesserung der Funktionsstabilität	33
3.1	Schaltenergien und Rauscheinflüsse	33
3.2	Grundlagen zum Schaltfehlerverhältnis (<i>BER</i>)	34
3.3	Computergestützte Optimierungsverfahren	38
3.3.1	Bestimmung der Zellqualität	38
3.3.2	Optimierung des kleinsten Toleranzbereiches	39
3.3.3	Stochastische Optimierungsverfahren	39
3.4	Anforderungen an neue Analysemethoden	40
4	Phasenschieber - Ein neues Bauelement der RSFQ-Elektronik	43
4.1	Begriff der Phasenverschiebung	43
4.2	Phasenschieberelemente und deren Eigenschaften	43
4.2.1	Stromdurchflossene Induktivität	44
4.2.2	π -Phasenschieber	44
4.2.3	π -Ring	45
4.2.4	SFS-Kontakt	49

4.3	Der π -Kontakt als komplementäres Bauelement	50
4.4	Modellierung der Phasenschieberelemente	52
4.5	Verallgemeinerte Betrachtung des Phasenschiebers	52
4.6	Ein programmierbarer RSFQ-Speicher	53
4.7	RSFQ-Speicher mit π -Phasenverschiebung	58
4.8	Stabile Arbeitspunkte eines π -Rings	59
4.9	RSFQ-Elektronik mit π -Phasenverschiebung	60
5	Anwendung neuer Methoden zur Analyse der Rauscheinflüsse	65
5.1	Analyse des Schaltfehlerverhältnisses	65
5.1.1	Definition des Schaltfehlerverhältnisses (<i>BER</i>)	65
5.1.2	Simulation des Schaltfehlerverhältnisses	66
5.1.3	Experimentelle Bestimmung des Schaltfehlerverhältnisses	69
5.2	Methode der Sensitivitätsanalyse	72
5.2.1	Untersuchung des konventionellen TFF	73
5.2.2	Untersuchungen des TFF mit π -Phasenverschiebung	74
5.2.3	Mögliche Verbesserung konventioneller RSFQ-Zellen	76
5.3	Schaltfehleranalyse in RSFQ-Basiszellen	77
5.3.1	Simulationsbasierte Schaltfehleranalyse des konventionellen TFF	77
5.3.2	Experimentelle Schaltfehleranalyse des konventionellen TFF	79
5.3.3	Zustandsabhängigkeit der Schaltfehler	80
5.3.4	Schaltfehler im TFF mit PSE	81
6	Schaltungsentwurf und experimentelle Untersuchungen	83
6.1	Experimentelle Untersuchung des π -Phasenschiebers	84
6.1.1	Initialisierung des π -Phasenschiebers	84
6.1.2	Eine Schaltung mit mehreren π -Phasenschiebern	89
6.1.3	Der π -Phasenschieber als Grundlage einer rekonfigurierbaren RSFQ-Elektronik	91
6.2	TTSL-HTSL-Technologie für Schaltungen mit π -Ringern	93
6.2.1	Technologieeigenschaften	94
6.2.2	Besonderheiten des Schaltungsentwurfs	96
6.2.3	Modellierung einer TTSL-HTSL-Schaltung	98
6.2.4	Experimentelle Analyse einer DC-DC-Schaltung	98
6.3	SIS-SFS-Hybridtechnologie für Schaltungen mit π -Kontakten	100
7	Zusammenfassung und Ausblick	105
	Literaturverzeichnis	117
	Thesen zur Dissertation	119
	Erklärung	121

Kapitel 1

Einleitung und Motivation

Die Informations- und Kommunikationstechnologie (IKT) ist zu einem festen Bestandteil des alltäglichen Lebens geworden. Die Leistungsfähigkeit der elektronischen Medien wächst bereits seit Jahrzehnten mit enormer Geschwindigkeit. Dazu zählen neben der Leistungssteigerung der Rechnertechnik die Steigerung der Qualität bei Aufnahme und Wiedergabe von Bild und Ton sowie der stetige Zuwachs der verfügbaren Datenübertragungsraten. Server und Rechenzentren gehören zu den wesentlichen Elementen der modernen IKT-Infrastruktur. Die zunehmenden Anforderungen an die Datenverarbeitung und den Speicherbedarf haben zu einem kontinuierlichen Wachstum geführt, sowohl im Bezug auf Rechnertechnik als auch den Datenverkehr betreffend [1]. Allein im größten deutschen kommerziellen Internetknoten ist der maximale Datendurchsatz in den vergangenen sechs Jahren um das hundertfache auf 2000 GBit/s angestiegen [2]. Eine aktuelle Studie des Fraunhofer-Instituts beziffert den Energieverbrauch der IKT in Deutschland auf über 10 % des Gesamtverbrauchs und er wird voraussichtlich in den kommenden zehn Jahren noch einmal um 20 % steigen [1].

In Bereichen der Mobilkommunikation und mobilen Sensorik ist bereits heute der Energieverbrauch das entscheidende Entwurfskriterium für elektronische Schaltungen. Bezogen auf die gesamte IKT werden diese Bemühungen unter dem Namen „Green IT“ zusammengefasst. Dabei steht die Entwicklung einer ressourcenschonenden Informationstechnik im Vordergrund. In der Kickoff-Veranstaltung der vom Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderten „Green IT Allianz“ am 22. Juli 2009 in Berlin hat die Bundesministerin Prof. Schavan dieses Ziel explizit formuliert: „Um dem zunehmenden Energieverbrauch entgegenzuwirken, fördern wir die Entwicklung von Computern, die das Doppelte leisten, aber nicht mehr Strom verbrauchen.“ [3].

Die supraleitende Einzelflussquantenelektronik (RSFQ¹-Elektronik) stellt eine vielversprechende Lösung für diese Aufgabe dar. Sie vereint eine extrem niedrige Schaltenergie mit einer sehr hohen Taktfrequenz und besitzt ein sehr großes Potenzial zur Realisierung einer leistungsstarken Elektronik mit niedrigem Energieverbrauch. Allerdings ist eine RSFQ-Schaltung auch bei einer geringen Betriebstemperatur von $T = 4,2\text{ K}$ und entsprechend rauscharmer Umgebung vom thermischen Rauschen beeinflusst. Durch den niedrigen Signalpegel entsteht

¹engl.: **R**apid **S**ingle **F**lux **Q**uantum

ein Signal-Rausch-Verhältnis, welches zwar noch eine klassische digitale Signalverarbeitung ermöglicht, aber nicht ausreichend groß ist, um die Anforderungen für moderne IKT-Systeme zu erfüllen. Die Entwicklungen der RSFQ-Elektronik sind ausreichend weit fortgeschritten, sodass komplexe Schaltungen mit einer hohen Zuverlässigkeit hergestellt werden können. Ein Bedarf besteht darin, RSFQ-Schaltungen bezüglich ihrer Robustheit gegenüber thermischem Rauschen zu verbessern. Die unmittelbare Zielstellung der vorliegenden Arbeit ist die Stabilitätssteigerung von RSFQ-Schaltungen. Dafür werden neue Entwurfswerkzeuge vorgestellt und neue Schaltungstopologien umgesetzt. Erstere dienen der Analyse thermischer Rauscheinflüsse auf das Schaltverhalten. Es handelt sich hierbei um Konzepte, die auch außerhalb der RSFQ-Elektronik anwendbar sind und demzufolge allgemein als Entwurfswerkzeuge für digitale Elektronik mit niedriger Schaltenergie gelten.

Der Entwurf und die Realisierung neuer, markant veränderter Schaltungstopologien in die RSFQ-Elektronik ermöglichte der Einsatz eines Phasenschieberelements. Eine Phasenverschiebung erzeugt hierbei entweder ein π -Kontakt (aktives Bauelement) oder ein π -Phasenschieber (passives Bauelement). Die Konstruktion einer RSFQ-Schaltung mit einem π -Kontakt, dem komplementären Element zum konventionell verwendeten Josephson-Kontakt, hat im Rahmen dieser Arbeit erstmals stattgefunden — die technologischen Grundlagen dafür sind erst in den letzten Jahren entstanden. Etwas weiter fortgeschritten war bereits die Entwicklung und experimentelle Erprobung der π -Phasenschieber, sodass hierbei hinsichtlich der zuverlässigen Anwendung in komplexen Schaltungen daran angeknüpft und bedeutende Fortschritte erzielt werden konnten.

Einen Einstieg in die RSFQ-Elektronik liefert **Kapitel 2**. In einem Überblick werden das Funktionsprinzip, die verwendeten Bauelemente sowie die zur Herstellung verwendete Technologie vorgestellt. Das Kapitel führt ebenfalls die in der Dissertation verwendeten Schaltungsbausteine ein.

Beginnend mit der Vorstellung von thermischen Rauschquellen und der analytischen Beschreibung der aus dem Rauschen resultierenden Auswirkungen auf die RSFQ-Elektronik liefert **Kapitel 3** weitere Grundlagen. Auch die aktuell verwendeten Optimierungsverfahren und gebräuchlichen Qualitätskriterien finden Erwähnung. Abgeschlossen wird dieser Teil mit der Formulierung von Anforderungen, die ein Optimierungswerkzeug für rauschbeeinträchtigte Digitalisierungen erfüllen sollte.

Kapitel 4 befasst sich mit Phasenschieberelementen: den technologischen Grundlagen, existierenden Realisierungsmethoden sowie ihren Auswirkungen auf die RSFQ-Elektronik. Am Beispiel des Toggle-Flip-Flops wird die Anwendung eines Phasenschieberelements demonstriert und mittels bekannter Verfahren der Einfluss auf die Schaltungsqualität bestimmt.

Die vorliegende Arbeit leistet einen signifikanten Beitrag zur Weiterentwicklung des rechnergestützten Schaltungsentwurfs, beschrieben in **Kapitel 5**. Die Untersuchung des Einflusses von thermischem Rauschen auf eine Schaltung erfolgt durch neue Analyseverfahren, wobei besonderes Augenmerk auf der automatisierten Anwendung in vertretbarer Rechenzeit liegt. Dadurch wird gewährleistet, dass die Analysemethoden leicht in den Entwurfsprozess einzugliedern sind. Erstmals geschieht im weiteren Verlauf des Kapitels ein Vergleich der Rauschstabilität zweier gleichartiger Zellen mit unterschiedlicher Topologie. Auch wird die

Sensitivitätsanalyse eingeführt und — wiederum zum ersten Mal — zur Untersuchung des Einflusses einzelner Rauschquellen auf das Schaltfehlerverhältnis herangezogen. Seinen Abschluss findet Kapitel 5 mit der genauen Bestimmung der Schaltfehler eines Toggle-Flip-Flops durch Simulationen und Experimente.

Ausgehend von der in Kapitel 2 und 3 geschaffenen Basis befasst sich **Kapitel 6** mit der praktischen Umsetzung des Schaltungsentwurfs und der experimentellen Erprobung. Im Zuge der vorliegenden Untersuchung wurden Schaltungen für drei unterschiedliche Herstellungsprozesse entworfen. Je nach Entwicklungsstand der verwendeten Technologie handelte es sich dabei um eine Designstudie, um die Umsetzung einer einfachen Digitalschaltung oder um deren Erweiterung zu einem 4-Bit-Zähler. Dargestellt in diesem Kapitel sind ebenfalls die zu beachtenden besonderen Entwurfsdetails, welche sich aus den Technologieeigenschaften ergeben.

Zum Abschluss dieser Dissertation präsentiert **Kapitel 7** die Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse. Zu weiterführenden Untersuchungen sollen die daraufhin vorgestellten Ansätze anregen, die sich an der aktuellen Forschungsausrichtung der RSFQ-Elektronik orientieren.

Kapitel 2

Grundlagen der Einzelflussquantenelektronik

2.1 Supraleitung als Basis der Einzelflussquantenelektronik

Bei Tieftemperaturexperimenten entdeckte H. Kamerlingh Onnes im Jahr 1911, dass der Widerstand von Quecksilber unterhalb einer kritischen Temperatur T_c sprunghaft auf Null sinkt. Dies war die erste Beobachtung der Supraleitung, die eine spannungslose und damit verlustlose Leitung von Gleichstrom ermöglicht [4]. Die Supraleitung ist ein Quantenphänomen. Sie entsteht, indem sich zwei Elektronen mit gegensätzlichem Spin und Impuls zu einem Cooper-Paar vereinigen [5; 6]. Die Cooper-Paare gehören zu der Teilchengruppe der Bosonen, da sie über einen ganzzahligen Spin verfügen. Diese Teilchen unterliegen nicht dem Pauli-Prinzip, deshalb können sich alle Cooper-Paare eines Supraleiters im selben Quantenzustand befinden. Sie bilden ein kohärentes Quantenkondensat und können mit einer einheitlichen Wellenfunktion (Gl. (2.1)) beschrieben werden. Diese ist für den Ortsvektor \vec{r} , mit dem Phasenwert $\phi(\vec{r}, t)$, der Amplitude $|\Psi(\vec{r}, t)|$ und der imaginären Einheit i eindeutig bestimmt:

$$\Psi(\phi, \vec{r}, t) = |\Psi(\vec{r}, t)|e^{i\phi(\vec{r}, t)}. \quad (2.1)$$

Die Phasendifferenz $\varphi = \phi_1 - \phi_2$ kann als analoge Größe zur elektrischen Spannung eingeführt werden. Diese Phasendifferenz dient als Zustandsvariable zur Beschreibung supraleitender Systeme und wird auch kurz als „Phase“ bezeichnet. Als Konsequenz der neuen Zustandsvariablen werden Bauelemente anstelle der Strom-Spannungs-Beziehung mit einer Strom-Phasen-Beziehung ($I - \varphi$ -Kennlinie) charakterisiert.

Die Wellenfunktion besitzt die Charakteristik einer Exponentialfunktion mit einem imaginären Exponenten, woraus eine 2π -Periodizität folgt:

$$\Psi(\phi, \vec{r}, t) = \Psi(\phi + 2\pi, \vec{r}, t). \quad (2.2)$$

Dieser Zusammenhang in Verbindung mit der Eindeutigkeit der Wellenfunktion an einem Ort ergibt für eine Masche als Summe aller Phasendifferenzen:

$$\sum_{i=1}^k \varphi_i = 2\pi n. \quad (2.3)$$

Darin ist n eine ganze Zahl. Aus dieser grundlegenden Aussage kann die Flussquantisierung hergeleitet werden. Dieser Effekt beschränkt den magnetischen Fluss Φ_T innerhalb einer supraleitenden Schleife, der sich aus dem externen Φ_e und dem von der Schleife generierten LI magnetischen Fluss zusammensetzt, auf ganzzahlige Vielfache m des magnetischen Flussquants [5]

$$\Phi_0 = \frac{h}{2e} = 2,068 \times 10^{-15} \text{ Vs.} \quad (2.4)$$

$$LI + \Phi_e = \Phi_T = m\Phi_0 \quad (2.5)$$

Dabei ist e die Elementarladung und h das Plancksche Wirkungsquantum. Der experimentelle Nachweis dieses essenziellen Zusammenhangs gelang 1961 [7; 8].

2.2 Funktionsprinzip der Einzelflussquantenelektronik

Der spannungslose Stromtransport sowie die Flussquantisierung in supraleitenden Schleifen zählen zu den wesentlichen Eigenschaften der supraleitenden Elektronik. Sie dienen als Grundlage für die Einzelflussquantenelektronik (RSFQ¹-Elektronik). Dieses Prinzip wurde erstmalig 1985 präsentiert [9]. Eine RSFQ-Schaltung besteht aus einer Kombination von supraleitenden Schleifen und der quantisierte Fluss in diesen Schleifen dient als Informationsträger. Befindet sich kein magnetischer Fluss in der Schleife, bedeutet dies eine logische „0“. Die Anwesenheit eines Flussquants in einer Schleife wird als logische „1“ interpretiert [10]. Aufgrund der Flussquantisierung ist die RSFQ-Elektronik von Natur aus eine Digitalelektronik. Die Information liegt als genau definierte Größe vor, deren Signalpegel weder abklingen noch anwachsen kann.

Mittels eines stromgesteuerten aktiven Bauelements, welches im Abschnitt 2.3 vorgestellt wird, erfolgt der kontrollierte Austausch von Flussquanten zwischen benachbarten Schleifen. Dieser Vorgang ist mit einem definierten Spannungsimpuls, auch Einzelflussquanten-Impuls (SFQ²-Impuls) genannt, verbunden. Der SFQ-Impuls kann äquivalent als Informationsträger betrachtet werden. Folglich stellt die RSFQ-Elektronik eine Impulselektronik dar [10].

RSFQ-Schaltungen werden in Dünnschichttechnologien als integrierte Schaltkreise hergestellt. Es gibt zur Zeit drei etablierte Hersteller für supraleitende Schaltungen mit genauer Spezifikation [11–13]. Diese Technologien sind im wesentlichen gleich und werden im folgenden unter dem Begriff Nb-Technologie zusammengefasst. Die aktuelle minimale Strukturgröße liegt in der Größenordnung von $1 \mu\text{m}$. Für die supraleitenden Metallisierungsschichten wird Niob (Nb) verwendet, was eine gute Reproduzierbarkeit gewährleistet [14]. Niob zeichnet sich außerdem durch eine für einen Tieftemperatursupraleiter (TTSL) hohe Sprungtemperatur $T_c = 9,2 \text{ K}$ [15] aus.

¹engl.: **R**apid **S**ingle **F**lux **Q**uantum

²engl.:**S**ingle **F**lux **Q**uantum

2.3 Der Josephsonkontakt als aktives Bauelement

Das aktive Bauelement der RSFQ-Elektronik ist der Josephson-Kontakt (JK), in dieser Arbeit auch kurz als „Kontakt“ bezeichnet. Ein JK entsteht durch die Unterbrechung der supraleitenden Eigenschaften durch eine Barriere im Material (Abb. 2.1). Diese Barriere separiert die supraleitenden Elektroden; die Wellenfunktionen beider Elektroden koppeln jedoch schwach durch die Barriere miteinander. Die Eigenschaften eines solchen Systems wurden 1962 von Brian Josephson theoretisch vorhergesagt [16]. Ein Jahr später konnte diese Theorie erfolgreich experimentell bestätigt werden [17; 18].

Durch ausreichend dünne Barrieren können Cooper-Paare tunneln und so einen Suprastrom zwischen den Elektroden transportieren. Die geometrischen und die Materialeigenschaften der Barriere haben einen wesentlichen Einfluss auf die elektrischen Eigenschaften des JK [19]. In Nb-Technologie wird ein Isolator als Barrierematerial verwendet; es entstehen SIS³-Kontakte.

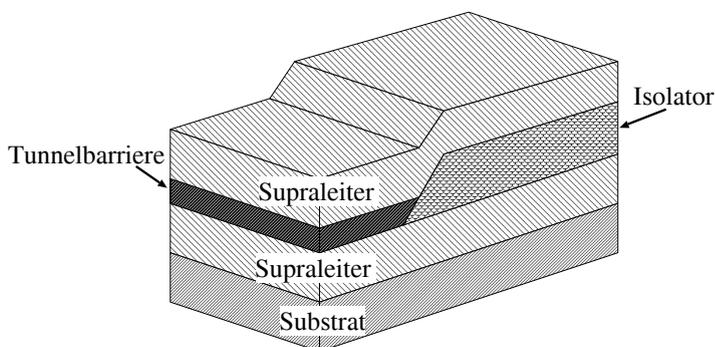


Abb. 2.1: Querschnitt eines Josephson-Kontakts

Eine charakteristische Größe des JK ist der maximale Tunnelstrom I_c (kritischer Strom), der supraleitend fließen kann. Dieser Parameter skaliert die Strom-Phasen-Beziehung des JK, welche durch die 1. Josephson-Gleichung beschrieben wird:

$$I(t) = I_c \sin \varphi(t). \quad (2.6)$$

In der 2. Josephson-Gleichung wird die Spannung am JK als Funktion der zeitlichen Änderung der Phase angegeben:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{2\pi}{\Phi_0} U(t). \quad (2.7)$$

Wird der kritische Strom überschritten, werden die Cooper-Paare aufgebrochen und der Strom wird normalleitend durch Elektronen übertragen. Ein Spannungsabfall über dem JK ist die Folge.

Ein phänomenologisches Modell dieses Verhaltens wurde von Stewart [20] und McCumber [21] vorgeschlagen. Es wird entsprechend der darin enthaltenen Komponenten als RCSJ⁴-

³Supraleiter/Isolator/Supraleiter

⁴engl: **R**esistively and **C**apacitively **S**hunted **J**unction

Modell [22] bezeichnet (Abb. 2.2). In dem Modell wird parallel zu dem idealen Josephson-Kontakt, durch den der Suprastrom übertragen wird (Gl. (2.6) und (2.7)), eine Kapazität C_J und ein nichtlinearer Widerstand R_J angenommen. Die Kapazität wird von den beiden

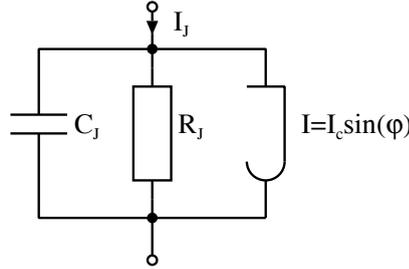


Abb. 2.2: Elektrisches Ersatzschaltbild eines RCSJ-modellierten Josephson-Kontakts

isolierten supraleitenden Elektroden gebildet. Der Widerstand spiegelt die begrenzte Isolation der dünnen Tunnelbarriere wider, es bleibt eine Leitfähigkeit, durch die ein Normalstrom im Falle $I_J > I_c$ fließt. Aus Gründen, die im Anschluss genauer ausgeführt werden, ist es für RSFQ-Schaltungen in Nb-Technologie notwendig, den Kontakt durch einen externen Widerstand R_S zu dämpfen. Der wirksame Widerstand ist die Parallelschaltung beider Widerstände zu $R_N = \frac{R_J + R_S}{R_J \times R_S}$. Da der lineare externe Dämpfungswiderstand viel kleiner als der innere Widerstand des JK ist, kann der innere Widerstand vernachlässigt werden.

Von diesem Modell ausgehend kann der Gesamtstrom I_J durch den Kontakt als Summe von drei Teilströmen bestimmt werden. Es ergibt sich eine nichtlineare Differenzialgleichung zweiter Ordnung [22]:

$$I_J(t) = I_c \sin(\varphi) + \frac{U_J}{R_N} + C_J \frac{\partial U_J}{\partial t}. \quad (2.8)$$

Aus Gl. (2.7) und Gl. (2.8) ergibt sich durch Normierung der Zeit $\tau = \frac{2\pi}{\Phi_0} I_c R_N t$ die Gl. (2.9). Darin ist das dynamische Strom-Phasen-Verhältnis eines extern gedämpften RCSJ-modellierten JK in Abhängigkeit des McCumber-Parameters β_c (Gl. (2.10)) beschrieben [20; 21].

$$\beta_c \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \tau^2} + \frac{\partial \varphi}{\partial \tau} + \sin(\varphi) = \frac{I_J}{I_c} \quad (2.9)$$

$$\beta_c = \frac{2\pi}{\Phi_0} I_c R_N^2 C_J \quad (2.10)$$

Der McCumber-Parameter repräsentiert die Fähigkeit des JK Energie zu speichern. In der Strom-Spannungs-Kennlinie des Einzelkontakts wird dies durch gegebenenfalls auftretendes hysteretisches Verhalten deutlich (Abb. 2.3). Für $\beta_c \leq 1$ ist die Zeitkonstante des RC-Glieds klein im Vergleich zur Schaltfrequenz des JK. Der Kontakt kann nur kurzzeitig Energie speichern. Wenn der kritische Strom unterschritten wird, kehrt der Kontakt sofort aus dem Spannungszustand in den spannungslosen Zustand zurück. In diesem Fall ist der Kontakt überdämpft und deshalb nicht hysteretisch. Im unterdämpften Fall $\beta_c > 1$ besitzt der Kontakt zwei Stromschränken. Neben dem kritischen Strom I_c , bei dem der Kontakt in den

Spannungszustand wechselt, existiert eine Stromschränke $I_0 < I_c$ bei welcher der Kontakt von dem Spannungszustand in den spannungslosen Zustand zurückkehrt. Dieser Zusammenhang zwischen dem McCumber-Parameter und der Hysterese ist durch die Formel

$$\beta_c = \left[2 - (\pi - 2) \frac{I_0}{I_c} \right] \frac{I_c}{I_0} \quad (2.11)$$

nährungsweise beschrieben [23]. Das hysteretische Verhalten des JK kann durch die vergrößerte RC-Zeitkonstante erklärt werden. Der Kontakt kann die Energie länger speichern und sie nutzen, um einen Schaltvorgang auszulösen, obgleich der dafür normalerweise notwendige kritische Strom nicht durch den Kontakt fließt ($I_0 < I_J < I_c$). Jeder Schaltvorgang hat ein erneutes Aufladen des Energiespeichers zur Folge, sodass der JK im Spannungszustand verbleibt.

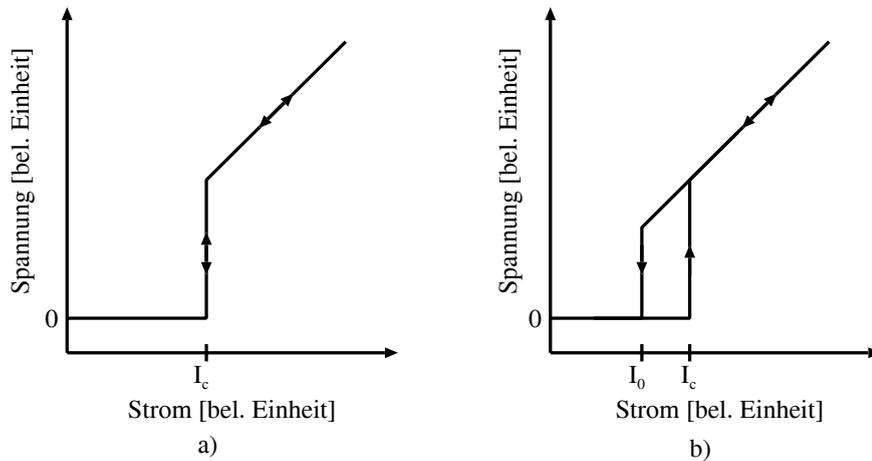


Abb. 2.3: Skizze der Strom-Spannungs-Kennlinie des Josephson-Kontakts ohne Rauscheinflüsse

- (a) nicht hysteretisches Verhalten
- (b) hysteretisches Verhalten

Wie bereits beschrieben, basiert die RSFQ-Elektronik auf dem Austausch von Flussquanten und den damit verbundenen Spannungsimpulsen am JK. Dabei steigt die Phase am JK um 2π an. Aus der Integration der Gl. (2.7) über die zeitliche Dauer des Austauschprozesses ergibt sich:

$$\varphi = 2\pi = \frac{2\pi}{\Phi_0} \int_{t_0}^{t_1} U(t) dt. \quad (2.12)$$

Entsprechend der Gl. (2.12) beträgt die Fläche eines SFQ-Impulses $\Phi_0 = \int_{t_0}^{t_1} U(t) dt$. Typische Schaltzeiten bewegen sich in der Größenordnung einiger ps und die Spannungsimpulse erzeugen Amplituden von mehreren $100 \mu V$. Der 2π -Phasensprung am JK und der damit verbundene Spannungsimpuls werden als „Schalten“ des JK bezeichnet.

Voraussetzung für eine korrekte Funktion einer RSFQ-Schaltung ist, dass nach dem Auslösen eines Schaltvorgangs der Kontakt in den spannungslosen Zustand zurückkehrt. Für RSFQ-Schaltungen werden deshalb überdämpfte JK verwendet [10]. Je stärker der JK gedämpft ist, je kleiner also der McCumber-Parameter ist, desto langsamer schaltet der JK [24]. Die

Wahl des McCumber-Parameters ist ein Kompromiss zwischen der maximal erreichbaren Schaltgeschwindigkeit und der Vermeidung von hysteretischen Kontakten. Komplexe RSFQ-Schaltungen wurden; mit $\beta_c \approx 2$ erfolgreich demonstriert [25] die Grenze für den größtmöglichen globalen McCumber-Parameter ist $\beta_c \approx 4$ [26].

SIS-Kontakte besitzen von Natur aus durch die Isolationsschicht eine verhältnismäßig große RC-Zeitkonstante, was zu einem McCumber-Parameter $\beta_c \gg 1$ führt. Um hysteretische JK zu vermeiden, ist es notwendig, den Widerstand der SIS-Kontakte und dadurch deren Dynamik zu beeinflussen. Dazu wird der bereits vorgestellte Dämpfungswiderstand R_S parallel zum JK geschaltet, sodass der McCumber-Parameter $\beta_c = 1$ ist. Der Kontakt befindet sich dann an der Schwelle zum hysteretischen Verhalten. Der Dämpfungswiderstand erzeugt eine parasitäre Induktivität L_p , welche das Verhalten der Schaltung zusätzlich beeinflusst und daher nicht vernachlässigt werden kann [27; 28]. In Quelle [29] ist das RCLSJ-Modell⁵ zur Modellierung von extern gedämpften JK vorgeschlagen. Auf diesem Modell, dargestellt in Abb. 2.4, basieren alle Simulationen von Schaltungen mit SIS-Kontakten in dieser Arbeit. Eine Methode zur direkten Messung der parasitären Induktivitäten der Dämpfungswiderstände ist zur Zeit nicht bekannt, daher werden die berechneten Werte aus [30] als Simulationsgrundlage verwendet. In Quelle [30] ist auch die Wirkung der parasitären Induktivität als Reduktion der effektiven Kontaktkapazität beschrieben. Der Kontakt ist zusätzlich gedämpft, was eine veränderte Dynamik hervorruft.

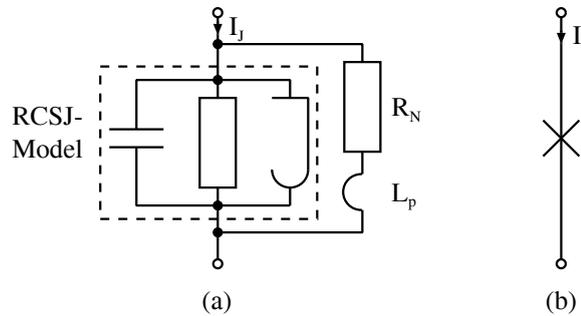


Abb. 2.4: (a) Elektrisches Ersatzschaltbild eines RCLSJ-modellierten SIS-Kontakts mit externer Bedämpfung und (b) zugehöriges Schaltsymbol

Im Kleinsignalersatzschaltbild kann der JK auch als Induktivität modelliert werden. Unabhängig vom im Kontakt fließenden Strom kann an Stelle des JK in erster Näherung eine Induktivität

$$L_{J0} = \frac{\Phi_0}{2\pi I_c} \quad (2.13)$$

angenommen werden. Durch die Modellierung des Kontakts als nichtlineare Induktivität ergibt sich eine höhere Genauigkeit. Die Kontaktinduktivität ist dann eine Funktion der Phase φ_J am JK und lautet [22]:

$$L_J = \frac{L_{J0}}{\cos \varphi_J}. \quad (2.14)$$

⁵engl.: **R**esistively and **C**apacitively and **I**nductively **S**hunted **J**unction

2.4 Passive Bauelemente der RSFQ-Elektronik

Das aktive Bauelement der RSFQ-Elektronik wurde im vorangegangenen Abschnitt ausführlich beschrieben. In diesem Abschnitt werden die ergänzenden Bauelemente vorgestellt.

Die Induktivitäten einer RSFQ-Schaltung haben einen funktionsbestimmenden Einfluss. Sie werden hinsichtlich ihrer Funktionalität untergliedert, wie in Abb. 2.5 gezeigt. Parasitäre Induktivitäten sind unerwünschte Resultate des Herstellungsprozesses, die keine Funktion innerhalb der Schaltung besitzen, aber die Funktionalität der Schaltung beeinflussen. Sie werden deshalb auch in den Simulationen berücksichtigt.

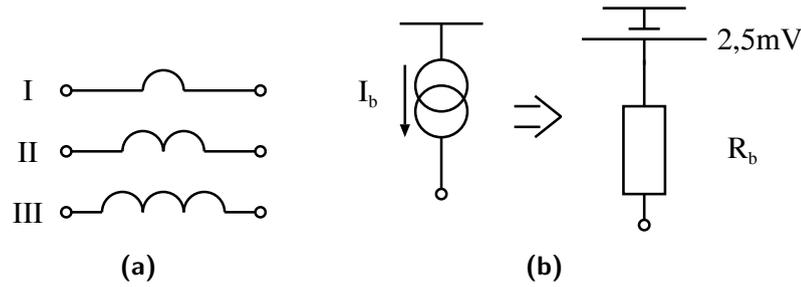


Abb. 2.5: (a) Schaltsymbole verschiedener Induktivitäten: I) parasitäre Induktivität, II) nicht speicherfähige Induktivität mit schaltungstechnischer Relevanz, III) speicherfähige Induktivität
(b) Realisierung der Stromquellen erfolgt auf dem Chip mit dem Widerstand R_b und einer externen Betriebsspannung $U = 2,5 \text{ mV}$

Die Strom-Phasen-Beziehung einer Induktivität ist durch einen linearen Zusammenhang beschrieben:

$$\varphi_L = \frac{2\pi LI}{\Phi_0}. \quad (2.15)$$

In der RSFQ-Elektronik werden Induktivitäten durch Mikrostreifenleitungen [31] auf dem Chip konstruiert. Die Materialeigenschaften des verwendeten Supraleiters können dabei nicht vernachlässigt werden. Das supraleitende Elektrodenmaterial besitzt als Resultat der Ladungsträgerträchtigkeit im Supraleiter eine kinetische Induktivität, die zusätzlich zu der bekannten Induktivität einer Mikrostreifenleitung wirkt. Der flächenbezogene Induktivitätsbelag L_{\square} wird im Folgenden als Flächinduktivität bezeichnet. Diese kann unter der Annahme einer unendlich ausgedehnten Grundplatte für eine unendlich lange Leitung mit der Formel von Chang [32]

$$L_{\square} = \frac{\mu_0}{wk} \left[h + \lambda_1 \coth\left(\frac{d_1}{\lambda_1}\right) + \lambda_2 \coth\left(\frac{d_2}{\lambda_2}\right) \right] \quad (2.16)$$

mit der magnetischen Feldkonstanten μ_0 berechnet werden. Außerdem wird für diese Formel vorausgesetzt, dass die Breite der Streifenleitung w größer ist als dessen Abstand zur Grundplatte h . Die Flächeninduktivität ist abhängig von der Dicke d und der London-Eindringtiefe λ der Streifenleitung (d_1 und λ_1) sowie der Grundplatte (d_2 und λ_2). Durch die Verwendung des Korrekturfaktors k werden die Randfeldeffekte berücksichtigt.

Bei der Umsetzung der Schaltung in einen Entwurf wurde das Induktivitätsberechnungsprogramm „Lmeter“ verwendet [33]. Durch die Einschränkung auf zweidimensionale Probleme besitzt Lmeter einen erheblichen Geschwindigkeitsvorteil und eine geringere Leistungsanforderung an die Computertechnik als ein dreidimensionales Berechnungsprogramm wie zum Beispiel „FastHenry“ [34]. Der Fehler bei der Berechnung einer Mikrostreifenleitung wird in [35] als kleiner 5 % angegeben. Zusätzliche Fehler entstehen an Leitungsecken sowie an Strukturen, in denen die Leiterbahn dreidimensional verläuft (z. B. bei Durchkontaktierungen). Dafür bietet Lmeter die Möglichkeit, systematische Abweichungen durch Korrekturfaktoren an die Technologieeigenschaften anzupassen. Die damit erreichte Genauigkeit der Induktivitätsberechnung ist für die Anwendung bei RSFQ-Schaltungen ausreichend.

Ein wichtiger Parameter zur Beschreibung des Verhaltens supraleitender Strukturen ist die normierte Induktivität β_L [21; 36]:

$$\beta_L = \frac{2\pi LI_c}{\Phi_0}. \quad (2.17)$$

Die Induktivität einer Schleife wird mit dem kritischen Strom des in der Schleife vorhandenen JK multipliziert und auf ein Flussquant normiert. Der von einer Leiterschleife umfasste magnetische Fluss Φ steht in direktem Verhältnis zu dem im Leiter fließenden Strom I_{loop} :

$$I_{loop}L = \Phi. \quad (2.18)$$

In erster Näherung kann eine Schleife mit $\beta_L < 2\pi$ kein Flussquant speichern. Der an das Flussquant gekoppelte Kreisstrom würde den kritischen Strom des Kontakts überschreiten und die Schleife daher wieder verlassen. Für $2\pi < \beta_L < 4\pi$ kann die Schleife genau ein Flussquant speichern. Allerdings sind dies lediglich Näherungswerte, weil der JK selber eine Induktivität besitzt (Gl. (2.14)). Die genauen Grenzwerte für den Übergang von einer nicht-speichernden zu einer speichernden Struktur werden in Abschnitt 4.6 ermittelt.

Als drittes Bauelement werden Stromquellen verwendet. Sie dienen zur Energieversorgung der Schaltungen und als funktionsmanipulierende Elemente. In typischen RSFQ-Schaltungen ist eine Stromquellenanzahl im Verhältnis 1:2 zur Anzahl der JK notwendig. Da es unpraktisch ist, jede Stromquelle einzeln auf den Chip zu führen, wird der Strom durch ein Widerstandsnetzwerk auf dem Chip definiert. Zur Zeit wird dazu eine Spannungsversorgung mit $U = 2,5 \text{ mV}$ vorgesehen (Abb. 2.5 (b)) [10].

2.5 RSFQ-spezifischer Schaltungssimulator

Für die Beschreibung der dynamischen Eigenschaften einer RSFQ-Schaltung ist ein System von nichtlinearen Differenzialgleichungen notwendig. Die nichtlinearen Eigenschaften ergeben sich aus dem Modell des JK (Gl. (2.6) und Gl. (2.7)). Dieser Gleichungstyp kann im allgemeinen nicht analytisch gelöst werden. Um dynamische Vorgänge innerhalb der Basiszellen zu untersuchen wird deshalb auf eine numerische Lösung im Zeitbereich zurückgegriffen. Dafür wird JSIM [37] verwendet — ein auf SPICE basierender Schaltungssimulator mit einem RCSJ-Modell zur Beschreibung von JK. Entsprechend der Abb. 2.4 wurde dieses Modell

für die Simulationen zum RCLSJ-Modell erweitert. JSIM besitzt im Vergleich zu anderen Simulatoren (z. B. J-Spice, PSCAN) einen deutlichen Vorteil bezüglich der Simulationsgeschwindigkeit.

Die Programmerweiterung von Satchell [38] (JSIM_n) erlaubt außerdem die Simulation von thermischem Rauschen im Zeitbereich, verursacht durch Widerstände in der Schaltung. Dafür ist das thermische Anregungsmodell von Nyquist [39] und Johnsen [40] zu Grunde gelegt.

2.6 Technologie der FLUXONICS-Foundry

Soweit nicht anders erwähnt, sind die in dieser Arbeit beschriebenen Schaltungen für den Herstellungsprozess der FLUXONICS-Foundry [13] entworfen. Da jeder Herstellungsprozess Entwurfsregeln und Mindeststrukturgrößen besitzt und diese auch unumgänglich sind, werden die daraus entstehenden parasitären Elemente in allen Schaltungssimulationen berücksichtigt. Details über die Entwurfsregeln der FLUXONICS-Foundry sind online verfügbar [13].

Der Prozess der FLUXONICS-Foundry umfasst drei supraleitende Nb-Lagen. Die unterste Metallisierungsschicht (M0) wird als Grundplatte verwendet. Sie dient zur Schirmung der Schaltkreise sowie als Masseelektrode der Mikrostreifenleitung zur Definition der Induktivitäten (Abschnitt 2.4). Die anderen beiden Supraleitungsschichten stehen als Verdrahtungsebenen (M1 und M2) zur Verfügung. Außerdem umfasst der Prozess eine Molybdän-Schicht, welche bei der Betriebstemperatur $T = 4,2$ K normalleitend ist. Sie dient der Herstellung von Widerständen zum Dämpfen der JK und der Realisierung eines Widerstandsnetzwerkes zur Aufteilung des Versorgungsstromes. Zwischen den Metallisierungsschichten dienen Nioboxid und Siliziumdioxidschichten als Isolator.

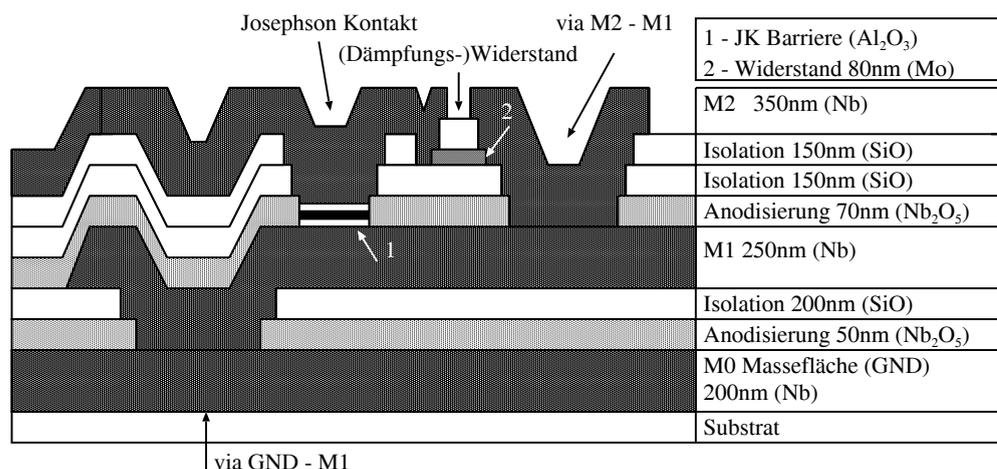


Abb. 2.6: Querschnitt des Schichtaufbaus der Nb-Technologie der FLUXONICS-Foundry

Die Josephson-Kontakte werden zwischen der M1- und M2-Metallisierungsschicht hergestellt. Der JK wird durch eine 2 nm dicke Aluminiumoxid-Schicht (Al_2O_3) definiert. Dement-

sprechend handelt es sich um SIS-Kontakte. Der Herstellungsprozess erzeugt eine kritische Stromdichte $J_c = 1 \text{ kA/cm}^2$. Der realisierte kritische Strom eines Kontakts kann zwischen $125 \mu\text{A}$ und $400 \mu\text{A}$ über dessen Fläche definiert werden. Aus der Fläche des Kontakts ergibt sich technologiespezifisch dessen Kapazität C_J (Abb. 2.2). Mit diesen beiden Werten wird mit Gl. (2.10) der Dämpfungswiderstand des Kontakts so dimensioniert, dass der McCumber-Parameter $\beta_c = 1$ ist. Aus dem Dämpfungswiderstand und dem kritischen Strom des Kontakts ergibt sich die charakteristische Spannung. Diese beträgt für JK mit $\beta_c = 1$ in der Technologie der FLUXONICS-Foundry $I_c R_N = 256 \mu\text{V}$. Daraus kann die theoretische maximale Schaltfrequenz f_{max} für RSFQ-Schaltungen mit

$$f_{max} = \frac{1}{3} \frac{I_c R_N}{\Phi_0} \quad (2.19)$$

abgeschätzt werden [41]. Für die 1 kA/cm^2 -Technologie der FLUXONICS-Foundry beträgt diese Frequenz etwa $f_{max} \approx 40 \text{ GHz}$.

2.7 RSFQ-Grundstrukturen

Die RSFQ-Elektronik basiert auf drei Grundkomponenten, die aus den im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Bauelementen konstruiert werden. Dazu gehören ein Übertragungsblock, ein Flussquantenspeicher und ein Entscheidungselement, auch Komparator genannt [42] (siehe Abb. 2.7). Die Übertragung von Flussquanten erfolgt ungetaktet. Wenn die normierte Induktivität (β_L) einer Schleife kleiner als 2π ist, wird der von einem Flussquant in der Schleife hervorgerufene Kreisstrom den kritischen Strom des JK überschreiten. Durch das daraus resultierende Schalten des JK wird das Flussquant die Schleife wieder verlassen. Folgerichtig wird ein Flussquant gespeichert, wenn die normierte Induktivität größer als 2π ist.

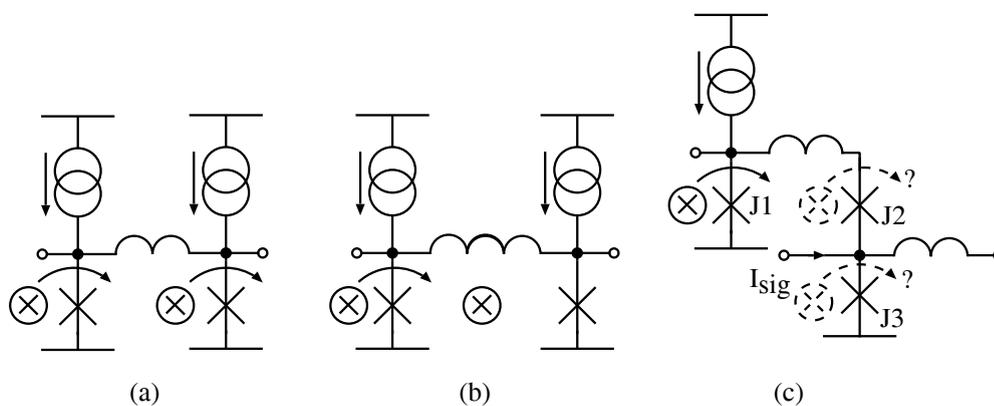


Abb. 2.7: Grundstrukturen der RSFQ-Elektronik: (a) SFQ-Übertragung (b) SFQ-Speicherung (c) Komparator als Entscheidungselement

In einem Komparator wird eine Reihenschaltung mit zwei JK durch ein Flussquant zum Schalten angeregt. Die Flussquantisierungsbedingung in supraleitenden Schleifen (Gl. (2.5))

erlaubt lediglich das Schalten eines der beiden Kontakte, sodass sie damit im „Wettlauf“⁶ stehen. Mit einem zusätzlichen positiven Strom I_{sig} kann der Kontakt J3 für ein Schalten favorisiert werden [43]. Mit einem Komparator wird unter anderem der Zustand von Speicherschleifen abgefragt, deshalb bildet er die Grundlage für jegliche Datenverarbeitung in der RSFQ-Elektronik.

In der Halbleiterschaltungstechnik ist es üblich, komplexe Schaltungen aus Basiszellen zu konstruieren. Dieser, auf Grundstrukturen mit geringer Komplexität beruhende, zellbasierte Entwurf wird auch in der RSFQ-Elektronik angewendet [44]. Einzelne Basiszellen beinhalten eine begrenzte Parameteranzahl. Die eingeschränkte Systemkomplexität erlaubt eine Schaltungsoptimierung mittels analoger Simulation im Zeitbereich. Es kann davon ausgegangen werden, dass geringe Verbesserungen der Basiszellen eine deutliche Verbesserung der daraus konstruierten Gesamtschaltung zur Folge haben. Durch eine überschaubare Parameterzahl ist es außerdem möglich, den Einfluss einzelner Parameter auf die Gesamtschaltung zu untersuchen.

Als Grundlage für den zellbasierten Entwurf ist es notwendig, dass die Zelle in sich abgeschlossen ist und — abgesehen von einem definierten Datenaustausch — einen minimalen Einfluss auf angrenzende Zellen ausübt. Dies stellt eine besondere Herausforderung für den Entwurf von RSFQ-Strukturen dar. Eine Phasendifferenz zwischen benachbarten Zellen führt zu einem Gleichstrom, der zwischen ihnen fließt. Aufgrund der supraleitenden Verbindungen kann dieser Strom ungedämpft fließen und die Eigenschaften beider Zellen werden davon beeinflusst. Besonders bei speichernden Zellen sind solche Ausgleichsströme unumgänglich und können lediglich minimiert werden.

Es wird zwischen zwei Arten von Basiszellen unterschieden: Zellen, die Informationen lediglich übertragen (Transportzellen) und solchen, die eine Datenverarbeitung durchführen (Logikzellen). Der Transport erfolgt unmittelbar und ungetaktet, sodass diese Zellen keinen Speicher benötigen. Für Logikzellen ist ein interner Speicher unbedingt notwendig. Aufgrund der Eigenschaften von RSFQ als impuls-gesteuerter Logik können nur durch temporäre Datenspeicher Probleme der zeitlichen Koordinierung umgangen werden [10].

Es gibt bereits verschiedene Zellbibliotheken für RSFQ-Schaltungen [44; 45], die als Grundlage für die Herstellung komplexerer Systeme dienen können. In dieser Arbeit wurde auf die Zellbibliothek der FLUXONICS-Foundry zurückgegriffen [44].

2.8 Beschreibung ausgewählter RSFQ-Basiszellen

Im folgenden Abschnitt wird eine Übersicht der im weiteren Verlauf der Arbeit verwendeten RSFQ-Zellen gegeben. Dabei soll lediglich der Aufbau sowie die prinzipielle Funktion der Zelle vorgestellt, detailliertere Beschreibungen zu den Funktionsabläufen innerhalb der Zelle sowie zum Entwurf können der jeweiligen Literatur entnommen werden. Eine weiterführende Übersicht kann außerdem den online verfügbaren Zellbibliotheken [44][45], sowie der Quelle [46] entnommen werden.

⁶engl.: race condition

2.8.1 Josephson-Übertragungsleitung

Die Josephson-Übertragungsleitung JTL^7 (Abb. 2.8) bildet die Grundlage für einen zellbasierten Entwurf. Sie wird für die quantisierte Informationsübertragung zwischen Logikzellen verwendet. Trifft ein Flussquant am Zelleneingang ein, wird dieses durch zeitlich gestaffeltes Schalten von J1 und J2 zum Zellenausgang transferiert. Die Informationsübertragung ist gekennzeichnet durch eine Verzögerungszeit Δt , welche sowohl von der Schaltung als auch von der Technologie abhängig ist. In dem hier vorgestellten Beispiel beträgt sie $\Delta t = 5$ ps je schaltenden Josephson Kontakt. In Abhängigkeit der Schaltungskomplexität kann die Verzögerungszeit auch deutlich größer sein [47].

Die Josephson-Übertragungsleitung wird auch zwischen zwei Logikzellen zur Verringerung der Wechselwirkung in Form von zwischen ihnen fließenden Ausgleichsströmen verwendet. Eine JTL genügt, um unerwünschte Ausgleichsströme deutlich zu verringern [26]. Eine geeignete Dimensionierung der Schaltungsparameter kann der Quelle [30] entnommen werden.

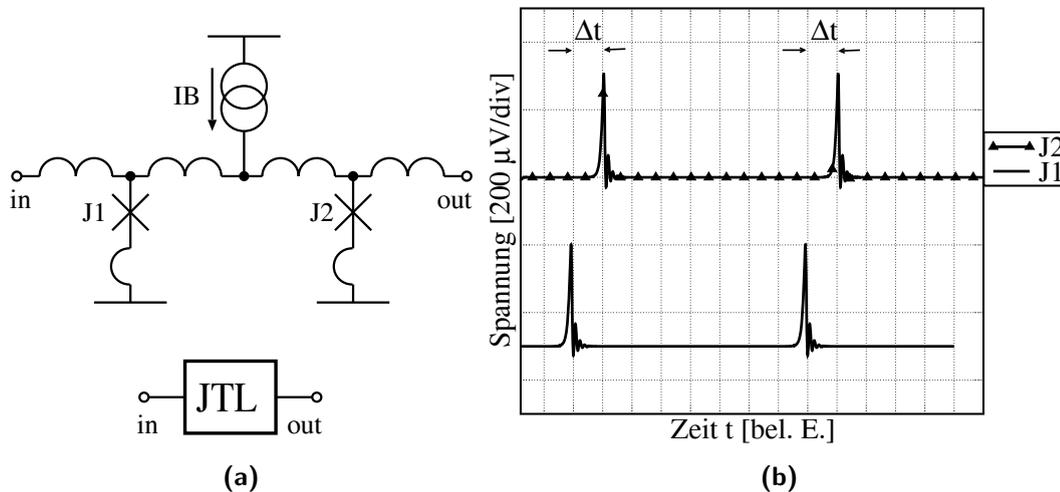


Abb. 2.8: (a) Elektrisches Ersatzschaltbild einer JTL und das verwendete Blockschaltbildsymbol
(b) Schaltverhalten einer JTL veranschaulicht durch die Spannung an den JK

2.8.2 DC/SFQ-Wandler

Der DC/SFQ-Wandler dient am Eingang einer RSFQ-Schaltung der exakten stromgesteuerten Erzeugung von SFQ-Impulsen und wird auch als Eingangswandler bezeichnet (Abb. 2.9).

Ein Stromsignal I_{in} am Eingang fließt zu einem kleinen Teil direkt über die Induktivität L_{in} zur Masse, der Großteil fließt jedoch über die Kontakte J1 und J2. In J2 summiert sich der Strom mit dem Versorgungsstrom, was zum Überschreiten des kritischen Stromes des Kontakts führt und damit sein Schalten auslöst. Dadurch schaltet auch J3 und ein Flussquant

⁷ engl.: **J**osephson **T**ransmission **L**ine

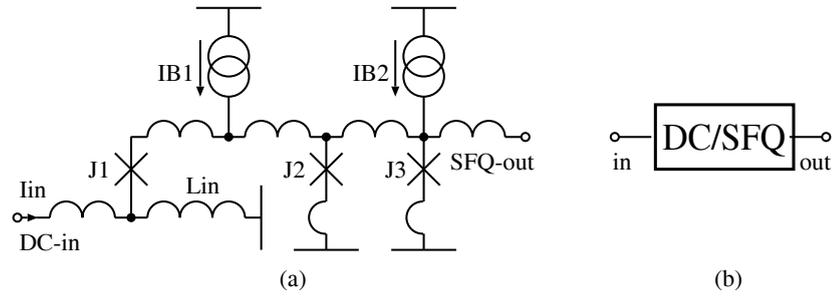


Abb. 2.9: Elektrisches Erstattschaltbild und Blockschaltbildsymbol des DC/SFQ-Wandlers

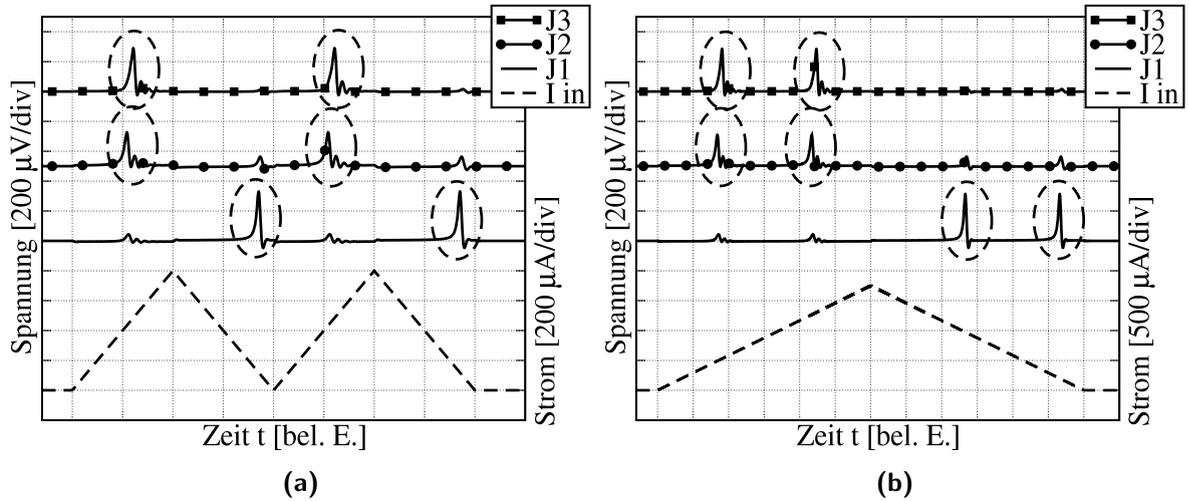


Abb. 2.10: Schaltverhalten des DC/SFQ-Wandlers — In Abhängigkeit der Eingangsamplitude werden einzelne Flussquanten erzeugt.
 (a) ein Flussquant je steigender Flanke
 (b) zwei Flussquanten je steigender Flanke

verlässt die Zelle durch den Ausgang SFQ-out. Gleichzeitig wird ein Teil des Eingangsstromes I_{in} auf die Induktivität L_{in} umverteilt. Wird danach der Eingangsstrom reduziert, wird jener Stromanteil in der Induktivität L_{in} , welcher durch das Schalten von J2 hervorgerufen wurde, weiter fließen. Dieser Strom addiert sich zu dem Versorgungsstrom im Kontakt J1 und wird in diesem, spätestens wenn der Eingangsstrom auf Null reduziert wurde, einen Schaltvorgang auslösen. Damit ist die Zelle in ihren Initialzustand zurückgekehrt. Es wird durch den Schaltvorgang des J1 kein SFQ-Impuls am Ausgang des DC/SFQ-Wandlers erzeugt. Ein SFQ-Impuls wird ausschließlich auf steigenden Stromflanken generiert, wie in Abb. 2.10 dargestellt ist. Eine detailliertere Analyse der Vorgänge innerhalb der Schaltung wurde in Quelle [48] durchgeführt.

Es können mit dieser Zelle auch mehrere Flussquanten auf einer Stromflanke erzeugt werden, indem nach dem ersten Schalten von J2 die Amplitude des Eingangsstromes I_{in} weiter erhöht wird. In dem Fall werden mit der Periodizität ΔI , in Abhängigkeit von der Induktivität L_{in} , Flussquanten erzeugt. Nach der Flussquantisierungsbedingung (Gl. (2.5)) kann $\Delta I = \Phi_0/L_{in}$ berechnet werden.

2.8.3 SFQ/DC-Wandler

Für die Anbindung der RSFQ-Elektronik an die Halbleiterelektronik ist eine Erhöhung der Signalenergie notwendig. Die experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit wurden mit einem SFQ/DC-Wandler als Ausgangswandler durchgeführt (Abb. 2.11) [9]. Die Vorzüge dieser Zelle gegenüber anderen Ausgangswandlern sind der geringe Flächenbedarf sowie die Verwendung einer reinen Gleichspannungsversorgung. Letzteres verringert die Anforderungen an die bei Raumtemperatur arbeitende Messelektronik.

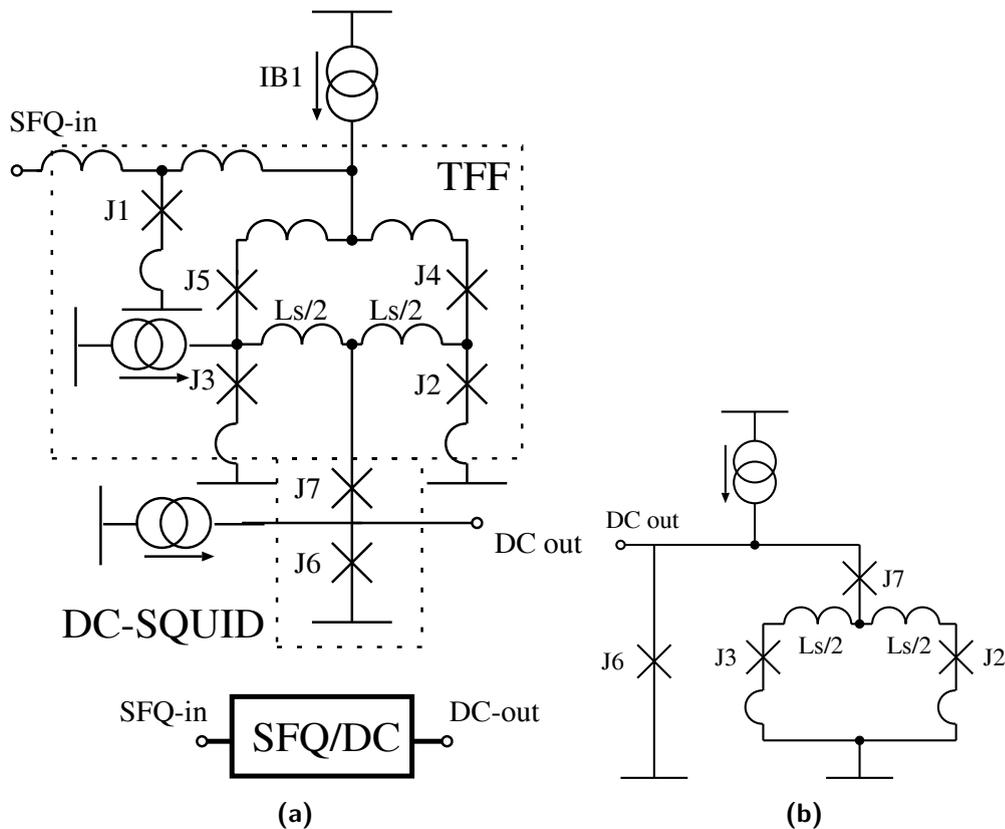


Abb. 2.11: (a) Elektrisches Ersatzschaltbild und Blockschaltbildsymbol des SFQ/DC-Wandlers
 (b) Auszug aus Abb. (a) zur Verdeutlichung des DC-SQUID (umfasst J6 & J7) zum Auslesen des magnetischen Flusses in der Schleife J2-Ls-J3

Ein SFQ/DC-Wandler basiert auf einem Toggle-Flip-Flop (TFF) (Abschnitt 2.8.5). Damit besitzt die Zelle zwei innere Zustände, zwischen denen bei jedem eintreffenden SFQ-Impuls gewechselt wird. Der Zellenzustand wird mit einem DC-SQUID⁸ ausgelesen. Ein DC-SQUID arbeitet als Fluss-Spannungswandler und ist der empfindlichste Magnetfeldsensor [36].

Mit dem DC-SQUID (bestehend aus J6 und J7) wird der magnetische Fluss in der Schleife J2-Ls-J3 (Abb. 2.11 (b)) gemessen. Befindet sich das TFF im Zustand 0, ist in dieser Schleife kein magnetischer Fluss gespeichert und das DC-SQUID erzeugt keine Ausgangsspannung.

⁸engl.: Superconducting QUantum Interference Device

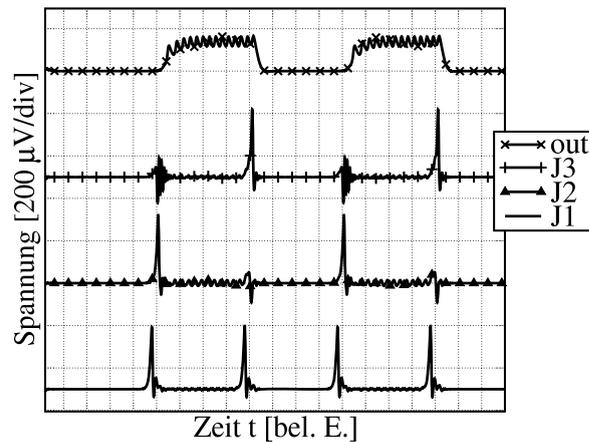


Abb. 2.12: Schaltverhalten des SFQ/DC-Wandlers veranschaulicht durch die Spannung an den JK – Der SFQ/DC-Wandler übersetzt ein SFQ-Impuls in einen Spannungszustand.

Trifft ein Flussquant am Dateneingang der Zelle ein, wird es in der Schleife J2-L_s-J3 gespeichert. Die Zelle befindet sich dann im Zustand 1. In der Schleife des DC-SQUID (J6-J7-L_s-J3) entsteht dabei ein halbes Flussquant, (b) was den Übergang in den Spannungszustand bewirkt. Durch wechselseitiges Schalten der Kontakte J6 und J7 wird ein messbarer Spannungspegel am Ausgang DC-out der Schaltung erzeugt. Das Spannungssignal bleibt bestehen, solange sich die Zelle im Zustand 1 befindet. Trifft ein weiteres Flussquant am SFQ-Eingang ein, wechselt die Zelle in den Zustand 0 zurück und der Spannungspegel am Ausgang geht auf Null zurück (Abb. 2.12).

2.8.4 Zellen für die Manipulation von Signalpfaden

Ein Bit wird in der RSFQ-Elektronik vom einen Flussquant repräsentiert. Nach dessen Erzeugung zum Beispiel durch den Eingangswandler liegt die Information nur einmalig vor. Soll ein Bit parallel mehrfach verarbeitet werden, muss es dupliziert werden. Dazu wird ein „Splitter“ verwendet, wie er in Abb. 2.13 dargestellt ist. Ein Flussquant, welches den Zelleneingang erreicht, wird dupliziert und an beiden Ausgängen der Zelle entsteht jeweils ein SFQ-Impuls. Auf diese Weise wird ein Signalpfad aufgeteilt.

Die komplementäre Zelle dient der Vereinigung zweier Signalpfade, sie wird als „Confluence Buffer“ oder als „Merger“ bezeichnet (Abb. 2.14). Empfängt die Zelle ein Flussquant an einem der beiden Eingänge, wird diese die Zelle durch den Ausgang wieder verlassen. Die Kontakte J3 und J4 verhindern, dass ein Flussquant von einem zum anderen Eingang übertragen wird.

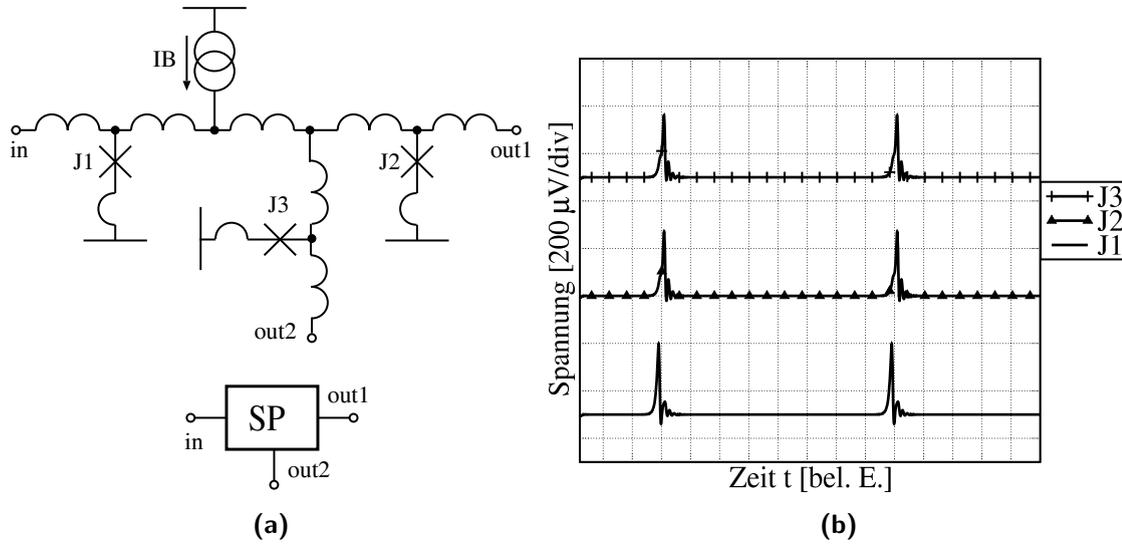


Abb. 2.13: (a) Elektrisches Ersatzschaltbild und Blockschaltbildsymbol des Splitters
 (b) Das Schaltverhalten veranschaulicht durch die Spannung an den JK – Der Splitter teilt einen Signalpfad auf und dupliziert dabei den SFQ-Impuls.

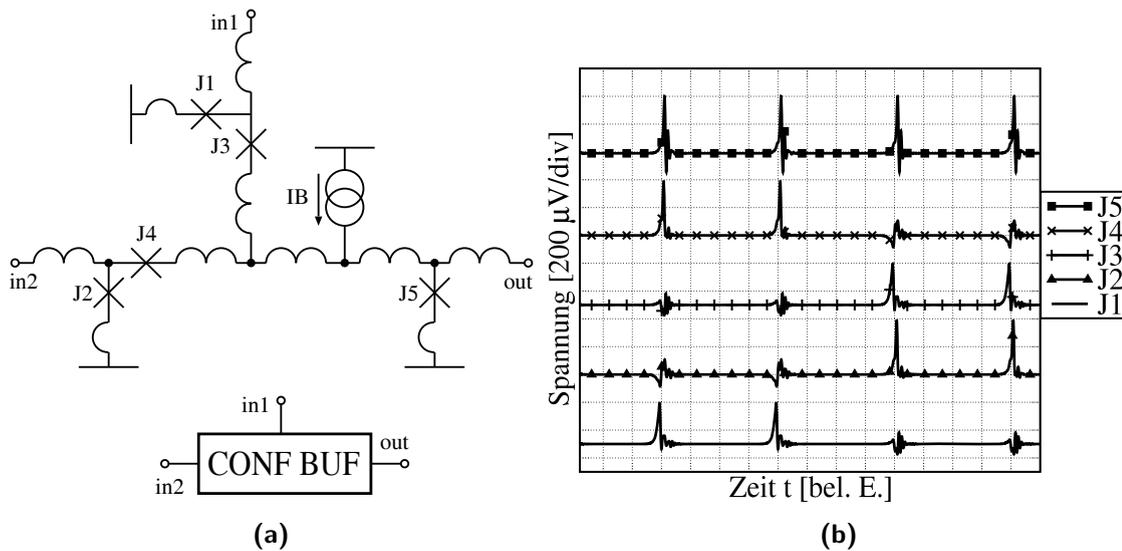


Abb. 2.14: (a) Elektrisches Ersatzschaltbild und Blockschaltbildsymbol des Confluence Buffer
 (b) Das Schaltverhalten des Confluence Buffer veranschaulicht durch die Spannung an den JK – Ein Confluence Buffer vereinigt zwei Signalpfade.

In beiden Fällen handelt es sich um Transportzellen ohne internen Speicher. Dies vereinfacht den Schaltungsentwurf, da keine Optimierung der Zelle mittels eines CAD-Programms notwendig ist. Ein Parametersatz kann für den statischen Fall durch Verwendung der Kirchhoffschen Sätze bestimmt werden [44; 49].

2.8.5 Toggle-Flip-Flop

Das Toggle-Flip-Flop [50] ist eine ungetaktete Logikzelle. Es wird in dieser Arbeit häufig als Untersuchungs- und Testobjekt dienen. Es besteht aus zwei Komparatoren Komp 1 und Komp 2 (Abschnitt 2.7), welche durch eine Speicherinduktivität L miteinander gekoppelt sind. Das TFF besitzt zwei innere Zustände. Es wechselt (toggelt) seinen Zustand, wenn ein SFQ-Impuls den Zelleneingang erreicht und J1 schaltet. Die Kontakte der Komparatoren schalten je nach Zustand des TFF paarweise: J2 und J5 oder J3 und J4. Der Zellenzustand wird durch den Strom in der Speicherinduktivität L kodiert. Mit dem Strom verbunden ist ein magnetischer Fluss, der gleichwertig als zustandsbeschreibende Größe dient (Abb. 4.14, 4.15). Verbunden mit dem Zustandswechsel verlässt ein SFQ-Impuls abwechselnd an den Ausgängen „out1“ oder „out2“ die Zelle. Somit hat das Ausgangssignal die halbe Frequenz des Eingangssignals.

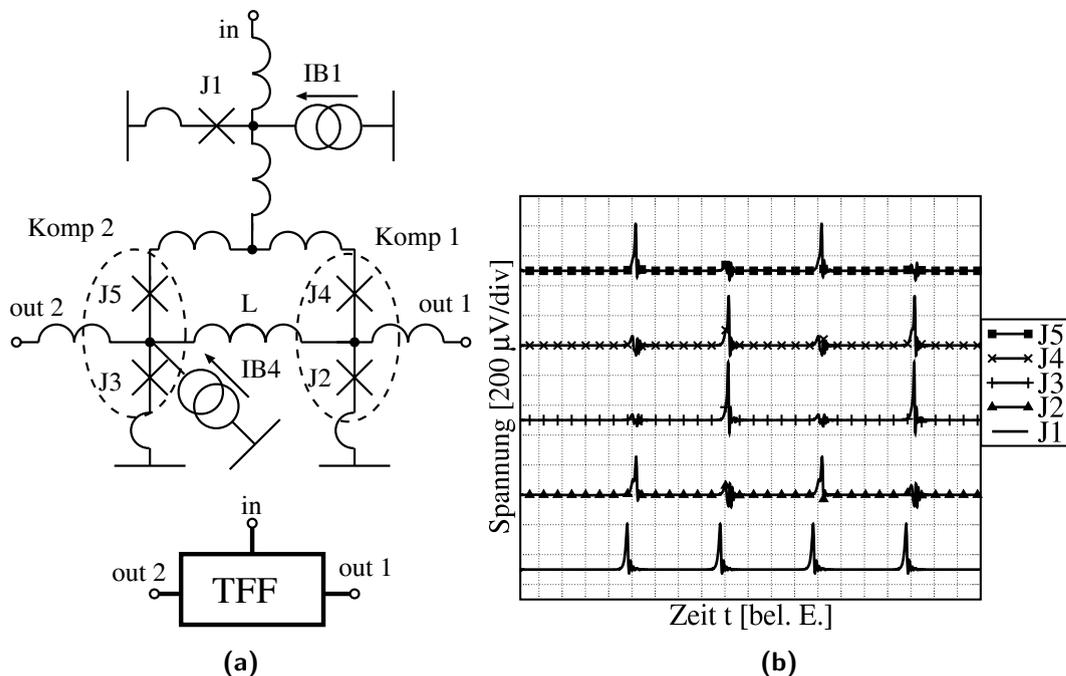


Abb. 2.15: (a) Elektrische Ersatzschaltbild und Blockschaltbildsymbol des TFF
 (b) Das Schaltverhalten eines TFF veranschaulicht durch die Spannung an den JK –
 Das TFF ist eine ungetaktete Speicherzelle, welche ihren Zustand bei jedem
 Dateneingang wechselt.

Als wesentlicher Bestandteil des SFQ/DC-Wandlers spielt das TFF eine wichtige Rolle, da jede RSFQ-Datenverarbeitung auch eine Schnittstelle zur Raumtemperaturelektronik benötigt. Eine große Bedeutung hat die TFF-Zelle auch als Grundstruktur für einen ungetakteten Zähler. Dazu ist eine geringfügige Modifikation der hier vorgestellten TFF-Zellen notwendig, indem die Zellstruktur auf einen Ausgang reduziert wird. Ein n-Bit-Zähler kann dann aus der Kaskadierung von n TFF-Zellen hergestellt werden. Dabei wird das Ausgangssignal des einen TFF als Eingangssignal der folgenden Zelle verwendet. Jedes Bit des Zählers wird dabei von einem TFF repräsentiert.

Kapitel 3

Thermische Rauscheinflüsse und bekannte Methoden zur Verbesserung der Funktionsstabilität

3.1 Schaltenergien und Rauscheinflüsse

Während des Schaltvorgangs befindet sich der Josephson Kontakt im normalleitenden Zustand. Damit verbunden ist ein Energieverlust, der im Widerstand des Kontakts in Wärme umgesetzt wird. Die Verlustenergie pro Schaltvorgang ist die Josephson-Energie, welche abhängig vom kritischen Strom des Kontakts ist:

$$E_s = I_c \Phi_0. \quad (3.1)$$

Für einen typischen RSFQ-Kontakt der 1 kA/cm²-Nb-Technologie der FLUXONICS-Foundry [13] mit einem kritischen Strom $I_c = 250 \mu\text{A}$ beträgt die Schaltenergie etwa $E_s = 10^{-19} \text{ J}$. Eine deterministische Funktionalität der RSFQ-Elektronik ist nur möglich, weil die Rauschpegel aufgrund der niedrigen Betriebstemperatur gering sind. Die auftretenden Rauschquellen können in interne und externe Quellen untergliedert werden. Der Einfluss von externen Rauschquellen auf eine Schaltung kann durch geeignete Schirmung und Filterung der Signalleitungen verringert bzw. unterdrückt werden, wohingegen die internen Rauschquellen der Schaltung unvermeidlich sind. Es können Maßnahmen ergriffen werden, um die generierte Rauschleistung zu verringern. Ein Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Analyse des Einflusses dieser Rauschquellen und die Steigerung der Rauschimmunität von RSFQ-Schaltungen.

Bei einer Betriebstemperatur von $T = 4,2 \text{ K}$ werden die Schaltungen maßgeblich vom thermischen Rauschen, erzeugt von den Widerständen auf dem Chip, beeinflusst [51]. Die mittlere thermische Energie kann mit

$$E_n = k_B T, \quad (3.2)$$

aus der Boltzmann-Konstanten k_B berechnet werden [4] und beträgt $E_n \approx 10^{-22}$ J bei $T = 4,2$ K. Daraus ergibt sich ein Signal-Rausch-Verhältnis $\text{SNR}=1000$ und damit eine äußerst geringe Wahrscheinlichkeit für einen zufällig vom thermischen Rauschen ausgelösten Schaltimpuls. Solche Schaltfehler werden als statische Schaltfehler bezeichnet [10]. Einflussreich kann das Rauschen hingegen bei dem Entscheidungsprozess eines Komparators sein. Die Fehler, welche beim Auslesen eines Komparators entstehen, sind dynamische Schaltfehler. Sie sind die dominante Fehlerquelle in der RSFQ-Elektronik [10]. Durch den Rauscheinfluss verschwimmt die harte Grenze zwischen dem Arbeitsbereich und dem Bereich ohne Schaltfunktion. Es entsteht ein Übergangsbereich, in dem Schaltfehler mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit auftreten (Abb. 3.1).

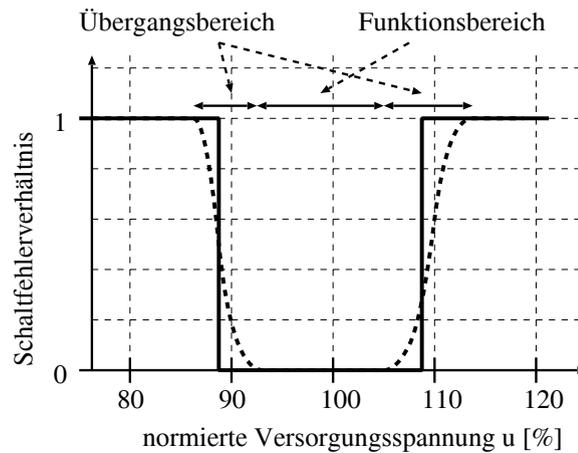


Abb. 3.1: Durch den Rauscheinfluss entsteht ein Übergangsbereich zwischen Arbeitsbereich und dem Bereich ohne Schaltfunktion, in dem Schaltfehler mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit auftreten. Der Arbeitsbereich ohne Rauscheinfluss ist mit einer soliden Linie, jener mit Rauscheinfluss ist mit einer gestrichelten Linie dargestellt.

3.2 Grundlagen zum Schaltfehlerverhältnis (BER)

Die Auswirkungen der Rauscheinflüsse auf eine RSFQ-Schaltung werden am Beispiel des Komparators beschrieben. Dazu wird die in Abb. 2.7 (c) dargestellte Topologie analysiert. Der Arbeitspunkt wird durch den Versorgungsstrom I_b eingestellt. Er kann zusätzlich durch den Signalstrom I_2 beeinflusst werden, welcher die beiden Kontakte J2 und J3 schaltet. Die Entscheidung wird im Augenblick des Eintreffens eines Flussquants am Zelleneingang getroffen. Für eine bestimmte Konfiguration wird die Entscheidung maßgeblich vom Strom I_3 , der durch J3 fließt, bestimmt. Dieser Strom setzt sich als Summe aus dem Versorgungsstrom I_b , dem Signalstrom I_s sowie einem Rauschstrom I_n zusammen.

$$I_3 = I_b + I_s + I_n \quad (3.3)$$

Den Annahmen aus Abschnitt 3.1 entsprechend werden ausschließlich die auf dem Chip vorhandenen Widerstände als Rauschquellen berücksichtigt. Der Rauschstrom entsteht durch

thermisch angeregte Fluktuationen der Ladungsträger in den Widerständen. Nach der anerkannten Theorie von Johnson [40] und Nyquist [39] beträgt der Effektivwert des Kurzschlussrauschstromes eines Widerstandes $I_n = \sqrt{\frac{4k_B T B}{R}}$. Der Wert ist abhängig von der Temperatur T , dem Widerstand R , der effektiven Bandbreite B und der Boltzman-Konstanten k_B . Der Momentanwert $I_n(t)$ des Rauschstromes unterliegt einer Gaussverteilung mit dem Mittelwert Null. Daraus resultiert, dass die Varianz σ des Rauschstromes dem Effektivwert I_n entspricht.

Für eine sehr vereinfachte Betrachtung nehmen wir an, dass der Komparatorkontakt J3 lediglich von einer Rauschquelle, nämlich dem Dämpfungswiderstand R3, beeinflusst wird. In diesem Fall kann I_3 mit der Dichtefunktion einer Gaussverteilung beschrieben werden:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{x - \mu}{\sigma}\right)^2\right). \quad (3.4)$$

Die Gaussverteilung wird durch den Mittelwert μ und der Varianz σ beschrieben. Die Verteilungsfunktion erhält man aus der Integral der Dichtefunktion:

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{t - \mu}{\sigma}\right)^2\right) dt. \quad (3.5)$$

Die Lösung dieses bestimmten Integrals wird durch die Fehlerfunktion (erf^1) definiert:

$$F(x) = 0,5 + 0,5 \text{erf}\left(\frac{x - \mu}{\sqrt{2}\sigma}\right). \quad (3.6)$$

Am speziellen Beispiel des Stromes I_3 ist der Mittelwert $\mu = I_s + I_b$. Die Varianz entspricht dem von R3 generierten Rauschstrom $\sigma = \sqrt{\frac{4k_B T B}{R_3}}$ [38; 51]. Die Änderung des Mittelwertes einer Gaussverteilung bewirkt eine Verschiebung der Dichtefunktion entlang der x-Achse, sodass sich für verschiedene Signalströme $I_{s1} < I_{s2} < I_{s3}$ eine Kurvenschar identischer Breite (Abb. 3.2 (a)) ergibt. Dies gilt auch für die dazugehörigen Verteilungsfunktionen, die in Abb. 3.2 (b) dargestellt sind.

Aus der Stochastik ist bekannt, dass die Verteilungsfunktion $F(x)$ die Wahrscheinlichkeit dafür angibt, dass das Resultat eines Zufallsexperimentes kleiner als x ist. Übertragen auf den Strom I_3 gibt die Verteilungsfunktion $F(I_3)$ demnach die Wahrscheinlichkeit P an, mit der ein Momentanwert $I_3(t)$ zu einem Zeitpunkt t kleiner ist als ein bestimmter Wert I_3 .

$$F(I_3) = P(I_3(t) < I_3) \quad (3.7)$$

Sind die Topologie und der Arbeitspunkt festgelegt, kann für einen Komparator der Grenzwert I_g des Stromes im Kontakt J3 bestimmt werden. Für Stromwerte $I(t) > I_g$ wird der Kontakt J3 schalten, wenn ein Flussquant die Zelle erreicht, wohingegen für $I_3(t) < I_g$ der Kontakt J2 schalten wird. Jedes Ansteuern des Komparators ist ein Zufallsexperiment, in dem der Momentanwert für $I_3(t)$ ausgelesen wird. In Abb 3.2 ist ein Grenzwert I_g gekennzeichnet und es wird deutlich, wie durch die Variation des Signalstromes I_s die Wahrscheinlichkeit $P(I_3(t) < I_g)$ verändert werden kann.

¹engl.: **E**rror **F**unction

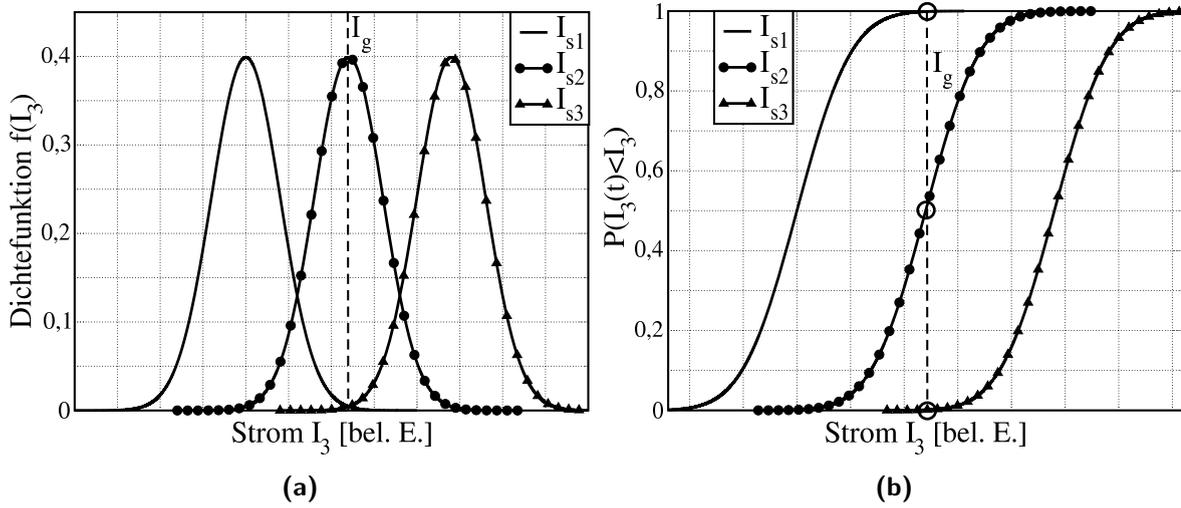


Abb. 3.2: (a) Kurvenschar der Dichtefunktion in Abhängigkeit von I_s
 (b) Kurvenschar der Verteilungsfunktion einer Zufallsgröße mit konstanter Varianz und Signalstrom I_s abhängigem Mittelwert nach Gl. (3.6)

Wird das Schalten von J3 als korrekte Funktion und entsprechend das Schalten von J2 als Schaltfehler definiert, dann bedeutet das rauschbedingte Unterschreiten des Grenzstromes I_g im Zeitpunkt des Auslesens einen Schaltfehler des Komparators. Demnach entspricht die Wahrscheinlichkeit

$$P(I_3(t) < I_g) = BER \quad (3.8)$$

dem Schaltfehlerverhältnis BER auf das im Abschnitt 5.1 genauer eingegangen wird. Aus den Gleichungen 3.6 und 3.8 kann die Wahrscheinlichkeit für einen Schaltfehler berechnet werden:

$$BER = P(I_3(t) < I_g) = 0,5 + 0,5 \operatorname{erf} \left(\frac{I_g - \mu_a}{\sqrt{2}\sigma_a} \right). \quad (3.9)$$

In experimentellen Analysen ist der Grenzstrom I_g durch die Topologie sowie die Eigenschaften der JK festgelegt. Bei der Analyse komplexerer RSFQ-Schaltungen kann lediglich in Ausnahmefällen der Signalstrom, meistens kann aber der Biasstrom verändert werden. In der Abb. 3.3 ist das Schaltfehlerverhältnis in Abhängigkeit vom Signalstrom (Gl. (3.9)) dargestellt. Entsprechend den zuvor getroffenen Festlegungen, entspricht ein Schaltfehler am J3 einem Schaltvorgang an J2. Das Schalten von J2 ist das komplementäre Ereignis zum Schaltvorgang des J3, deshalb entspricht der Verlauf in Abb. 3.3 der komplementären Fehlerfunktion (erfc^2). Wie selbiger Darstellung zu entnehmen ist, besteht zwischen dem Signalstrom und der Schaltfehlerwahrscheinlichkeit ein Zusammenhang, der durch eine Fehlerfunktion beschrieben werden kann, auch wenn der eigentliche Parameter der Funktion (in diesem Fall I_s) keine Zufallsvariable ist. Das Schaltfehlerverhältnis als Funktion des Signalstromes wird durch 2 Parameter bestimmt. Ersterer ist der Stromwert I_g , bei dem das Schaltfehlerverhältnis genau $BER = 0,5$ ist, der Zweites die Varianz σ_a , welche die Breite des Übergangsbereiches definiert.

² engl.: **Error Function Complement**

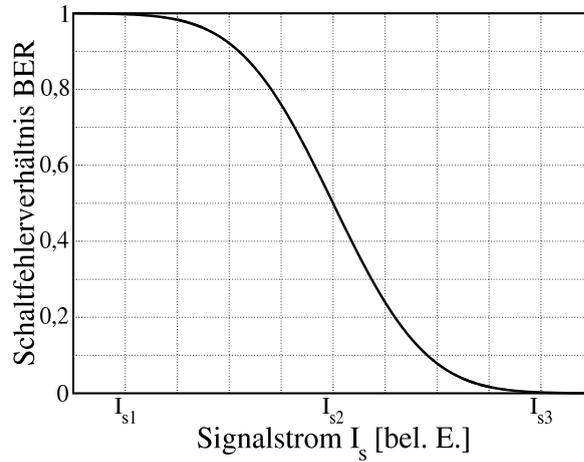


Abb. 3.3: Schaltfehlerverhältnis (J2 schaltet) am Komparator in Abhängigkeit des Signalstromes resultierend aus der Kurvenschar in Abb. 3.2.

Im einfachsten Beispiel, bei dem ein Strom durch einen Einzel-Kontakt mit einer Rauschquelle betrachtet wird, kann der Varianz

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{4k_bTB}{R}} \quad (3.10)$$

der Rauschstrom des Widerstandes zugeordnet werden. In diesem Fall besitzt der Parameter eine eindeutige physikalische Existenz. Der Widerstand $R = R_N$ entspricht dem Dämpfungswiderstand des RCLSJ-Modells (Abb. 2.4). Wenn man der effektiven Bandbreite die charakteristische Frequenz des JK zuordnet ($B = I_c R_n / \Phi_0$), resultiert daraus der temperaturabhängige Rauschstrom [52]:

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{4k_b T I_c}{\Phi_0}}. \quad (3.11)$$

Auf Baugruppen kann diese Betrachtung aber nicht einfach übertragen werden. Der effektive Widerstand ist in Realität ein Widerstandsnetzwerk und besteht aus allen Widerständen einer Schaltung. Eine à priori Abschätzung des Rauschstromes in einem JK als Teil einer komplexen Schaltung ist auf analytischem Wege nicht möglich. Außerdem setzt sich das Schaltverhalten einer komplexen Elektronik aus der Kombination mehrerer Komparatoren mit unterschiedlichen Parametern zusammen. Dadurch kann für diese Strukturen keine Zuordnung zwischen den realen Bauelementen und den Parametern der Gl. (3.9) erfolgen. Gleichwohl kann mit dieser Gleichung auch das Übergangsverhalten von komplexen Schaltungen, wie bereits in zahlreichen experimentellen Untersuchungen des Schaltfehlerverhältnisses demonstriert wurde, beschrieben werden [53–57]. Dabei sind die Parameter I_g und σ abstrakte Größen, welche durch die Anpassung der Funktion an den gemessenen Werteverlauf ermittelt werden können. Die Parameter eignen sich als markante Größen zum Vergleich der Rauschempfindlichkeit und des Arbeitsbereiches von komplexen RSFQ-Schaltungen.

Außerdem ist es möglich, auf Basis der Fehlerfunktion der Gl. (3.9), aus Simulationsergebnissen oder Messergebnissen den Arbeitsbereich einer Schaltung mit niedrigen Schaltfehler-raten (z. B. $BER = 10^{-15}$) zu ermitteln. Bei Simulationen begrenzt die Rechnerleistung die Anzahl der untersuchten Schaltvorgänge auf etwa 10000. Das kleinste bestimmbare Schaltfeh-

lverhältnis ist dann $BER = \frac{1}{10000} = 10^{-4}$. Bei einer Taktfrequenz von 1 GHz ist damit der Arbeitsbereich bestimmt, in dem die Schaltung mindestens $10\mu\text{s}$ lang ohne Schaltfehler arbeitet. Um den Arbeitsbereich zu ermitteln, in dem die Schaltung zum Beispiel ein Jahr lang fehlerfrei funktioniert, werden für den aus der Simulation gewonnenen Datensatz (z. B. 10000 Schaltvorgänge) die Parameter I_g und σ bestimmt. Sind die Parameter bekannt, kann aus Gl. (3.9) μ_a für beliebige BER -Werte berechnet werden. Durch Extrapolierung der Schaltfehlerkurve kann auf diese Weise der Arbeitsbereich einer komplexen Schaltung bei niedriger Schaltfehlerrate abgeschätzt werden.

3.3 Computergestützte Optimierungsverfahren

Die starke Wechselwirkung zwischen benachbarten Bauelementen ist eine Besonderheit der RSFQ-Elektronik, welche den Schaltungsentwurf erschwert. Für die Transportzellen können die Parameter der Zellen im statischen Fall berechnet werden (Abschnitt 2.8). In Logikzellen würde dies eine Berechnung für jeden möglichen Zellenzustand erfordern. Außerdem ist in den Zellen mindestens ein Komparator vorhanden, dessen Entscheidungsfindung ein dynamischer Vorgang ist. Deshalb kann der statische Ansatz nicht auf Logikzellen übertragen, sondern es muss auf eine computergestützte Entwurfsmethode zurückgegriffen werden. Das Schaltverhalten wird im Zeitbereich mit JSIM simuliert (Abschnitt 2.5). Eine Kombination digitaler Eingangssignale wird an die Zelleneingänge geleitet und die resultierenden Ausgangssignale werden ermittelt. Das verwendete Testmuster sollte alle möglichen Kombinationen aus Eingangssignalen und Zellenzuständen mit den dazugehörigen korrekten Ausgangssignalen umfassen. Auf der Grundlage dieses digitalen Testmusters wird das Verhalten einer Zelle analysiert und optimiert.

3.3.1 Bestimmung der Zellqualität

In einer RSFQ-Zelle sind die Induktivitäten und die kritischen Ströme der Kontakte sowie die Versorgungsströme variierbare Entwurfparameter. Sogar kleine Zellen mit weniger als 5 JK besitzen mehr als 10 Parameter. Die Zelloptimierung ist aufgrund der Multidimensionalität ein komplexes Problem.

In jedem Herstellungsprozess entstehen Abweichungen zwischen den Designparametern (im Entwurfsprozess angestrebt) und den realen Parametern (in der realen Schaltung vorhanden). Diese Abweichungen werden als Parameterstreuung bezeichnet. Die bei der Herstellung auftretenden Parametervariationen sind technologiespezifische Eigenschaften. Es kann zwischen globalen und lokalen Streuungen unterschieden werden. Durch die globale Streuung werden die gemeinsamen Abweichungen aller Parameter einer Bauelementegruppe eines Produktionsdurchlaufs beschrieben. Die lokale Streuung gibt die Abweichungen der Parameter einer Bauelementegruppe untereinander an.

Ein üblicherweise verwendetes Qualitätskriterium, ist die Robustheit von Zellen gegenüber Parameterstreuungen. Dabei wird für eine gegebene Parameterstreuung die Wahrscheinlichkeit für eine funktionstüchtige Schaltung ermittelt. Diese Herstellungsausbeute (in dieser

Arbeit auch „Ausbeute“ genannt) gibt die Anzahl der funktionierenden Schaltungen an und ist von der Parameterstreuung des Herstellungsprozesses und der Robustheit der Zellen abhängig.

Zur Vorhersage der Ausbeute wird ein stochastisches Verfahren verwendet. Dabei wird mittels der Monte-Carlo-Methode basierend auf den Designparametern ein Parametersatz mit zufälligen Werten, welche einer Normalverteilung mit der Standardabweichung σ unterliegen, erstellt. Für diesen Parametersatz wird die Funktionalität der Zelle für ein digitales Testmuster in einer Zeitbereichssimulation untersucht. Zur Bestimmung der theoretischen Herstellungsausbeute für eine bestimmte Standardabweichung werden 5000 Parametersätze untersucht. Je höher die Anzahl der funktionstüchtigen Schaltungen, desto höher ist die Robustheit der Zelle gegenüber Parameterstreuungen. Nach einer Zelloptimierung dient die Ausbeute als Kriterium für die Zellqualität.

3.3.2 Optimierung des kleinsten Toleranzbereiches

Diese Optimierungsmethode besitzt den geringsten Rechenaufwand und bezieht sich auf den Toleranzbereich einzelner Parameter, innerhalb dessen die korrekte Funktion der Gesamtschaltung vorliegt. Dabei wird für jeden Parameter einer Zelle der Toleranzbereich („margin“) berechnet, wobei alle anderen Parameter mit ihren Designwert angenommen werden. Auf diese Weise kann dann der Parameter mit dem kleinsten Arbeitsbereich (kritischster Parameter) bestimmt werden. Alle übrigen Parameter werden so geändert, dass der kleinste Toleranzbereich vergrößert wird. Anhand von Simulationen wurde gezeigt, dass auf diese Weise die Herstellungsausbeute verbessert werden kann [58].

3.3.3 Stochastische Optimierungsverfahren

Aus der Optimierung des kleinsten Toleranzbereiches resultiert nicht zwangsläufig eine optimale Ausbeute [59]. Daher wurden verschiedene Ansätze zur direkten Optimierung der Ausbeute von RSFQ-Zellen entwickelt und untersucht [35]. Die Anzahl der Parameter beim Zellentwurf stellt die eigentliche Herausforderung dar. Die Ausbeuteoptimierung auf Basis der Monte-Carlo-Methode (Abschnitt 3.3.1) hat sich als Grundlage einer anerkannten Optimierungsstrategie etabliert. Bei der Berechnung eines verbesserten Parametersatzes hat sich die Schwerpunktmethode³ profiliert. Die Unabhängigkeit zwischen Rechenzeit und Parameteranzahl der Zelle ist der bedeutendste Vorteil dieser Methode [60].

Die Schwerpunktmethode zur Verbesserung der Ausbeute wurde allgemein in [61] für verschiedene Schaltungen vorgestellt. Mit Hilfe der Monte-Carlo-Methode (Abschnitt 3.3.1) wird ein zufälliger Parametersatz bestimmt. Für diesen findet eine Funktionsüberprüfung der Schaltung statt, wobei lediglich entschieden wird, ob eine korrekte Funktion der Schaltung vorliegt oder nicht. Diese Analyse wird für mehrere 1000 unterschiedliche Parametersätze durchgeführt und liefert im Ergebnis einen Bereich (bei zwei Parametern entsteht eine Fläche) innerhalb des Parameterraumes, in dem die Schaltung korrekt funktioniert. Anschließend wird

³engl.: center of gravity method

der Parametervektor \vec{P}_1 angepasst, sodass er auf den Flächenschwerpunkt \vec{P}_2 gerichtet ist. Die Schwerpunktmethod ist auf lineare und nichtlineare Schaltungen gleichermaßen anwendbar [61]. Unterschiedliche Forschungsgruppen erstellten unter Anwendung dieser Methode ihre Zellbibliotheken [44; 45]. Bei der Verwendung eines aktuellen PC ist dieses Verfahren bezüglich des Zeitaufwands akzeptabel. Die Entwurfswerkzeuge sind ausreichend ausgereift, sodass bei der Entwicklung einer neuen Zelle, deren Optimierung zwischen zwei und sieben Tage dauert, die Funktionalität der hergestellten Zellen gewährleistet ist.

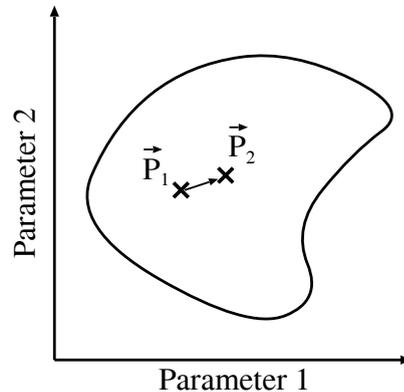


Abb. 3.4: Prinzipische Skizze der Schwerpunktmethod zur Optimierung von RSFQ-Schaltungen

Bei dieser Optimierungsmethod wird lediglich das digitale Verhalten der Zelle bei einer festgelegten Schaltungstopologie hinsichtlich des Parametersatzes verbessert. Die Abhängigkeiten zwischen einzelnen Parametern und zwischen den Parametern und der Funktionalität der Zelle wird nicht direkt analysiert. Darin liegt eine Stärke und gleichzeitig eine Schwäche dieser Method. So ist dieses Verfahren einfach anwendbar und kann zu einer verbesserten Schaltung führen, ohne dass Kenntnisse über die Wirkmechanismen innerhalb der Schaltung bekannt sind. Gleichzeitig kann auf dieser Basis aber kein grundlegender Erkenntnisgewinn über die Schaltungstopologie erwartet werden. Wird zum Beispiel eine ungeeignete Schaltungstopologie verwendet, kann der Algorithmus diesen nicht ändern und liefert auch keine Informationen hinsichtlich der Unzulänglichkeit der Struktur. Mitunter können durch topologische Veränderungen größere Verbesserungen erzielt werden als durch Parameteroptimierung. Es wurden auch alternative Entwurfstrategien vorgeschlagen. Dabei ist eine Zielstellung die Reduzierung des Rechenaufwands [62]. Andere Ansätze zielen auf eine Verbesserung der Optimierungsmethoden ab, zum Beispiel durch die Verwendung generischer Algorithmen [63]. Beide Strategien sind jedoch ebenfalls nicht in der Lage, neue Erkenntnisse über die Natur der RSFQ-Topologie zu liefern.

3.4 Anforderungen an neue Analysemethoden

Im vorangegangenen Abschnitt wurde verdeutlicht, dass aktuelle Optimierungsmethoden topologische Defizite einer Zelle weder identifizieren noch beheben können. Ein Ziel der vor-

liegenden Arbeit ist, diese Schwächen durch die Entwicklung neuer Analysemethoden auszugleichen. Dabei wird eine Methode als wertvolle Ergänzung der Entwurfswerkzeuge eingestuft, wenn sie neue Erkenntnisse bezüglich der Wirkmechanismen in einer RSFQ-Zelle liefern kann. Dies wird gegebenenfalls an einer Zelle erprobt und wenn möglich durch experimentelle Untersuchungen verifiziert. So soll auf der Grundlage neuer Analysemethoden eine topologische Verbesserung bekannter RSFQ-Zellen erreicht werden. Ein weiterer Schwerpunkt der Arbeit ist die Analyse der Auswirkungen einer neuen topologischen Erweiterung der RSFQ-Elektronik in Form eines zusätzlichen Bauelements (Kapitel 4).

Ein dritter Schwerpunkt ist die Analyse der Rauscheinflüsse auf das Schaltverhalten von RSFQ-Schaltungen und insbesondere dessen Reduzierung. Für industrielle Anwendungen der RSFQ-Elektronik ist es notwendig, die Rauscheinflüsse zu minimieren. Besonders für komplexe Schaltungen stellt dies eine Herausforderung dar. Im Abschnitt 3.3 wurde deutlich, dass aktuelle Optimierungsansätze eine Schaltung für einen bestimmten Parametersatz einmalig mit einem digitalen Testmuster simulieren. Je nach Größe des Testmusters werden für eine Optimierung 5 bis 50 Schaltvorgänge simuliert. Wird die Simulation mit thermischen Rauschen durchgeführt, dann geht zwar der Einfluss des Rauschens mit in die Simulation ein, aber die Robustheit gegenüber den Einflüssen wird nicht optimiert. In Abb. 3.5 (a) ist der Arbeitsbereich A0 dargestellt, welcher mit den aktuellen Optimierungsmethoden verbessert wird. Weil nur wenige Schaltvorgänge pro Optimierungsschritt analysiert werden, fließen keine Informationen über die Robustheit der Schaltung gegenüber den Rauscheinflüssen mit ein. Für kommerzielle Anwendungen ist aber der Arbeitsbereich A1 ausschlaggebend, weil für eine zuverlässige Funktion der Schaltung ein maximales Schaltfehlerverhältnis eingehalten werden muss (Tab. 3.1). Die Betrachtungen aus Abschnitt 3.2 zeigen, dass der Zusammenhang zwi-

Tab. 3.1: Zusammenhang zwischen *BER* und Schaltfehler pro Zeiteinheit für $f=100$ GHz

Schaltfehleranzahl	<i>BER</i>
1 Fehler pro Sekunde	$\approx 1 \times 10^{-11}$
1 Fehler pro Stunde	$\approx 3 \times 10^{-15}$
1 Fehler pro Tag	$\approx 1 \times 10^{-16}$
1 Fehler pro Monat	$\approx 4 \times 10^{-18}$
1 Fehler pro Jahr	$\approx 4 \times 10^{-20}$

schen A0 und A1 klar definiert ist und mit Gl. (3.9) berechnet werden kann. Dabei wird das Verhältnis A0/A1 lediglich von dem Parameter σ_a bestimmt. Abbildung 3.5 (b) zeigt die Verbreiterung des Arbeitsbereiches A1 zu A2 durch Variation der Temperatur und dadurch veränderte Werte von σ_a . Dieser Parameter beinhaltet nicht nur die im System vorhandene Rauschenergie (nach Gl. (3.2) gleichbedeutend mit der Temperatur), sondern auch die Empfindlichkeit der Schaltung gegenüber den Einflüssen des thermischen Rauschens. Bei gleicher Temperatur besitzen verschiedene Schaltungen unterschiedliche Werte für σ_a . Die Verbreiterung des Arbeitsbereiches A0 muss nicht zwangsläufig die Verbreiterung von A1 hervorrufen,

wenn sich dabei die Empfindlichkeit der Schaltung gegenüber den Rauscheinflüssen verändert.

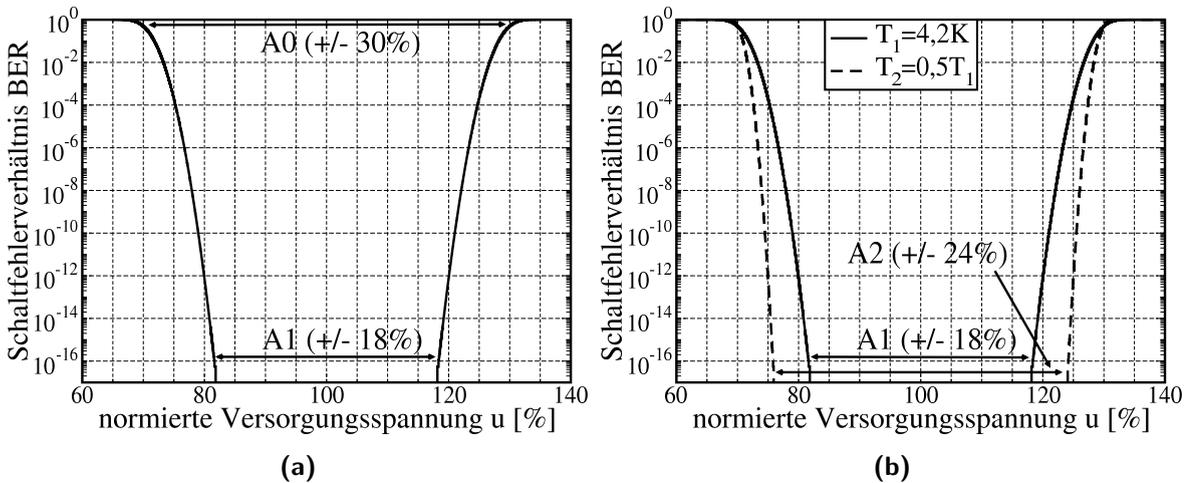


Abb. 3.5: (a) Zusammenhang zwischen Arbeitsbereich und Schaltfehlerverhältnis
 (b) Einfluss der Rauschtemperatur auf den Arbeitsbereich einer Schaltung

Eine sehr gute Schaltungsoptimierung sollte sowohl die Einflüsse der Parametervariation (Abschnitt 3.3.3) als auch die thermischen Rauscheinflüsse berücksichtigen. Dies erfordert eine Ausbeuteoptimierung bei geringem Schaltfehlerverhältnis. Selbst bei vergleichsweise hohen Schaltfehlerraten $BER = 1 \times 10^{-4}$ übersteigt die dafür notwendige Rechenzeit bei aktueller Computertechnik 100 Tage und ist damit nicht anwendbar. Alternative Ansätze werden in der vorliegenden Arbeit vorgestellt. Auf Basis der Analyse der Wirkmechanismen innerhalb einer Zelle werden Möglichkeiten zur topologischen Verbesserung untersucht, die zur Reduktion des Rauscheinflusses auf eine Schaltung und somit zur Vergrößerung des Arbeitsbereiches bei niedrigem Schaltfehlerverhältnis führen sollen. Dabei wird der Parameter σ_a bei einer Arbeitstemperatur von $T = 4,2\text{K}$ als klassifizierende Größe bezüglich der Rauschempfindlichkeit einer Schaltung verwendet. Der Vorteil dieses Ansatzes ist die Verringerung der erforderlichen Rechenleistung sowie die Gewinnung neuer Erkenntnisse über die Wirkmechanismen innerhalb der Schaltung.

Kapitel 4

Phasenschieber - Ein neues Bauelement der RSFQ-Elektronik

4.1 Begriff der Phasenverschiebung

Der Stromfluss in einem Normalleiter bewirkt eine Ortsabhängigkeit des elektrischen Potentials und einen damit verbundenen Spannungsabfall in Stromrichtung entlang des Leiters. Jeder Stromfluss in einem Supraleiter bewirkt eine Ortsabhängigkeit des Phasenwerts der quantenmechanischen Wellenfunktion (Gl. (2.1)). Es entsteht eine Phasendifferenz φ zwischen zwei Positionen im Leiter entlang der Stromausbreitungsrichtung. Diese Phasendifferenz steht in direktem Zusammenhang zur Stromstärke im Leiter sowie zu dessen Induktivität. Für eine Induktivität entsteht die stromabhängige Phasendifferenz φ_L (Gl. (2.15)). Die Phase am Josephson-Kontakt ist auch eine Funktion des Stromes und berechnet sich nach der ersten Josephson-Gleichung (2.6). Umgestellt nach der Phase lautet diese:

$$\varphi_J = \arcsin\left(\frac{I}{I_c}\right). \quad (4.1)$$

Indem ein Strom durch ein supraleitendes Element fließt, kann entsprechend der Gleichungen (2.15) und (4.1) jede gewünschte Phasendifferenz mit den bereits in Abschnitt 2.4 vorgestellten Bauelementen (Induktivität, Josephson-Kontakt und Stromquelle) erzeugt werden.

Zusätzlich gibt es neue Bauelemente und Strukturen, die im weiteren Verlauf dieses Kapitels vorgestellt und analysiert werden. Diese haben einen stromunabhängigen Phasenoffset und können als neues Bauelement der RSFQ-Elektronik betrachtet werden. Der Phasenoffset kann schaltungstechnisch als Phasenquelle in Analogie zur Spannungsquelle der normalleitenden Elektronik verwendet werden. Im Folgenden wird lediglich der stromunabhängige Phasenoffset als Phasenverschiebung bezeichnet. Die Bauelemente mit einem Phasenoffset werden unter dem Oberbegriff „Phasenschieberelemente“ (PSE) zusammengefasst.

4.2 Phasenschieberelemente und deren Eigenschaften

Der Begriff des Phasenschieberelements wird in dieser Arbeit geprägt, die Anwendung dieses Effektes erfolgt jedoch bereits seit der ersten Präsentation der RSFQ-Elektronik [9].

Die im Anschluss vorgestellte Struktur einer stromdurchflossenen Induktivität wird standardmäßig in RSFQ-Schaltungen verwendet. Zur Vollständigkeit wird sie an dieser Stelle mit genannt und dem Oberbegriff zugeordnet. Des weiteren werden neue Komponenten wie der π -Phasenschieber, der π -Ring sowie der π -Kontakt vorgestellt, die auf neuen Schaltungsstrukturen oder Herstellungsprozessen und damit verbundenen neuentdeckten physikalischen Effekten beruhen.

4.2.1 Stromdurchflossene Induktivität

Aus der Sicht der Variabilität ist die von einem Konstantstrom durchflossene Induktivität das universellste PSE — unabhängig davon, ob es sich um eine Josephson-Induktivität oder um die Induktivität einer Mikrostreifenleitung handelt. Nach Gl. (2.15) kann mittels einer Stromquelle jede beliebige Phasendifferenz realisiert werden. Wenn ein solches Element nur als Phasenquelle dienen und in die angrenzenden Schaltungen keinen Strom einspeisen soll, muss eine separate massefreie Stromquelle für jedes PSE verwendet werden. Nur auf diese Weise ist es möglich, dass benachbarte Komponenten von dem erforderlichen Konstantstrom unbeeinflusst bleiben. Diese aufwändige Umsetzung beschränkt die Anwendbarkeit auf Prototypen [9], bei denen auf diese Weise eine gute Möglichkeit geschaffen wird, Schaltungseigenschaften auch nach der Herstellung durch Variation des eingespeisten Stromes zu beeinflussen.

In komplexen Schaltungen und den dafür verwendeten Zellbibliotheken [44; 64; 65] ist es üblich, Einschränkungen der Entwurfsvollständigkeit zu akzeptieren und ausschließlich massebezogene Stromquellen zu verwenden, um diese in großer Stückzahl verwenden zu können. Ein Toggle-Flip-Flop (Abb. 2.15) ist in jeder Zellbibliothek vorhanden und ein typisches Beispiel für diese Strategie. Die Stromquelle IB4 erzeugt eine Phasenverschiebung in J2. Die Anwendung von PSE ist demnach in der RSFQ-Elektronik ein etabliertes Entwurfskonzept und soll im weiteren Verlauf durch neue Elemente ergänzt werden.

4.2.2 π -Phasenschieber

Der π -Phasenschieber besteht aus einer supraleitenden Schleife, wie sie in Abb. 4.1 dargestellt ist [66]. Während des Abkühlens der Struktur und dem Übergang vom normalleitenden zum supraleitenden Zustand besteht die Möglichkeit, einen magnetischen Fluss im Ring zu implementieren. Dieser Fluss wird durch die Flussquantisierung (Gl.(2.5)) auf n ganzzahlige Vielfache von Φ_0 beschränkt und ist mit dem im Ring fließenden Strom

$$I_{loop} = \frac{n\Phi_0}{L} \quad (4.2)$$

gekoppelt. Dieser Strom ist abhängig von der Schleifeninduktivität $L = L_1 + L_2$. Solange sich der Ring im supraleitenden Zustand befindet, ist sowohl der Strom I_{loop} als auch der damit verbundene magnetische Fluss $n\Phi_0$ in der Schleife konstant.

Wird die Beziehung aus Gl. (4.2) in die Gl. (2.15) eingesetzt, ergibt sich für $I = 0$ die Phasenverschiebung an der Induktivität L_1 mit:

$$\varphi = \frac{2\pi n L_1}{L_1 + L_2}. \quad (4.3)$$

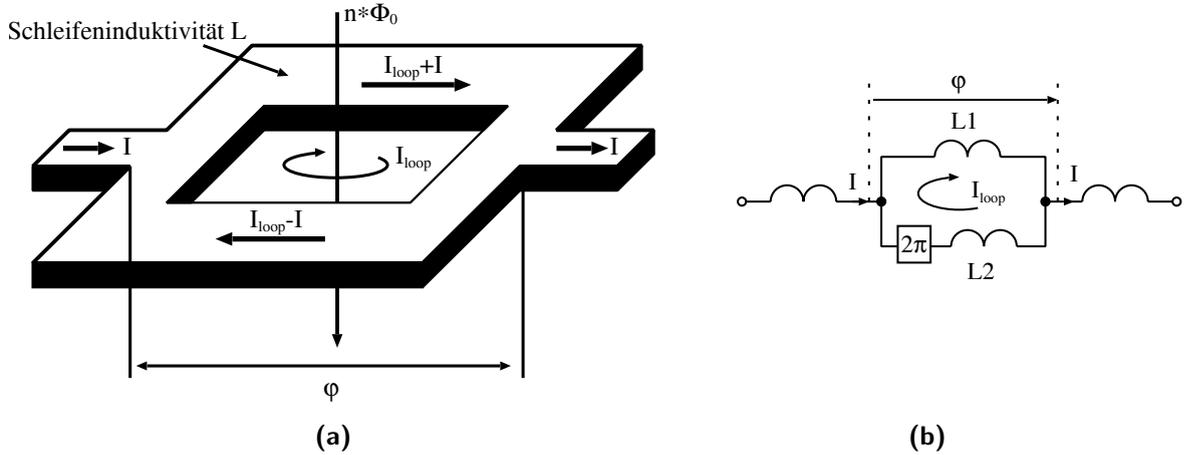


Abb. 4.1: (a) Prinzipskizze des π -Phasenschiebers
 (b) Elektrisches Ersatzschaltbild des π -Phasenschiebers

Wenn ein einzelnes Flussquant gespeichert wird ($n = 1$), ist die erzeugte Phasenverschiebung von den Induktivitätsverhältnissen $\frac{L_1}{L_1 + L_2}$ in der Schleife und damit lediglich von der Schleifengeometrie abhängig ($0 \leq \varphi \leq 2\pi$).

Ein Spezialfall dieser Geometrie tritt ein, wenn die Schleife symmetrisch aufgebaut ist und an zwei gegenüberliegenden Seiten kontaktiert wird, wie es in Abb. 4.1 der Fall ist. In dieser Struktur sind die Induktivitäten gleich groß:

$$L_1 = L_2 = L_r. \quad (4.4)$$

Wenn in der Schleife ein Flussquant gespeichert ist ($n=1$) entsteht entsprechend der Gl. (4.3) eine Phasenverschiebung von $\varphi = \pi$ innerhalb der Struktur, die im Folgenden als π -Phasenschieber bezeichnet bezeichnet wird. Die effektive Gesamtinduktivität dieses Elements beträgt dann $L_r/2$. Die von diesen Bauelement erzeugte Phasenverschiebung setzt sich aus einem stromunabhängigen Phasenoffset sowie einem stromabhängigen Anteil zusammen. Die Strom-Phasen-Beziehung des π -Phasenschiebers lautet somit:

$$\varphi(I) = \pi + \frac{\pi L_r I}{\Phi_0}. \quad (4.5)$$

4.2.3 π -Ring

Diese Art des PSE resultiert aus den Materialeigenschaften der kupferbasierten Hochtemperatursupraleiter (HTSL). In der supraleitenden Schaltungstechnik wird häufig $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ (YBCO) verwendet. Dessen molekulare Struktur ist in Quelle [67] dargestellt. Aufgrund der komplexen und unregelmäßigen Zusammensetzung des YBCO entstehen unisotrope Materialstrukturen. Im Resultat besitzt die quantenmechanische Wellenfunktion in diesem Material ebenfalls eine Richtungsabhängigkeit. Dabei haben zwei orthogonale Richtungen (üblicherweise als a- und b-Richtung bezeichnet) ähnliche Eigenschaften, während die Eigenschaften der dritte Raumrichtung (c-Richtung) deutlich abweichen [68]. Es ist möglich, JK in c-Richtung zu konstruieren, aber die elektrischen Eigenschaften, repräsentiert durch die charakteristische

Spannung $I_c R_N$, weichen um ein bis zwei Größenordnungen von denen der anderen Richtungen ab [69]. In der Elektronik wird deshalb üblicherweise die a- und b- Richtung verwendet, daher sind die anschließenden Betrachtungen auf diese Richtungen beschränkt.

Aus der Richtungsabhängigkeit der quantenmechanischen Wellenfunktion resultiert die Richtungsabhängigkeit der kritischen Stromdichte J_c . In YBCO bildet sich eine d-Wellensymmetrie aus, welche auch experimentell bewiesen wurde [70].

Da YBCO in der Dünnschichtfertigung nicht einkristallin auf dem Substrat aufwächst, weist es keine reine d-Wellensymmetrie auf. Detaillierte Untersuchungen der Richtungsabhängigkeit der kritischen Stromdichte der JK einer YBCO-Fläche ergaben, dass unterschiedliche Amplituden der kritischen Stromdichte in a- (J_a) und b-Richtung (J_b) existieren. Die Abweichungen untereinander betragen in dem untersuchten Beispiel mindestens 20% [71]. Außerdem erfolgt der Sprung der relativen Phasenwerte anders als beim reinen d-Wellenverhalten ($\alpha = 45^\circ$) bei einem Raumwinkel zwischen $\alpha = 37,5^\circ$ und $\alpha = 42^\circ$ [71]. Bei diesem Raumwinkel besitzt die kritische Stromdichte ein Minimum. Die Richtungsabhängigkeit der kritischen Stromdichte $J(\vec{r})$ des Materials kann mathematisch mit:

$$J_c(\vec{r}) = \left| J_a \cos(x_1) \vec{e}_x - J_b \cos(x_2) \vec{e}_y \right| \quad (4.6)$$

beschrieben werden. Diese Beziehung ergibt transformiert in Polarkoordinaten die Stromdichte in Abhängigkeit des Raumwinkels α :

$$J_c(\alpha) = |J_a \cos(\cos(\alpha + \alpha_1)) - J_b \cos(\sin(\alpha + \alpha_2))|. \quad (4.7)$$

Dabei kann mit α_1 und α_2 die experimentell ermittelte Winkelverschiebung des Minimums der kritischen Stromdichte beschrieben werden.

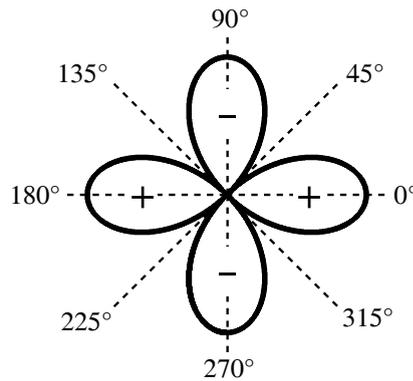


Abb. 4.2: Veranschaulichung der d-Wellensymmetrie

Auswirkungen der realen Materialeigenschaften des YBCO auf den Schaltungsentwurf sind nicht Gegenstand dieser Arbeit. Im weiteren Verlauf wird daher für YBCO eine reine d-Wellensymmetrie angenommen [72]. Für diesen Fall gilt $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ und $J_a = J_b = J_0$ und Gl. (4.7) vereinfacht sich dadurch zu:

$$J_c(\alpha) = J_0 |\cos(\cos(\alpha_1)) - \cos(\sin(\alpha_2))|. \quad (4.8)$$

Der Verlauf dieser Funktion ist in Abb. 4.2 grafisch veranschaulicht. Die Amplitude der Stromdichte sowie die relative Phase der quantenmechanischen Wellenfunktion sind in Abb. 4.3 separat veranschaulicht. Es tritt eine π -Phasenverschiebung entlang orthogonaler Richtungen auf und die Amplitude ist stark anisotrop mit Nullstellen für alle geradzahigen Vielfachen von $\alpha = 45^\circ$.

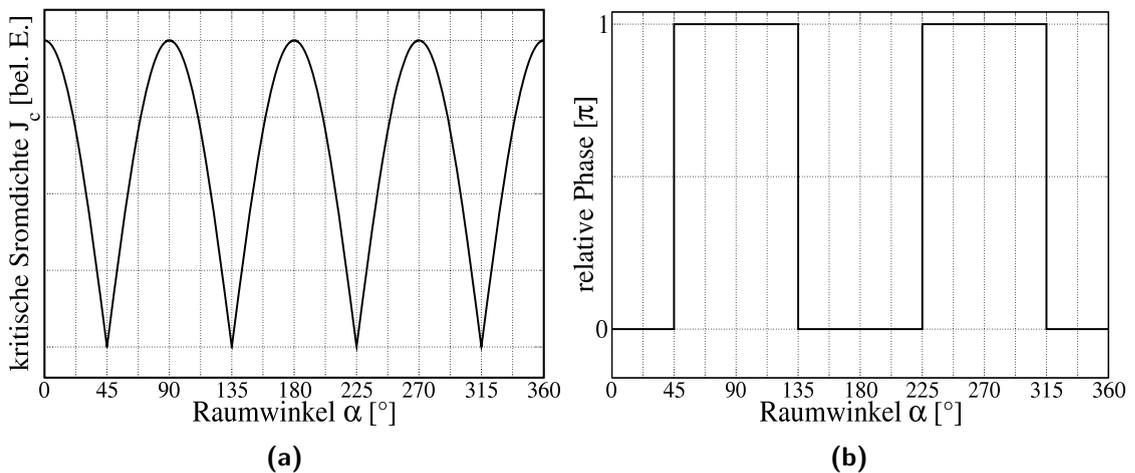


Abb. 4.3: Darstellung der quantenmechanischen Wellenfunktion des YBCO (reines d-Wellenverhalten vorausgesetzt) aufgeschlüsselt in Betrag (a) und relative Phase (b) in Abhängigkeit des Raumwinkels α . Der Betrag der Wellenfunktion ist proportional zur kritischen Stromdichte.

Im Gegensatz zu HTSL-Materialien besitzt Niob isotrope Kristallstrukturen und damit verbunden richtungsunabhängige Leitungseigenschaften. Demnach ist auch die Wellenfunktion und die kritische Stromdichte richtungsunabhängig, wie in Abb. 4.4 graphisch dargestellt. Diese Eigenschaft wird als s-Wellensymmetrie bezeichnet [72].

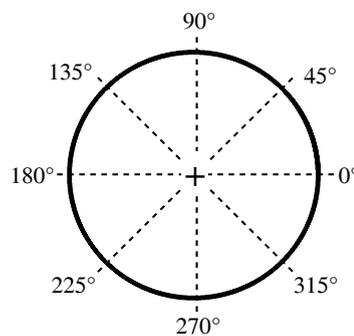


Abb. 4.4: Veranschaulichung der s-Wellensymmetrie

Die Kombination von Materialien mit d- und s-Wellensymmetrie ermöglicht für spezielle Geometrien die Herstellung von supraleitenden Schleifen, die von Natur aus eine π -

Phasenverschiebung beinhalten (Abb. 4.5). In diesem Beispiel wurde als d-Wellenmaterial YBCO und als s-Wellenmaterial Nb verwendet. Bei der Konstruktion kommt es darauf an, dass die beiden Schnittkanten, an denen sich die Materialien berühren, untereinander einen 90° -Winkel bilden. An diesen Schnittkanten entstehen aufgrund der unterschiedlichen Materialeigenschaften automatisch JK. Diese Struktur, bestehend aus einer Schleifeninduktivität, zwei JK und einer π -Phasenverschiebung, wird als π -Ring bezeichnet. Die Orientierung der d-Wellensymmetrie in jeder separaten YBCO-Fläche ist willkürlich, daher ist die Bezeichnung in Abb. 4.5 lediglich beispielhaft und könnte ebenso um 90° gedreht verwendet werden. Für die bessere Veranschaulichung ist die π -Verschiebung hervorgehoben, auch wenn sie eigentlich keinem Kontakt eindeutig zugewiesen werden kann. Sie kann lediglich dem Ring als Gesamtkonstruktion zugeordnet werden.

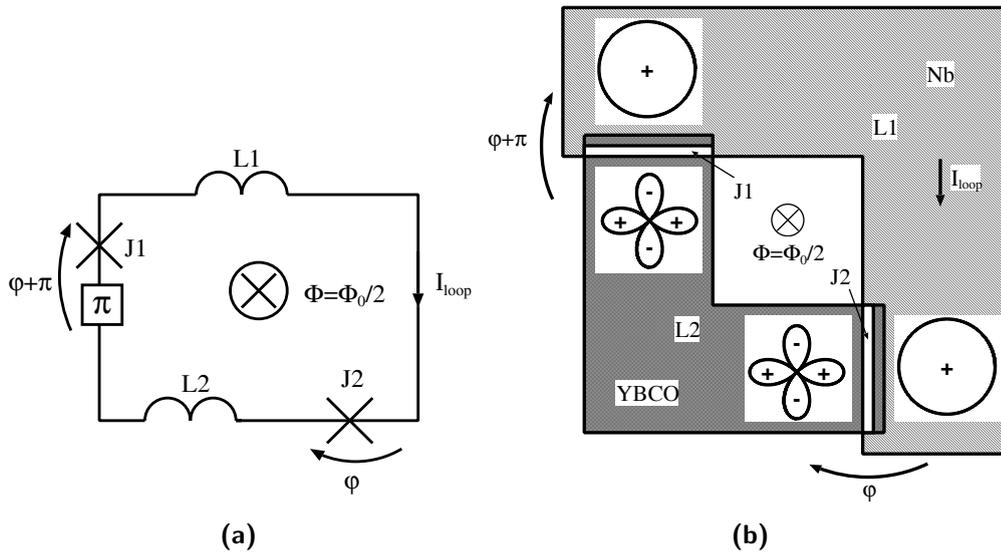


Abb. 4.5: (a) Elektrisches Ersatzschaltbild eines π -Rings
(b) Schematische Darstellung des Layout eines π -Rings

Daher wird ein neues Schaltungssymbol eingeführt. Das π -Symbol im Ersatzschaltbild der Abb. 4.5 (a) symbolisiert die Phasenverschiebung innerhalb des Rings. Die Maschengleichung für einen solchen π -Ring lautet:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_{L1} + \varphi_{L2} + \pi = 2\pi n \quad (4.9)$$

mit n als beliebiger ganzer Zahl. Werden gleiche kritische Ströme der beiden JK vorausgesetzt, dann ist die Phase an den Kontakten identisch $\varphi_J = \varphi_1 = \varphi_2$. Wird außerdem die Ringinduktivität durch $L_{loop} = L_1 + L_2$ mit einer entsprechenden Phasendifferenz $\varphi_L = \varphi_{L1} + \varphi_{L2}$ eingeführt, dann vereinfacht sich die Gl. (4.9) für $n = 0$ zu:

$$2\varphi_J + \varphi_L = \pi. \quad (4.10)$$

Damit die Flussquantisierungsbedingung innerhalb des π -Rings erfüllt bleibt, entsteht in jedem Fall ein spontaner Schleifenstrom I_{loop} , welcher den π -Phasensprung kompensiert. Durch

den in der Schleifeninduktivität fließenden Strom wird ein magnetischer Fluss Φ erzeugt. Für sehr große Schleifeninduktivitäten können die Phasendifferenzen der JK vernachlässigt werden. Die Gl. (4.10) kann zu

$$\varphi_L = \frac{2\pi L_{loop} I_{loop}}{\Phi_0} = \pi \quad (4.11)$$

vereinfacht werden. Folglich entsteht ein magnetischer Fluss der Größe $L_{loop} I_{loop} = \Phi = \Phi_0/2$ für sehr große Schleifeninduktivitäten [73], der auch bereits experimentelle nachgewiesen wurde [74; 75].

Auf die elektrische Modellierung von π -Ringen wird in Abschnitt 4.4 detaillierter eingegangen. An dieser Stelle soll nur vorweggenommen werden, dass für RSFQ-Elektronik verwendete π -Ringe die Bedingung der sehr großen Schleifeninduktivitäten nicht erfüllen. Da jedoch die Größe des generierten magnetischen Flusses auf die elektrische Modellierung der Schleife keinen Einfluss hat, wird zur Vereinfachung im weiteren Verlauf der Arbeit angenommen, dass der erzeugte magnetische Fluss einem halben Flussquant $\Phi_0/2$ entspricht.

In Abschnitt 4.8 wird detaillierter auf die Bedingungen für die Gesamtschleifeninduktivität eines π -Rings eingegangen, welche für die Erzeugung einer π -Phasenverschiebung gelten.

4.2.4 SFS-Kontakt

Befindet sich ferromagnetisches Material in der Barriere zwischen zwei Supraleitern (SFS-Kontakt¹), so kann dieser Kontakt eine π -Phasenverschiebung erzeugen. Dies wurde 1977 theoretisch vorhergesagt [76] und konnte 2001 experimentell bestätigt werden [77]. Die Eigenschaften des SFS-Kontakts variieren stark mit der Barrierendicke, dabei entsteht lediglich in bestimmte Bereichen eine π -Phasenverschiebung [77].

Für eine festgelegte Barrierendicke kann das Verhalten durch Veränderung der Temperatur variiert werden. Es gibt Temperaturbereiche, in denen der Kontakt eine π -Phasenverschiebung erzeugt und Bereiche, in denen dies nicht der Fall ist. Der Übergang zwischen beiden Bereichen ist durch ein lokales Minimum der kritischen Stromdichte gekennzeichnet [77]. Die Temperaturabhängigkeit der kritischen Stromdichte der SFS-Kontakte ist ungewöhnlich stark. Es gibt Temperaturbereiche, in denen eine Antiproportionalität zwischen der kritischen Stromdichte und der Temperatur vorliegt, was eine weitere Besonderheit dieser Kontaktart ist.

Der experimentelle Nachweis dieses Verhaltens wurde für unterschiedliche Barrierematerialien erbracht, wobei in jedem Fall Nickel (Ni) als ferromagnetisches Material auftritt. In den meisten Experimenten wurde eine Nickel-Kupfer-Legierung in der Barriere benutzt [78–81]. Es gibt aber auch Realisierungen mit einer Nickel-Palladium- [82], einer Nickel-Aluminium- [83] sowie einer Nickel-Eisen-Legierung [84]. Mit allen Legierungen können SFS-Kontakte hergestellt werden, die bei einer Temperatur $T = 4,2$ K, eine π -Phasenverschiebung erzeugen. Eine detailliertere Darstellung der elektrischen Eigenschaften sowie eine mögliche Anwendung dieser Kontakte werden in Abschnitt 6.3 vorgestellt.

¹engl. Supraleiter-Ferromagnet-Supraleiter)

Die Übersicht der PSE ist mit den hier genannten Arten nicht vollständig. Es wurden unterschiedliche Alternativen sowohl in reiner Nb-Technologie [85; 86] als auch in HTSL-Technologien [87; 88] präsentiert. Jeder dieser Ansätze hat jedoch mindestens eine Eigenschaft die aus jetziger Sicht eine Verwendung in RSFQ-Schaltungen ausschließt. Aus diesem Grund beschränkt sich diese Arbeit auf die vier vorgestellten Varianten.

4.3 Der π -Kontakt als komplementäres Bauelement

Der im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte JK mit integrierter π -Phasenverschiebung werden als π -Kontakt bezeichnet. Die Strom-Phasen-Beziehung des π -Kontakts entspricht der Gl. (2.6) mit einem konstanten Phasenoffset; sie lautet:

$$I_{J\pi} = I_c \sin(\varphi + \pi) = -I_c \sin(\varphi). \quad (4.12)$$

Der π -Kontakt verhält sich wie ein JK mit einem negativen kritischen Strom. In Abb. 4.6 (a) ist das Schaltzeichen des π -Kontakts dargestellt.

In der klassischen Schaltungstechnik werden Bauelemente, deren Kennlinien sich lediglich durch einen negativen Faktor unterscheiden, als komplementäre Bauelemente bezeichnet. In der komplementären Metalloxid-Halbleiter-Technologie (CMOS-Technologie²) werden sowohl p-Kanal als auch n-Kanal Feldeffekttransistoren verwendet [89]. Dies ist die zur Zeit am weitesten entwickelte Technologie, auf deren Grundlage die Schaltungen mit der höchsten Komplexität beruhen [90]. Der Erfolg der CMOS-Technologie beruht auf einer für normaleitende Schaltungen geringen Leistungsaufnahme, die durch die Verwendung der komplementären Elemente möglich wurde. Durch diese Elemente ist außerdem ein vereinfachter Schaltungsentwurf möglich, welcher sich besonders durch seine starke Symmetrie auszeichnet.

Ähnlich der CMOS-Technologie steht der RSFQ-Elektronik mit dem π -Kontakt ein bisher fehlendes komplementäres Bauelement zur Verfügung [91]. Auch in dieser Elektronik ist das qualitative Verhalten des komplementären Bauelementes identisch zu dem Standardbauelement. Ob eine Schaltung aus dem Standardbauelement oder aus dem komplementären Bauelement konstruiert wird, hat keinen Einfluss auf die Schaltungseigenschaften. Jedoch kann die Kombination der beiden Bauelemente innerhalb einer Schaltung stark verbesserte Schaltungseigenschaften bewirken.

Die Wirkungsweise des neuen π -Kontakts wird am Beispiel eines DC-SQUID (Abb. 4.6) demonstriert [36]. Der Aufbau eines symmetrischen DC-SQUID ist in Abb. 4.6 (b) gezeigt. Die beiden Netzwerkzweige, durch die der Gleichstrom I_b zur Masse fließt, haben die gleiche Induktivität und die JK besitzen den gleichen kritischen Strom. Wenn die SQUID-Schleife von einem magnetischen Fluss Φ durchsetzt wird, ändert sich die Stromverteilung im SQUID. Der Zusammenhang zwischen dem Fluss und der vom SQUID erzeugten Spannung ist in Abb. 4.7 dargestellt. Das DC-SQUID erzeugt keine Spannung wenn kein magnetischer Fluss vorhanden ist und die Spannung nimmt den Maximalwert an, wenn der magnetische Fluss

²engl. Complementary Metal Oxid-Semiconductor

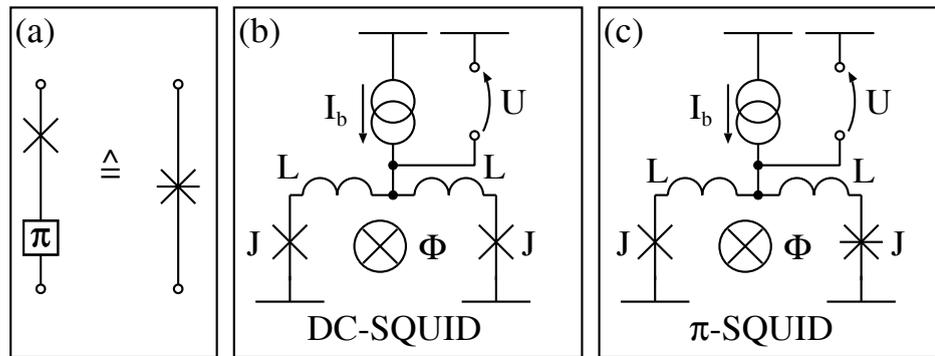


Abb. 4.6: (a) Schaltsymbol des π -Kontakts (entspricht einem JK mit π -Phasenoffset)
 (b) Elektrisches Ersatzschaltbild eines DC-SQUID
 (c) Elektrisches Ersatzschaltbild eines SQUID mit π -Kontakt

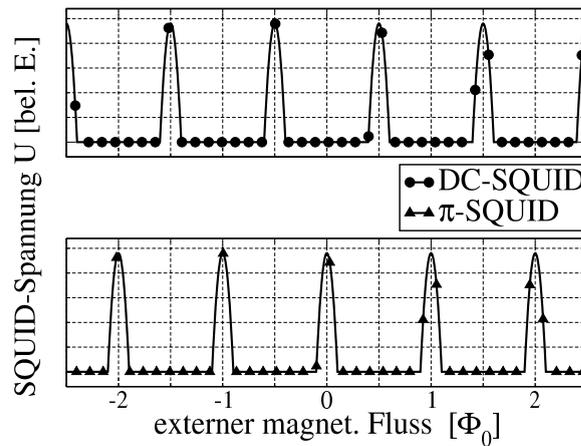


Abb. 4.7: Gegenüberstellung der Spannungs-Fluss-Kennlinie von DC-SQUID und π -SQUID

ein ganzzahliges Vielfaches von $\Phi_0/2$ ist. Das komplementäre Verhalten bezüglich des magnetischen Flusses ist ebenfalls in Abb. 4.7 gezeigt. In diesem Fall wird die maximale Spannung erzeugt, wenn kein magnetischer Fluss vorhanden ist. Die Kennlinie des SQUID ist um $\Phi_0/2$ verschoben.

Um eine Schaltung mit komplementärem Verhalten zu konstruieren, kann die Schaltung unsymmetrisch entworfen werden (siehe Abb. 4.8 (a)), die dargestellte Verschiebung der Kennlinie um $\Phi_0/2$ kann mit dieser Methode nur näherungsweise erreicht werden. Die zweite Möglichkeit ist, entsprechend der Abb. 4.8 (b), einen negativen Strom in die Schaltung einzuspeisen. Für kleine Versuchsschaltungen ist dies eine gute Alternative; bei komplexen Schaltungen wird aber üblicherweise nur ein positiver Versorgungsstrom verwendet.

Der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz beruht auf der Anwendung des komplementären Bauelements. Wenn in der Schaltung ein JK durch einen π -Kontakt ersetzt wird, verschiebt sich die Spannungs-Fluss-Kennlinie um $\Phi_0/2$. Auf diese Weise kann sehr einfach eine Schaltung mit komplementärem Verhalten konstruiert werden und durch die Verwendung des π -Kontaktes bleibt dabei die Symmetrie der Schaltung erhalten.

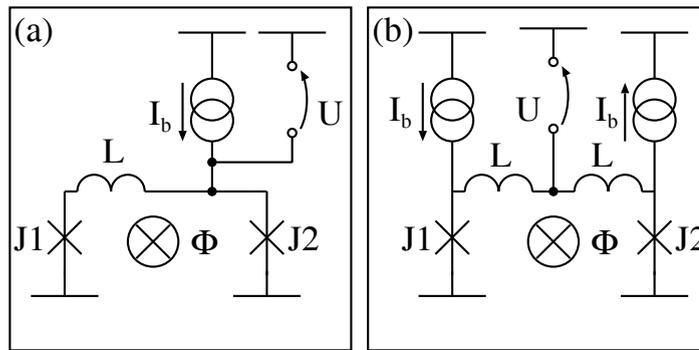


Abb. 4.8: Zwei Möglichkeiten der Konstruktion unsymmetrischer DC-SQUID mit komplementärer Spannungs-Fluss-Kennlinie

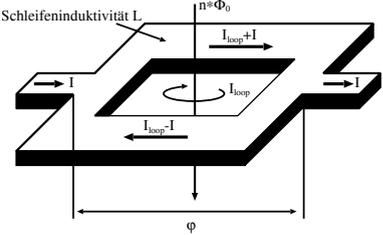
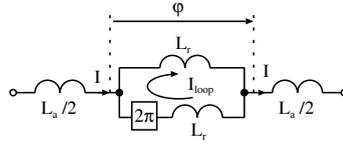
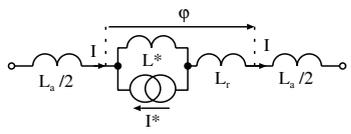
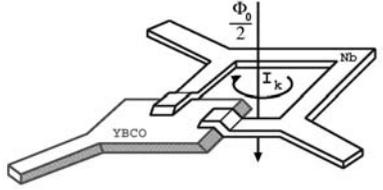
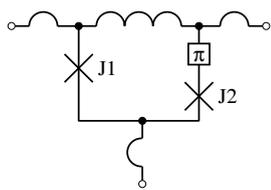
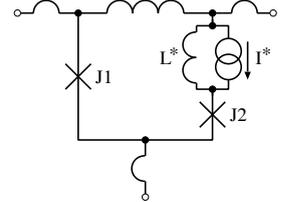
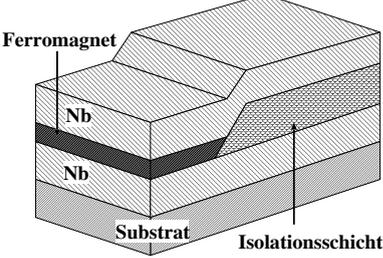
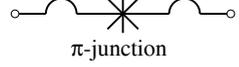
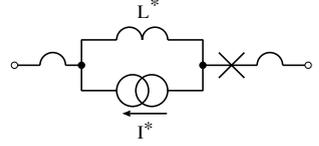
4.4 Modellierung der Phasenschieberelemente

Das verwendete Simulationsprogramm JSIM verfügt nicht über ein Simulationsmodell für PSE. Es muss deshalb aus den zur Verfügung stehenden Bauelementen modelliert werden. Die Strom-Phasen-Beziehung aller vorgestellten PSE können in zwei additiv verknüpfte Terme zerlegt werden (z. B. Gl. (4.5) und Abb. 4.9). Ein Term beinhaltet die Strom-Phasen-Beziehung eines Bauelements, dass mit JSIM simuliert werden kann. Der zweite Term beinhaltet die Phasenverschiebung. Da JSIM Strom- und Spannungswerte als systembeschreibende Zustandsgrößen verwendet, ist es ausgeschlossen, eine Phasenquelle direkt in der Netzliste zu definieren. Ein Phasenverschiebung innerhalb der Schaltung ist gleichbedeutend mit einer Phasenquelle. Zur Simulation wird eine Parallelschaltung einer Induktivität L^* und einer Stromquelle I^* als Modell verwendet. Es wird ein Induktivitätswert $L^* = 0,001 \text{ pH}$ angenommen, der vernachlässigbar klein gegenüber allen anderen Induktivitäten einer RSFQ-Schaltung ist. Mit Gl. (2.15) kann der für eine bestimmte Phasenverschiebung erforderliche Strom berechnet werden. Für eine π -Phasenverschiebung beträgt der Strom $I^* = 1,035 \text{ A}$. Eine Übersicht der wichtigsten PSE zusammen mit den elektrischen Erstatzschaltbildern und den Simulationsmodellen ist in Tabelle 4.1 dargestellt [92].

4.5 Verallgemeinerte Betrachtung des Phasenschiebers

Die Strom-Phasen-Beziehungen der Standardbauelemente und der PSE sind in Abb. 4.9 gezeigt. Darin ist zu erkennen, dass sich die Induktivität vom π -Phasenschieber genauso wie der JK vom π -Kontakt lediglich durch einen Phasenoffset unterscheiden. Auch wird deutlich, dass das Kleinsignalverhalten von π -Phasenschiebern und π -Kontakten identisch ist. Im Kleinsignalersatzschaltbild können die beiden PSE gegeneinander ausgetauscht werden, wenn die Phasenänderungen im Bereich $\pm\pi/2$ liegen. Als Konsequenz können in jeder Schaltung π -Phasenschieber und π -Kontakt gleichwertig verwendet werden, vorausgesetzt der kritische Strom des Kontakts ist ausreichend groß, sodass kein Schalten des π -Kontakts ausgelöst werden kann. Der π -Kontakt wird dann in einem passiven Modus betrieben. Im Umkehrschluss kann jeder aktiv schaltende π -Kontakt durch einen JK in Reihenschaltung mit einem π -Phasenschieber ersetzt werden.

Tab. 4.1: Übersicht der wichtigsten PSE und deren Simulationsmodelle

Topologie	Ersatzschaltbild	Simulationsmodell
<p>π-Phasenschieber</p> 		
<p>π-Ring</p> 		
<p>π-Kontakt</p> 		

Da die PSE untereinander austauschbar sind, kann als Verallgemeinerung die Phasenverschiebung selbst als neues Bauelement verstanden werden. Eine Unterteilung in die verschiedenen Realisierungen ist aus schaltungstechnischer Sicht nicht erforderlich. Daher kann eine Schaltung zunächst allgemein mit einer Phasenverschiebung simuliert und optimiert werden, indem eines der Simulationsmodelle aus Tab. 4.1 verwendet wird. Die Wahl des verwendeten PSE erfolgt dann mit der Festlegung auf eine Herstellungstechnologie.

4.6 Ein programmierbarer RSFQ-Speicher

Wie bereits vorgestellt, ist die Information in der RSFQ-Elektronik von einem Spannungsimpuls und dem davon hervorgerufenen Stromfluss bzw. dem daran gekoppelten Flussquant kodiert. Aus der extrem kurzen Zeitdauer der Impulse (wenige Pikosekunden) würden sich erhebliche Probleme der zeitlichen Koordinierung ergeben, wenn diese Impulse zur Datenverarbeitung direkt miteinander interagieren sollten. Es ist nur schwer zu gewährleisten, dass mehrere Impulse zeitgleich eine Zelle erreichen [10]. Dieses Problem wird umgangen, indem jede Logikzelle mit Datenspeichern ausgestattet ist. Die Datenverarbeitung erfolgt dann ausgelöst

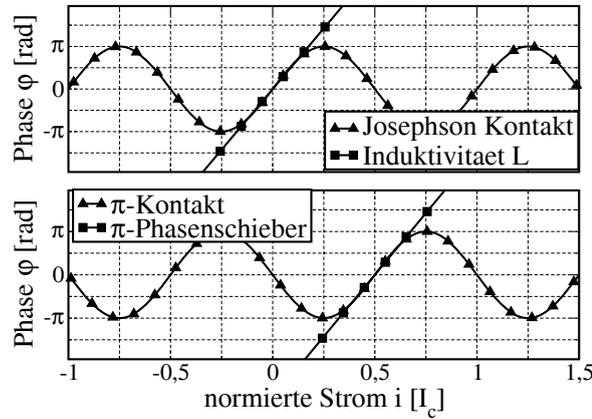


Abb. 4.9: Gegenüberstellung der Strom-Phasen-Beziehung von Standardbauelementen und Phasenschieberelementen (Strom ist normiert auf den kritischen Strom)

durch ein Taktsignal. Wenn zwischen zwei Taktsignalen ein SFQ-Impuls einen Dateneingang erreicht, liegt eine logische „1“ vor, welche bis zum Eintreffen des Taktsignals gespeichert wird. Ein Datenimpuls, der eine Logikzelle erreicht, kann lediglich den Zellenzustand ändern, aber kein Ausgangssignal erzeugen. Ein Ausgangssignal kann nur vom Taktsignal ausgelöst werden. Gesteuert vom Taktsignal wird entweder die Datenverarbeitung ausgelöst oder der Zustand eines Speichers ausgelesen [10]. Speicherstrukturen besitzen aus diesem Grund eine elementare Bedeutung bei der Realisierung einer datenverarbeitenden RSFQ-Elektronik.

Der einfachste programmierbare Speicher ist eine supraleitende Schleife mit einem JK (Abb. 4.10 (a)). Die Strom-Phasen-Beziehungen beider Bauelemente in Abhängigkeit des Schleifenstromes I_{loop} sind in Abb. 4.10 (b) dargestellt. Der Schleifenstrom wird im JK als positiv ($I_J = I_{loop}$) und in der Induktivität als negativ ($I_L = -I_{loop}$) definiert. Für diese Anordnung kann die Strom-Phasen-Beziehung des JK aus Gl. (2.6) als Funktion des Kreisstromes aufgestellt werden:

$$I_{loop} = I_c \sin \varphi_J. \quad (4.13)$$

Die Strom-Phasen-Beziehung für die Induktivität aus Gl. (2.15) lautet in diesem Fall:

$$\varphi_L = \frac{-2\pi L I_{loop}}{\Phi_0}. \quad (4.14)$$

Aus den Gl. (4.13) und (4.14) ergibt sich:

$$I_c \sin \varphi_J = \frac{-\varphi_L \Phi_0}{2\pi L}. \quad (4.15)$$

Diese Gleichung kann unter Verwendung der normierten Induktivität β_L (Gl. (2.17)) vereinfacht werden zu:

$$\beta_L \sin \varphi_J = -\varphi_L. \quad (4.16)$$

Das System hat einen stationären Punkt, wenn die Flussquantisierungsbedingung (Gl. (2.5)) erfüllt ist. Für die in Abb. 4.10 (a) dargestellten Phasen ist die Bedingung $\varphi_J - \varphi_L = 2\pi n$ erfüllt. Mit $n = 0$ ($\varphi_J = \varphi_L = \varphi$) erhält man aus der Gl. (4.16) die Bestimmungsgleichung des Systems:

$$\beta_L \sin(\varphi) = -\varphi. \quad (4.17)$$

Diese Gleichung ist erfüllt, wenn die Werte von Strom und Phase in beiden Bauelementen identisch sind. Die stationären Punkte entsprechen den Schnittpunkten der in Abb. 4.10 (b) dargestellten Funktionen.

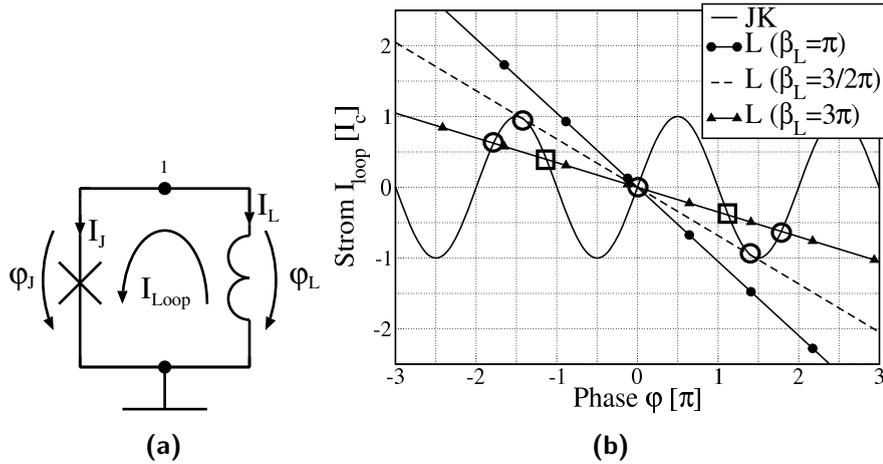


Abb. 4.10: (a) Ersatzschaltbild eines programmierbaren RSFQ-Speichers (Schleifenstrom I_{loop} repräsentiert den Zustand)
 (b) Normierte Strom-Phasen-Beziehung von Induktivität und JK in Abhängigkeit des Schleifenstromes I_{loop} (Stabile Gleichgewichtspunkte sind mit einem Kreis und instabile mit einem Rechteck markiert.)

Die Eigenschaften dieses Systems werden durch die normierte Induktivität β_L , die das Verhältnis zwischen kritischem Strom des JK und Induktivitätswert widerspiegelt, bestimmt. Es ist mindestens ein stationärer Punkt mit dem Schleifenstrom $I_{loop} = 0$ vorhanden. Die Anzahl der stationären Punkte wächst für steigende Werte der normierten Induktivitäten (Abb. 4.10 (b)).

Eine Schaltung kann als Speicher verwendet werden, wenn sie zwei stabile Zustände besitzt und folglich das beschreibende Gleichungssystem mindestens zwei stationäre Punkte aufweist. In der grafischen Darstellung (Abb. 4.10 (b)) bedeutet es, dass sich die Gerade und die Sinusfunktion mehrmals schneiden müssen. Aufgrund der Punktsymmetrie beider Funktionen entsteht dabei immer eine ungerade Anzahl von Schnittpunkten. Gesucht ist der Wert für β_L , bei dem das System mehr als einen stationären Punkt besitzt. Dafür wird ein Punkt (außer $\varphi = 0$) der Sinuskurve gesucht, dessen Tangente den Koordinatenursprung schneidet. Der Anstieg der Tangente ist $m = \cos(\varphi)$, außerdem ist der Schnittpunkt der Tangente mit der Sinusfunktion bekannt $\frac{I_{loop}}{I_c} = \sin(\varphi)$. Die Bedingung für den Phasenwert des Schnittpunktes lautet:

$$\tan(\varphi) = \varphi. \quad (4.18)$$

Diese Gleichung hat beliebig viele Lösungen, der nächstgrößere Wert nach $\varphi = 0$ sie ist $\varphi \approx 4,493$. Mit der normierten Strom-Phasenbeziehung des JK kann die Schnittkoordinate mit (4,493;-0,986) errechnet werden.

Die Strom-Phasen-Beziehung der Induktivität (Gl. (4.14)) kann mit β_L beschrieben werden:

$$\frac{I_{loop}}{I_c} = -\frac{1}{\beta_L}\varphi. \quad (4.19)$$

Mit den zuvor ermittelten Schnittkoordinaten kann aus dem Anstieg

$$m = -1/\beta_L \quad (4.20)$$

der Gl. (4.19) die normierte Induktivität bestimmt werden, bei welcher der Übergang zu einem System mit mehreren stationären Punkten erfolgt. Für $\beta_L = 4,6$ besitzt das System drei stationäre Punkte (Abb. 4.10 (b), $L = 3/2\pi$) und für größere Werte $\beta_L > 4,6$ treten mindestens fünf stationäre Punkte auf.

Um Aussagen über die Stabilität der stationären Punkte treffen zu können, muss das Differenzialgleichungssystem der Zustandsvariablen abgeleitet werden. Bezugnehmend auf Abb. 4.10 (a) werden die Phasendifferenz $\varphi = \varphi_J = \varphi_L$ und die Spannung U zwischen dem Knoten 1 und der Masse als Zustandsvariablen verwendet. Das Differenzialgleichungssystem lautet dann:

$$\dot{\varphi} = \frac{2\pi}{\Phi_0}U. \quad (4.21)$$

$$\dot{U} = \frac{1}{C_J} \left(-\frac{\Phi_0}{2\pi L}\varphi - I_c \sin(\varphi) - \frac{1}{R_N}U \right) \quad (4.22)$$

Als Voraussetzung für einen stationären Punkt gilt, dass die zeitlichen Ableitungen der Zustandsvariablen verschwinden. Dies ist der Fall, wenn die Bedingungen $\dot{u} = 0$ und $-\varphi = \beta_L \sin(\varphi)$ erfüllt sind. Es handelt sich dabei um die bereits auf anderem Weg gefundenen Bedingungen für einen stationären Punkt (Gl. (4.17)). Die Stabilität dieser Punkte wird durch die Eigenwerte der Jacobi-Matrix J bestimmt. Besitzt diese ausschließlich negative Realteile, ist der Gleichgewichtspunkt asymptotisch stabil. Für das betrachtete System lautet die Jacobi-Matrix:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2\pi}{\Phi_0} \\ -\frac{\Phi_0}{2\pi LC_J} - \frac{I_c \cos(\varphi)}{C_J} & -\frac{1}{C_J R_N} \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

Die Eigenwerte λ müssen die Gleichung

$$\lambda^2 + \frac{\lambda}{C_J R_N} + \frac{1}{C_J L} + \frac{2\pi I_c}{\Phi_0 C_J} \cos(\varphi) = 0 \quad (4.24)$$

erfüllen. Daraus ergeben sich zwei Lösungen

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2C_J R_N} \pm \sqrt{\frac{1}{(2C_J R_N)^2} - \left[\frac{1}{C_J L} + \frac{2\pi I_c}{\Phi_0 C_J} \cos(\varphi) \right]}. \quad (4.25)$$

Für die Lösung λ_1 erhält die Wurzel ein negatives Vorzeichen folglich besitzt λ_1 immer einen negativen Realteil und das System ist stabil. Für die Lösung λ_2 erhält die Wurzel ein positives Vorzeichen. Erzeugt der Term unter der Wurzel einen negativen Wert, hat λ_2 einen negativen Realteil, und das System ist stabil. Ist der Ausdruck unter der Wurzel positiv, ist das System nur unter der Bedingung

$$\frac{1}{(2C_J R_N)^2} > \frac{1}{(2C_J R_N)^2} - \left[\frac{1}{C_J L} + \frac{2\pi I_c}{\Phi_0 C_J} \cos(\varphi) \right] \quad (4.26)$$

stabil. Diese Stabilitätsbedingung kann vereinfacht werden zu:

$$1 > -\beta_L \cos(\varphi). \quad (4.27)$$

Wird diese Bedingung auf die in Gl. (4.17) ermittelten stationären Punkte angewendet, ergibt sich die Ungleichung:

$$1 < \frac{\varphi}{\tan(\varphi)}. \quad (4.28)$$

Diese besitzt unterschiedliche Lösungen in Abhängigkeit von $\tan \varphi$. In Abb. 4.11 (a) sind die entsprechenden Lösungsbereiche veranschaulicht. In der Region I ($\tan \varphi > 0$) gilt als Stabilitätskriterium:

$$\tan(\varphi) > \varphi \quad (4.29)$$

und für die Region II ($\tan \varphi < 0$) gilt:

$$\tan(\varphi) < \varphi. \quad (4.30)$$

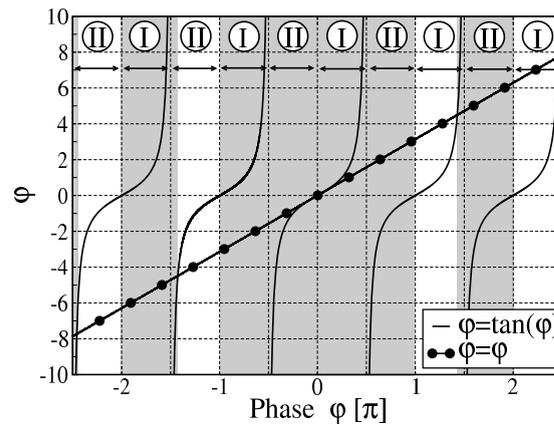


Abb. 4.11: Kriterien aus Gl. (4.29) und (4.30) zur Bestimmung der Stabilität der stationären Punkte in Abb. 4.10 und Abb. 4.12 (In den markierten Bereichen sind die stationären Punkte stabil.)

Aus den Abbildungen 4.10 (a) und 4.11 ergibt sich, dass eine einfache programmierbare Speicherschleife bestehend aus einem JK und einer Induktivität für $\beta_L < 4,6$ einen stabilen Arbeitspunkt besitzt. Für größere normierte Induktivitäten ergeben sich zunächst drei stabile Arbeitspunkte, die Anzahl steigt für $\beta_L > 3\pi$ weiter an.

Zur Realisierung einer binären Elektronik sollte der verwendete Datenspeicher nicht mehr als zwei stabile Zustände besitzen. Es wurde gezeigt, dass die einfache Speicherschleife von Natur aus eine ungerade Anzahl stabiler Arbeitspunkte besitzt. Für die Etablierung einer binären Logik ist es in der RSFQ-Elektronik notwendig, einen von drei Arbeitspunkten zu unterdrücken. Eine etablierte Methode besteht darin, mittels einer Stromquelle die Schaltungseigenschaften dahingehend zu beeinflussen.

4.7 RSFQ-Speicher mit π -Phasenverschiebung

Der im vorangegangenen Abschnitt analysierte Speicher wird in diesem Abschnitt mit einer π -Phasenverschiebung versehen. Der Einfluss der Phasenverschiebung wird am Beispiel eines π -Kontakts an Stelle des JK (Abb. 4.12 (a)) untersucht. Es wird dabei der selbe Lösungsweg wie in Abschnitt 4.6 verfolgt.

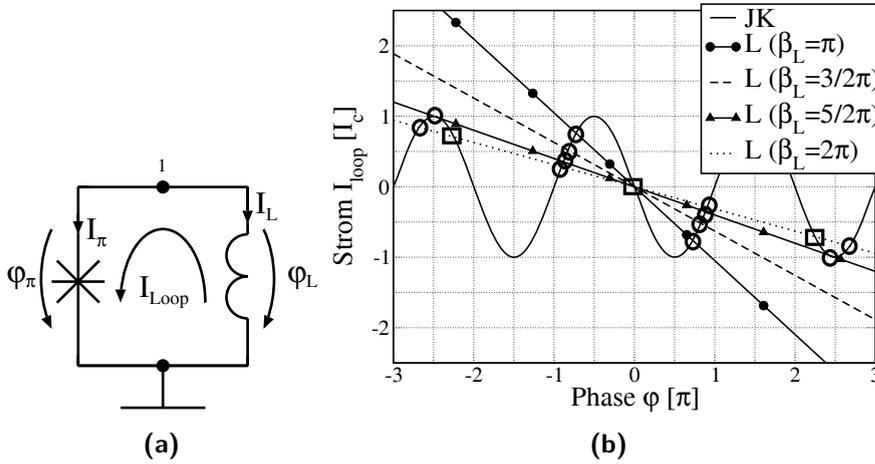


Abb. 4.12: (a) Ersatzschaltbild des programmierbaren RSFQ-Speicher mit π -Kontakt (Schleifenstrom I_{loop} repräsentiert den Zustand)
 (b) Normierte Strom-Phasen-Beziehung von Induktivität und π -Kontakt in Abhängigkeit des Schleifenstromes I_{loop} (Stabile Gleichgewichtspunkte sind mit einem Kreis und instabile mit einem Rechteck markiert.)

Aus der Flussquantisierung (Gl. (2.5)) ergibt sich die Bedingung $\varphi_J = \varphi_{\pi} = \varphi$ für die in Abb. 4.12 (a) dargestellte Struktur. Die Bestimmungsgleichung für dieses System lautet:

$$\varphi = \beta_L \sin(\varphi). \quad (4.31)$$

Sie ist äquivalent zu Gl. (4.17). Dabei tritt ein geändertes Vorzeichen auf, was auf die komplementären Eigenschaften des π -Kontakts zurückzuführen ist.

Die Strom-Phasen-Beziehungen der beiden Bauelemente als Funktion des Kreisstromes I_{loop} sind in der Abb. 4.12 (b) dargestellt. Die Schnittpunkte der beiden Graphen repräsentieren die stationären Punkte des Systems. Der Übergang von einem System mit einem stationären Punkt zu einem System mit mehreren stationären Punkten erfolgt, wenn der Anstieg der Geraden geringer ist als der Anstieg der Sinusfunktion im Koordinatenursprung. Es gilt die Bedingung $m < -\cos(\varphi_{\pi})$ mit $\varphi_{\pi} = 0$. Aus dem bereits bekannten Zusammenhang zwischen dem Anstieg und der normierten Induktivität (Gl. (4.20)) ergibt sich, dass das System für

$$\beta_L > 1 \quad (4.32)$$

mehr als einen stationären Punkt besitzt. Die Stabilitätskriterien werden wie in Abschnitt 4.6 aus dem Differenzialgleichungssystem der Zustandsvariablen abgeleitet. Aus der Analyse

der Eigenwerte der Jacobi-Matrix ergibt sich für eine Speicherschleife mit π -Kontakt als Stabilitätskriterium:

$$1 > \beta_L \cos(\varphi). \quad (4.33)$$

Es handelt sich um die äquivalente Lösung zu Gl. (4.27). Setzt man in diese Gleichung die Gl. (4.31) ein, ergeben sich die selben Lösungsgebiete mit den Stabilitätskriterien aus Gl. (4.29) und Gl. (4.30). Die stabilen Arbeitspunkte sind durch Kreise in Abb. 4.12 markiert.

Der stationäre Punkt mit $\varphi = 0$ muss extra betrachtet werden. Aus dem Stabilitätskriterium in Gl. 4.33 geht hervor, dass ein Arbeitspunkt mit $\varphi = 0$ nur stabil ist, wenn $\beta_L < 1$ erfüllt ist. In diesem Fall besitzt das System lediglich diesen einen stationären Punkt.

Die Analyse hat zwei wichtige Lösungsbereiche beleuchtet. Der erste Lösungsbereich ist gültig, wenn die normierte Induktivität $\beta_L > 1$ ist. In diesem Fall wird in der Schleife zur Kompensation der π -Phasenverschiebung ein spontaner Schleifenstrom I_{loop} erzeugt, um die Flussquantisierungsbedingung zu erfüllen. Der Schleifenstrom ist kleiner als der kritische Strom des JK und das System nimmt einen der zwei mögliche stabile Arbeitspunkte ein. Die Arbeitspunkte unterscheiden sich lediglich in der Stromrichtung, in welcher der Schleifenstrom fließt, der Betrag ist identisch. Es gibt zwei wesentliche Unterschiede im Vergleich zur konventionellen Speicherschleife (Abschnitt 4.6). Zum Ersten ist in der Schleife mit der π -Phasenverschiebung eine geringe Schleifeninduktivität ausreichend, um ein polystabiles System zu erzeugen. Zum Zweiten besitzt dieses System von Natur aus zwei stabile Zustände. Auf dieser Grundlage konstruierte Speicherschleifen können ohne weitere schaltungstechnische Maßnahmen als Speicher mit zwei inneren Zuständen eingesetzt werden. Durch die Verwendung von π -Phasenverschiebungen ist es nicht mehr notwendig, bistabiles Verhalten künstlich zu erzeugen.

Der zweite wichtige Lösungsbereich gilt für $\beta_L < 1$ und ist hauptsächlich wissenschaftlich interessant. In diesem Fall ist die Schleifeninduktivität so gering, dass ein aus der Phasenverschiebung resultierender Schleifenstrom größer wäre als der kritische Strom des JK ($I_{loop} > I_c$). Deshalb besitzt der einzige stabile Arbeitspunkt des Systems den Schleifenstrom $I_{loop} = 0$. Für technische Anwendungen ist dieser Fall nicht interessant, weil ein monostabiles System auch ohne PSE konstruiert werden kann.

4.8 Stabile Arbeitspunkte eines π -Rings

Der π -Ring wurde im Abschnitt 4.2.3 vorgestellt. Dort wird auf die Bedingung für die normierte Schleifeninduktivität eingegangen. Das Prinzip wurde in den beiden vorangegangenen Abschnitten bereits vorgestellt, auf dessen erneute Anwendung auf eine ähnliche Struktur verzichtet wird. Als gute Näherung kann das Ergebnis aus Abschnitt 4.7 übernommen werden. Wenn die beiden Kontakte unterschiedlich sind, sollten zur Berechnung der normierten Induktivität der kritische Strom des kleineren JK verwendet werden. Ein π -Ring mit einer normierten Induktivität $\beta_L > 1$ wird demnach über zwei stabile Arbeitspunkte verfügen und eine π -Verschiebung erzeugen.

In π -Ringen kann die Induktivität aber auch kleiner werden ohne den Verlust der bistabilen Eigenschaften. die Mindestgröße wird maßgeblich vom Verhältnis $\kappa = I_{c2}/I_{c1}$ der

kritischen Ströme beider JK in der Schleife bestimmt (Abb. 4.5). Je kleiner das Verhältniss κ , um so kleiner kann auch die Schleifeninduktivität werden. Eine detaillierte Analyse kann Quelle [93] entnommen werden.

4.9 RSFQ-Elektronik mit π -Phasenverschiebung

Am Beispiel des TFF (Abschnitt 2.8.5) wird in diesem Abschnitt der Einfluss der PSE auf die Zelleigenschaften untersucht. In Abb. 4.13 (a) ist das Ersatzschaltbild des TFF-Kerns mit dem konventionellen Design ohne PSE dargestellt. Darin wird die Stromquelle IB4 verwendet, um die Anzahl der inneren Zustände der Zelle von drei auf zwei zu reduzieren. Die Notwendigkeit dieser Maßnahme wurde in Abschnitt 4.6 erläutert. Speziell für das TFF ist in Quelle [94] an Stelle der Stromquelle IB4 die Verwendung eines π -Kontakts als passiver Phasenschieber vorgeschlagen. Das Beispiel in Abb. 4.13 (b) ist nicht an ein bestimmtes PSE gebunden, es wird allgemein eine π -Phasenverschiebung als neues Bauelement angenommen.

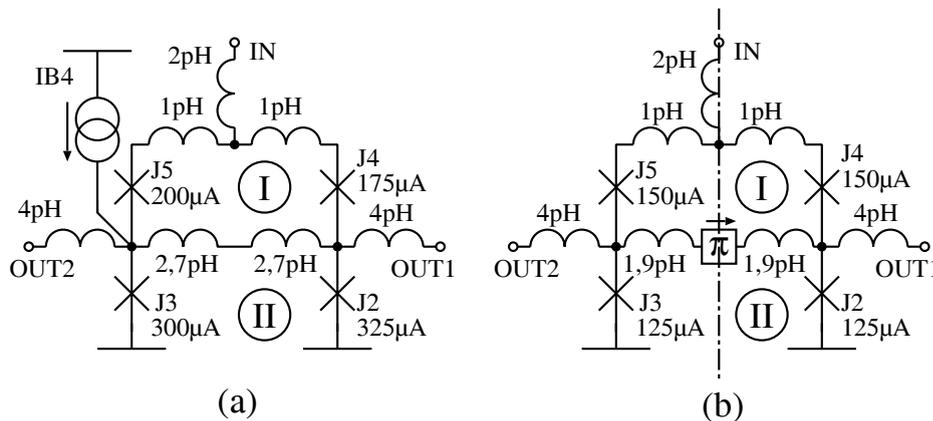


Abb. 4.13: (a) Kernkomponenten eines konventionellen TFF
 (b) Kernkomponenten eines TFF mit einer π -Phasenschieber

Durch die Verwendung des PSE besitzen die beiden Speicherschleifen (I und II) des TFF, deren Zustände über die gemeinsame Induktivität L (Abb. 4.13) miteinander gekoppelt sind, von Natur aus zwei stabile Zustände (Abschnitt 4.7). Die π -Phasenverschiebung im TFF kann beiden Schleifen gleichermaßen zugeordnet werden. So kann auf die Verwendung von IB4 zur künstlichen Erzeugung eines bistabilen Systems verzichtet werden.

Die Parameter beider Zellen wurde mit der Center-of-Gravity-Methode (Abschnitt 3.3.3) hinsichtlich der zu erwartenden Herstellungsausbeute optimiert. Für die konventionelle TFF-Zelle bildet der optimale Parametersatz eine unsymmetrische Struktur. Dies ist hauptsächlich ein Resultat der Stromquelle IB4.

Der magnetische Fluss in den Schleifen des TFF und der damit verbundene Strom in der Speicherinduktivität L_{store} (Abb. 4.14) kodieren den Zustand der Zelle. In der konventionellen TFF-Zelle ist im Zustand „0“ kein Flussquant und im Zustand „1“ ein Flussquant gespeichert. Daraus resultiert der Kreisstrom in den Speicherschleifen je nach Zustand näherungsweise zu

$I \approx 0$ oder $I \approx \Phi_0/L_{store}$. Durch die Speicherung eines Flussquants tritt eine zusätzliche Stromquelle im Zustand „1“ auf.

Die Optimierung der Speicherinduktivität L_{store} im konventionellen TFF hat zwei gegenläufige Kriterien. Für eine zuverlässige Funktion der Komparatoren im TFF sollten sich die logischen Zustände durch eine möglichst große Stromdifferenz unterscheiden. Da der magnetische Fluss quantisiert vorliegt, kann eine große Stromdifferenz nur durch eine kleine Speicherinduktivität erreicht werden. Aus den Analysen in Abschnitt 4.6 ist allerdings bereits bekannt, dass die Induktivitäten zur Realisierung eines bistabilen Systems eine Mindestgröße benötigen. Die in der Schaltung verwendete Speichinduktivität sollte deutlich über dem Mindestwert liegen, um einen Toleranzbereich für herstellungsbedingte Parameterstreuungen zu schaffen.

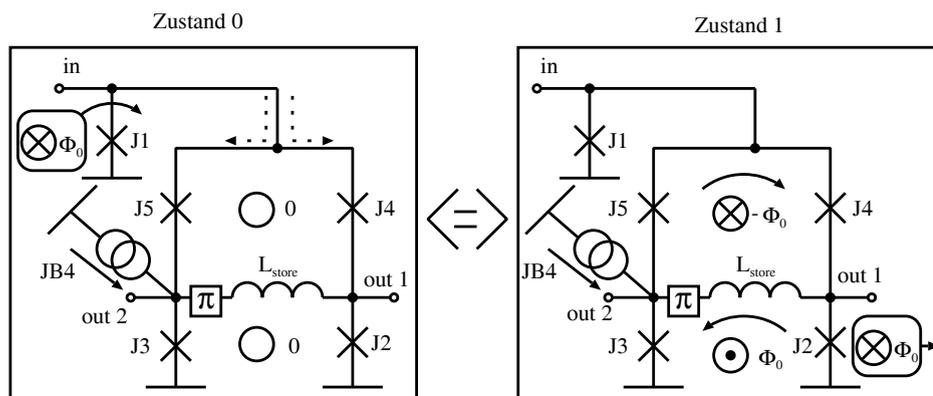


Abb. 4.14: Darstellung der inneren Zustände und deren Kodierung durch den magnetischen Fluss im konventionellen TFF

Diese Optimierung wird durch die Verwendung eines π -Phasenschiebers vereinfacht. Wie aus Abschnitt 4.8 bekannt ist, besitzen Speicherschleifen mit PSE auch bei kleiner Induktivität $\beta_L \approx 1$ ein bistabiles Verhalten. Auf diese Weise wird die Reduktion der Schleifeninduktivität ermöglicht, welche die Stromdifferenz bei der Speicherung eines Flussquants erhöht. Damit wiederum eine zuverlässige Entscheidung des Komparators ermöglicht und die Zellstabilität verbessert.

Ein weiterer Vorteil ist in Abb. 4.15 grafisch veranschaulicht. Die π -Phasenverschiebung bewirkt eine Verschiebung des Grundzustandes (Zustand „0“) um ein halbes Flussquant in der Speicherschleife. Der Zustandswechsel ist in beiden TFF mit dem Einspeichern und Auslesen eines Flussquants verbunden. Die Verschiebung des Grundzustands bewirkt, dass der Betrag des gespeicherten magnetischen Flusses und damit der Betrag des Kreistromes in beiden Zuständen gleich ist. Die Symmetrie der Grundzustände des TFF mit PSE stehen in direktem Zusammenhang mit dem vollständig symmetrischen Schaltungsentwurf (Abb. 4.13).

Der Einfluss des symmetrischen Aufbaus auf das Schaltungsverhalten wird als erstes durch die Toleranzbereiche der wichtigsten Parameter analysiert (Abb. 4.16). Auf die Darstellung der einzelnen Induktivitäten wurde verzichtet, da diese sehr breite Toleranzbereiche (größer als $\pm 90\%$) besitzen und aus diesem Grund unkritisch für die Schaltfunktion sind. Dargestellt

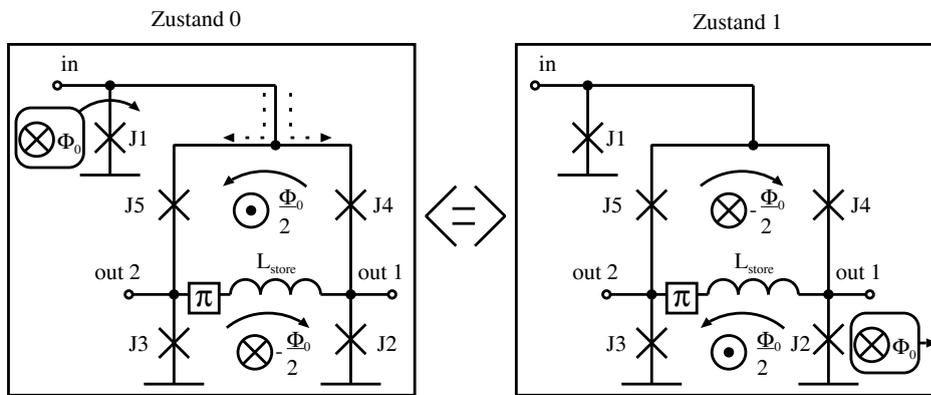


Abb. 4.15: Darstellung der inneren Zustände und deren Kodierung durch den magnetischen Fluss des TFF mit π -Phasenverschiebung

ist lediglich die globale Abweichung aller Induktivitäten (Parameter XL). Durch die Verwendung der π -Phasenverschiebung wurde der Arbeitsbereich der Komparatorkontakte in Abb. 4.16 (b) gegenüber dem konventionellen Entwurf (Abb. 4.16 (a)) deutlich erhöht. Außerdem ist der Toleranzbereich der Betriebsspannung U gestiegen. Der Grund dafür ist der Verzicht auf Stromquelle IB4, welche im konventionellen TFF einen maßgeblichen funktionsbestimmenden Einfluss besitzt.

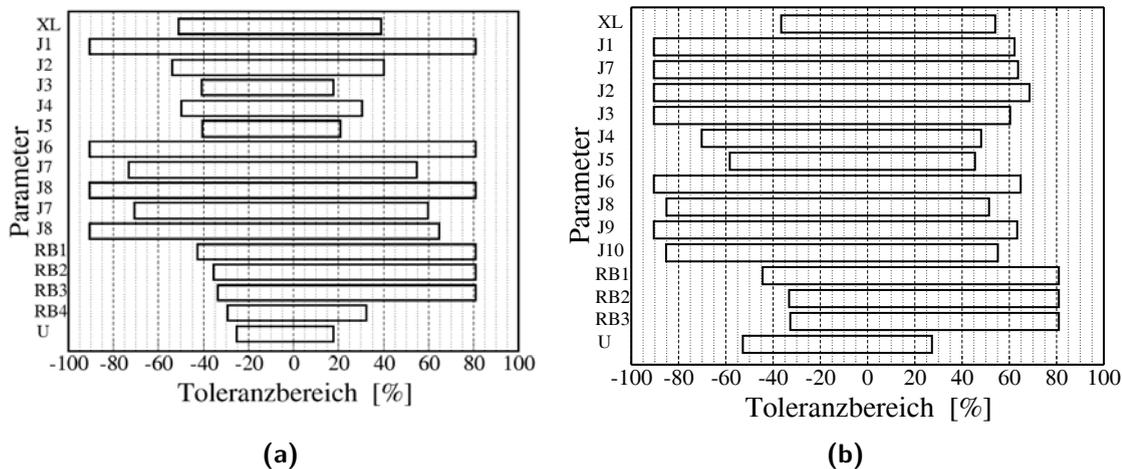


Abb. 4.16: (a) Parametertoleranzen des konventionellen TFF
(b) Parametertoleranzen des TFF mit π -Phasenverschiebung.

Zum Vergleich der Zellqualität (Abschnitt 3.3.1) wurde für beide TFF die Ausbeute berechnet. Dabei wurden für die kritischen Ströme der JK eine reine lokale und für die Widerstände und Induktivitäten eine rein globale Parameterstreuung angenommen. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.17 dargestellt. Die Implementierung eines PSE in die TFF-Zelle resultierte in der Steigerung der Robustheit gegenüber Parameterstreuungen. Die Realisierung einer komplexen Schaltung aus einzelnen Zellen ist mit einer multiplikativen Überlagerung der einzelnen Ausbeutekurven gleich zu setzen. Deshalb kann aus einer geringfügigen Verbesserung

einer Basiszelle eine markante Verbesserung der damit konstruierten komplexen Schaltung erwachsen.

Die Analysen dieses Kapitels haben ergeben, dass die Phasenschieberelemente als ein neues Bauelement für RSFQ-Schaltungen betrachtet werden können, deren Verwendung eine Steigerung der Robustheit gegenüber Parameterstreuungen bewirkt. Theoretisch kann jede RSFQ-Logikzelle von diesem positiven Einfluss profitieren. Auf diese Weise kann die Anwendung dieses neuen Bauelements maßgeblich die Entwicklung komplexer RSFQ-Schaltungen unterstützen.

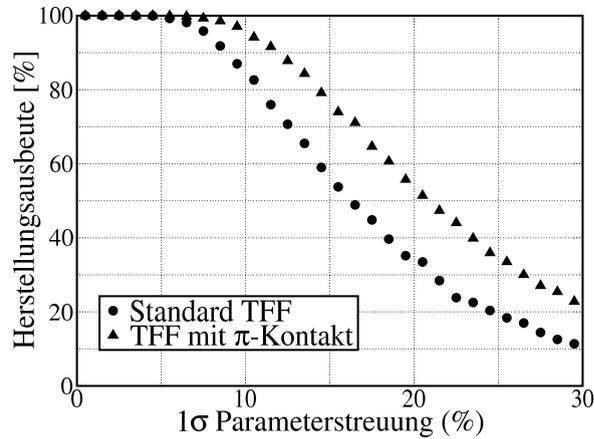


Abb. 4.17: Gegenüberstellung der simulierten Herstellungsausbeute eines konventionellen TFF und eines TFF mit π -Phasenverschiebung

Kapitel 5

Anwendung neuer Methoden zur Analyse der Rauscheinflüsse

Im Abschnitt 3.4 wurden die Anforderungen an eine Optimierungsmethode formuliert, welche den Eigenschaften der RSFQ-Elektronik angepasst ist. Dabei sollten sowohl die herstellungsbedingten Parameterstreuungen als auch die thermisch generierten Fluktuationen berücksichtigt werden. Um die Auswirkungen thermischer Rauscheinflüsse zu erfassen, ist die Simulation hunderter Schaltvorgänge notwendig. Eine Optimierung unter Berücksichtigung der Rauscheinflüsse ist daher zeit- und rechenintensiv. Prinzipiell ist eine Optimierung auf dieser Basis das Ziel, auch wenn sie zur Zeit noch nicht praktikabel ist. Ein erster grundlegender Schritt auf dem Weg dorthin ist die Analyse der Rauscheinflüsse auf die Schaltfunktion. Dabei wird angestrebt, das Verständnis über die Wirkmechanismen innerhalb der Zelle zu fördern, um so gegebenenfalls die Entwurfparameter oder die Zelltopologie zu verbessern. Dazu werden in diesem Abschnitt verschiedene Methoden untersucht und beispielhaft am TFF angewendet. Besondere Berücksichtigung findet der Einfluss der π -Phasenschieber, welcher mit Hilfe der einzelnen Methoden untersucht wird.

5.1 Analyse des Schaltfehlerverhältnisses

5.1.1 Definition des Schaltfehlerverhältnisses (BER)

In Abschnitt 3.2 wurden die durch thermisches Rauschen beeinflusste Schaltwahrscheinlichkeit im Komparator vorgestellt. In dem Zusammenhang wurde das Schaltfehlerverhältnis BER eingeführt und dieses mit der Schaltwahrscheinlichkeit gleichgesetzt. Eine für die RSFQ-Elektronik geeignete Definition des Schaltfehlerverhältnisses ist Thema dieses Abschnitts.

Die Charakterisierung einer Digitalelektronik anhand der Bitfehlerrate¹ ist in der klassischen Raumtemperaturelektronik gebräuchlich, genauso wie zur Beschreibung von Informationsübertragungssystemen in der Mobilkommunikation. Dabei wird aus dem Verhältnis

¹engl.: **Bit Error Rate**

von Signalleistung und Leistung eines Störsignals die Anzahl der Bitfehler pro Zeiteinheit ermittelt.

Für RSFQ-Schaltungen muss dieser Ansatz modifiziert werden. Die Verwendung einer Rate ist nicht geeignet, da sie im Allgemeinen eine zeitbezogene physikalische Größe darstellt. Da Schaltfehler in RSFQ-Schaltungen hauptsächlich durch Entscheidungsfehler des Komparators entstehen [54], sind diese Fehler direkt von der Verarbeitungsgeschwindigkeit abhängig. Bei synchroner Datenverarbeitung entspricht das der Taktfrequenz. Folglich kann die Bitfehlerrate in einem solchen System nur in Bezug auf die Taktfrequenz als eindeutiges Qualitätsmerkmal verwendet werden. Für ein taktfrequenzunabhängiges Kriterium wird das Bitfehlerverhältnis² verwendet, welches die Anzahl der Bitfehler je Gesamtanzahl verarbeiteter Bits angibt.

Die Definition dieser beiden Werte muss ebenfalls den Eigenschaften der RSFQ-Elektronik angepasst werden. Bereits bei einer einfachen Schaltung, bestehend aus DC/SFQ-Wandler, JTL und SFQ/DC-Wandler, setzt sich die Übertragung eines Bits aus einer Vielzahl von einzelnen Schaltvorgängen am JK zusammen. Insgesamt sind bei der Übertragung der Information in einer Schaltung mehrere Komparatoren beteiligt. Bei experimentellen Analysen ist es im Falle eines Übertragungsfehlers im Allgemeinen nicht möglich, den verursachenden Komparator zu ermitteln. Bei solchen Untersuchungen kann lediglich ein komplettes Testmuster bearbeitet werden. Der Umfang des Testmusters hängt von der Komplexität der Schaltung ab. Unabhängig von der Anzahl der Komparatoren und JK wird jede Abweichung des Ausgangssignals vom erwarteten Verlauf als ein einziger Fehler gezählt. Die Anzahl der Schaltfehler E wird ins Verhältnis mit der Gesamtanzahl der durchlaufenen Testmuster N gesetzt. Bei einem detektierten Fehler muss es sich nicht mehr um ein einzelnes falsches Bit handeln, daher wird der Quotient in dieser Arbeit allgemeiner als Schaltfehlerverhältnis

$$BER = \frac{N}{E} \quad (5.1)$$

bezeichnet. In der Fachliteratur ist es üblich, auch für das Schaltfehlerverhältnis das Formelzeichen BER zu verwenden, es wurde auch für diese Arbeit so übernommen [53–57; 95].

5.1.2 Simulation des Schaltfehlerverhältnisses

Aus der Literatur ist bereits bekannt, dass RSFQ-Zellen unterschiedlich robust gegenüber thermischen Rauscheinflüssen sind [38]. Eine Verifikation sowie die Quantifizierung wird in diesem Abschnitt auf Grundlage von Simulationsergebnissen der Robustheit von zwei verschiedenen TFF-Zellen durchgeführt. Dabei wird nicht nur die Methode vorgestellt, sondern auch der Einfluss des Phasenschieberelements auf die Rauschtoleranz der TFF-Zelle untersucht. Die Ersatzschaltbilder der untersuchten Zellen sind in Abb. 5.1 dargestellt. Die Zellen sind weitgehend identisch, die wenigen Unterschiede beschränken sich auf den Kern des TFF und stehen in unmittelbarem Zusammenhang mit dem eingebauten PSE (Abschnitt 4.8). So können unterschiedliche Zelleigenschaften direkt dem Einfluss des PSE zugeordnet werden.

²engl.: **Bit Error Ratio**

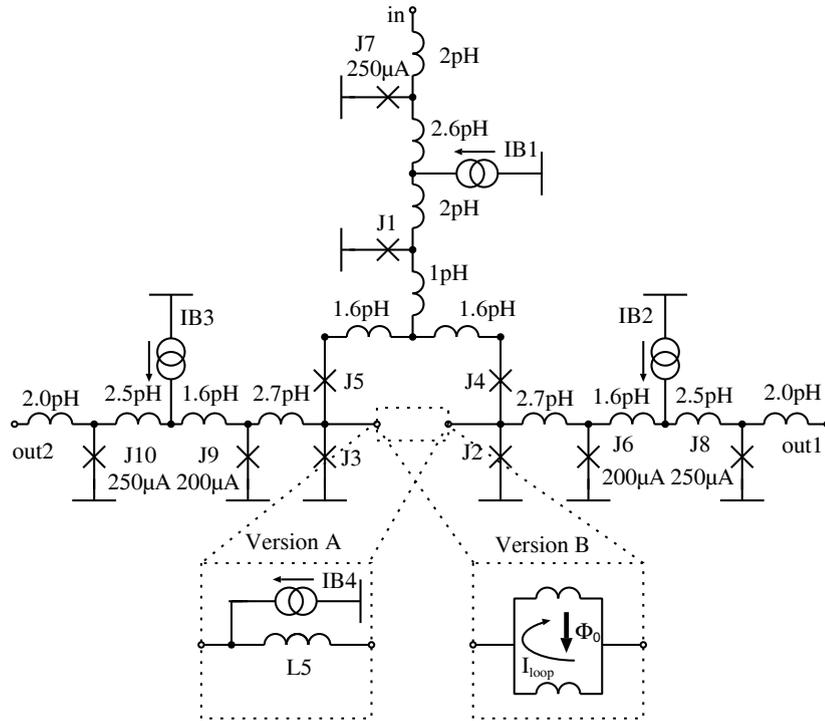


Abb. 5.1: Ersatzschaltbild der untersuchten TFF mit weitgehend identischen Parametern (geringe Unterschiede der kritischen Ströme siehe Abb. 4.13)

In der Simulation ist das TFF mit jeweils 2 JTL an den Ein- und Ausgängen der Schaltung versehen, was dem in Abb. 5.4 dargestellten Messaufbau der Schaltung entspricht. Anstelle der SFQ/DC-Wandler sind in der Simulation die JTL mit einem reflexionsfrei angepassten Widerstand abgeschlossen. Die SFQ-Impulse werden mit einem DC/SFQ-Wandler erzeugt. Das verwendete Testmuster besteht aus mindestens zwei SFQ-Impulsen, sodass beide Zustände des TFF im Verlauf der Simulation auftreten. Das Signal an beiden Ausgängen der Zelle wird nach jedem Eingangsimpuls ausgewertet.

In Abb. 5.2 sind die Simulationsergebnisse für zwei unterschiedliche Rauschtemperaturen für das konventionelle TFF (Version A) angegeben. Dabei wurde das Schaltfehlerverhältnis (Gl. (5.1)) in Abhängigkeit vom Versorgungsstrom der Zelle ermittelt. Die Schrittweite wurde dabei so gewählt, dass mindestens 30 Zwischenschritte im Übergangsbereich zwischen $0 < BER < 1$ liegen. Für jeden Arbeitspunkt wurden 10000 Testmuster simuliert.

Die Approximation des Arbeitsbereiches bei niedrigen Schaltfehlerverhältnissen erfolgt mit der erf-Funktion (Abschnitt 3.2). Dafür werden die Parameter δ und I_g der Gleichung

$$BER = y = 0,5 + 0,5 \operatorname{erf} \left(\frac{I_g - x}{\delta} \right) \quad (5.2)$$

der simulierten BER -Kurve angepasst. Im Vergleich mit Gl. (3.9) entspricht $\delta = \sqrt{2}\sigma_a$ und $x = \mu_a$ ist der auf den Designwert normierte Versorgungsstrom der Schaltung. Der Parameter I_g entspricht dem x -Wert, an dem das Schaltfehlerverhältnis $BER = 0,5$ ist, dieser ist unabhängig von der Rauschtemperatur. Der Parameter δ ist ein Maß für die Steilheit der BER -Kurve zwischen $0 < BER < 1$. Je größer δ ist, desto steiler ist der Übergang zwischen dem Arbeitsbereich und dem Bereich ohne Schaltfunktion. Die Steilheit des Übergangs wird

von der Rauschenergie und der Empfindlichkeit der Schaltung bestimmt. Damit ist δ ein direktes Maß für die Robustheit einer Schaltung gegenüber den Einflüssen des thermischen Rauschens.

Abbildung 5.2 (a) verdeutlicht den Einfluss der Rauschenergie diese wurde in einer Simulation erhöht, indem die Rauschtemperatur der Widerstände auf $T=10\text{ K}$ verändert wurde. Durch das thermische Rauschen verkleinert sich der Arbeitsbereich mit geringem Schaltfehlerverhältnis. Diese Simulation wurde für verschiedene Temperaturen zwischen $4\text{ K} < T < 15\text{ K}$ durchgeführt und mittels Anpassung der Funktion in Gl. (5.2) wurde δ bestimmt.

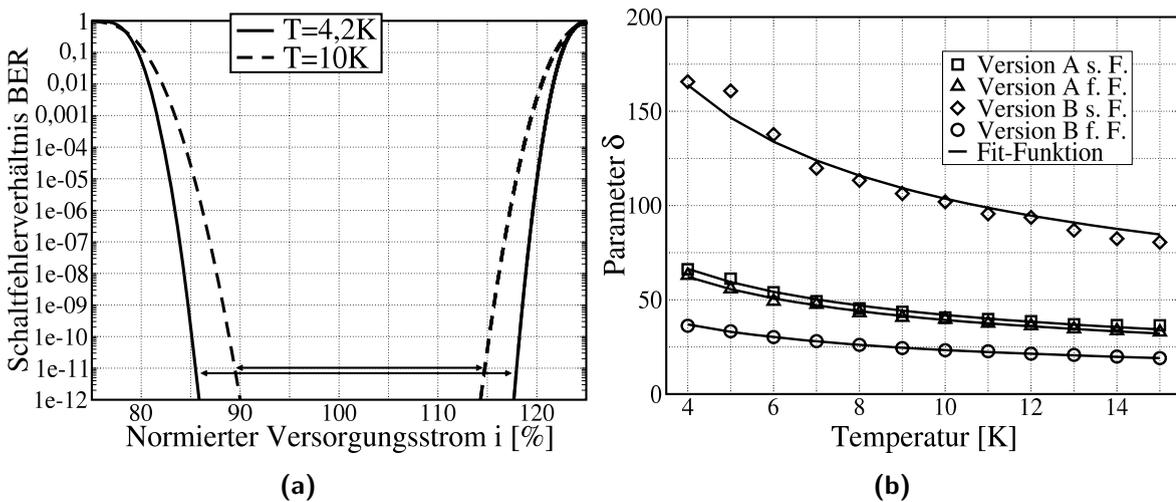


Abb. 5.2: (a) Schaltfehlerverhältnis (simuliert) mit der angepassten erf-Funktion zur Verdeutlichung des Temperatureinflusses
 (b) Zusammenhang zwischen dem Rauscheinfluss klassifizierenden Parameter δ und der Rauschtemperatur

Auf diese Weise wurde der Zusammenhang zwischen dem Parameter δ und der Temperatur ermittelt, der in Abb. 5.2 (b) dargestellt ist. Diese Beziehung wurde für beide Flanken der BER -Kurve und beide Versionen des TFF (Abb. 5.1) bestimmt. Die Version A ist ein konventionelles TFF und die Version B ist ein TFF mit PSE. Für steigende Werte des Versorgungsstromes wird der Übergang vom Bereich ohne Schaltfunktion zu dem Arbeitsbereich als fallende Flanke (f. F.) und der Übergang vom Arbeitsbereich zum Bereich ohne Schaltfunktion als steigende Flanke (s. F.) bezeichnet.

Während beim konventionellen TFF die Rauschempfindlichkeit der beiden Flanken etwa gleich ist, treten beim TFF mit PSE deutliche Unterschiede auf. Es ist zu erkennen, dass die steigende Flanke beim TFF mit PSE steiler und gleichzeitig die fallende Flanke flacher verläuft. In Tabelle 5.1 sind die signifikanten Daten zusammengefasst. Mit Hilfe der Fehlerfunktion wurde der Arbeitsbereich beider TFF-Versionen bis $BER = 10^{-12}$ extrapoliert. Durch den Einfluss des thermischen Rauschens verringert sich der Arbeitsbereich des konventionellen TFF (Version A) von $BER = 10^{-4}$ zu $BER = 10^{-12}$ um 20 %. Bei einem TFF

Tab. 5.1: Übersicht der signifikanten Daten der *BER*-Simulation

Version	Parameter δ		ITFF Toleranzbereich	
	f. F. ($T=4,2$ K)	s. F. ($T=4,2$ K)	$BER = 10^{-4}$	$BER = 10^{-12}$
A	62,9	66,2	-18/+20,3%	-14/+16,7%
B	40,1	165,7	-25/+35%	-18/+33,7%

mit PSE verringert sich der gesamte Arbeitsbereich lediglich um 14%. Dies zeigt, dass die Schaltung mit PSE stabiler gegenüber thermischen Rauscheinflüssen ist.

Die in Abb. 5.2 (b) dargestellten angepassten erf-Funktionen liefern auch einen temperaturunabhängigen Vergleichsparameter für die Rauschtoleranz einer Schaltung. Die in der Abbildung verwendete Anpassfunktion resultiert aus dem Parameter σ_a (Gl. (3.9)) und lautet:

$$\delta = \alpha/\sqrt{T}. \quad (5.3)$$

Für das konventionelle TFF (Version A) ist der Parameter für beide Flanken nahezu identisch. Für die fallende Flanke wurde $\alpha = 124,4$ und für die steigende Flanke $\alpha = 132,8$ ermittelt. Bei dem TFF mit PSE (Version B) ergibt sich für die fallende Flanke $\alpha = 73,9$ und für die steigende Flanke $\alpha = 327,8$.

Die Bestimmung dieses Parameters ist relativ rechenintensiv. Es sind mehrere δ -Werte für verschiedene Temperaturen notwendig, um α zu bestimmen. Die dafür erforderliche gesamte Rechenzeit liegt im Bereich einiger Tage³. Der Parameter liefert bezüglich der Rauschempfindlichkeit einer Schaltung keine neuen Informationen. Außerdem ist er nur für eine spezielle Schaltungstopologie mit einem bestimmten Parametersatz gültig. Der Parameter α wurde für die Bewertung der experimentellen Ergebnisse im anschließenden Abschnitt ermittelt.

5.1.3 Experimentelle Bestimmung des Schaltfehlerverhältnisses

In experimentellen Analysen wurde das Schaltfehlerverhältnis der TFF-Zellen (Abb. 5.1) ermittelt. Ein Mikroskopaufnahme der dafür produzierten Schaltungen ist in Abb. 5.3 gezeigt. So wie die Ersatzschaltbilder wurden auch die Layouts der Zellen so ähnlich wie möglich gestaltet, um Verhaltensänderungen dem Einfluss der π -Phasenverschiebung zuordnen zu können.

Das Blockschaltbild und das Foto der auf dem Chip realisierten Testumgebung sind in Abb. 5.4 dargestellt. Die Schaltung besteht aus einem DC/SFQ-Wandler und zwei SFQ/DC-Wandlern welche die Schnittstellen zur Raumtemperaturelektronik bereitstellen. Mögliche Wechselwirkungen zwischen dem TFF und den Schnittstellen werden durch jeweils zwei JTL reduziert. Außerdem besitzt das TFF eine separate Stromversorgungsleitung (ITFF).

³bei Verwendung eines PC mit 3 GHz Dual-Core-Prozessor und 4 GB Arbeitsspeicher

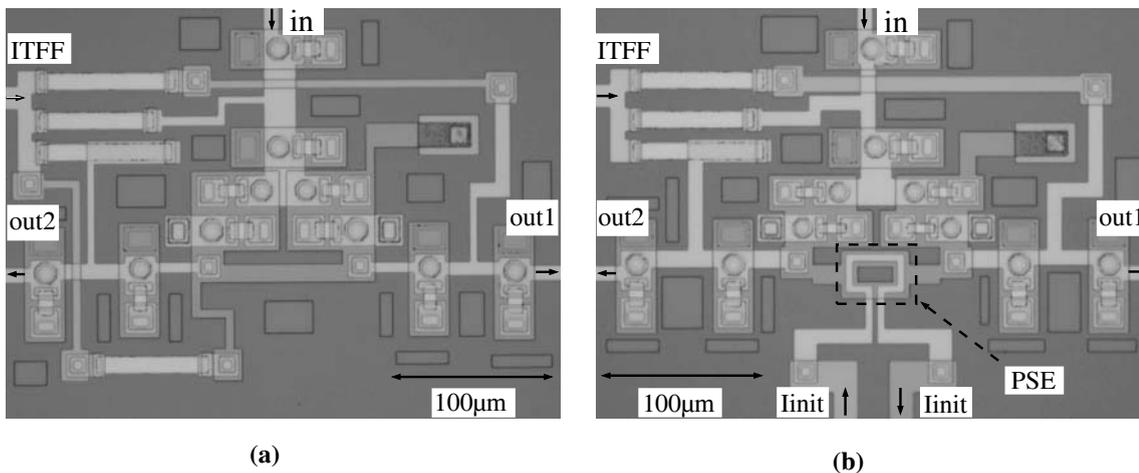


Abb. 5.3: Mikroskopaufnahme der experimentell untersuchten TFF-Zellen
 (a) konventionelles TFF (Abb. 5.1 Version A)
 (b) TFF mit eingebautem π -Phasenschieber (Abb. 5.1 Version B)

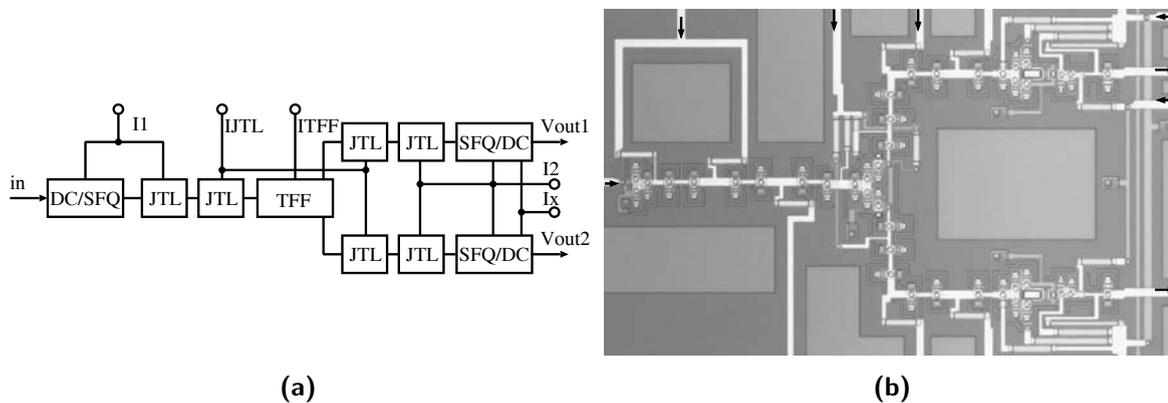


Abb. 5.4: (a) Blockschaltbild der Testumgebung zur Untersuchung der TFF-Zellen
 (b) Mikroskopaufnahme der Testschaltung zur Untersuchung der TFF-Zellen

Der externe bei Raumtemperatur betriebene Messaufbau umfasst jeweils einen Differenzverstärker pro Ausgangskanal mit einer 80 dB-Verstärkung, wodurch die Amplitude des Ausgangssignals der RSFQ-Schaltung auf ein Volt erhöht wird. Das Schaltfehlerverhältnis wird mit einem DSP⁴ ermittelt. Von diesem wird ein 50 kHz-Eingangssignal erzeugt und die Kontrolle des Ausgangssignals durchgeführt. Jede Abweichung von dem erwarteten Testmuster wird als Fehler gezählt. Es werden automatisch 10^5 Taktzyklen gemessen und das Ergebnis wird an den Kontrollrechner übermittelt. Dieser steuert den DSP und die für die Versorgung der RSFQ-Schaltung verwendeten Stromquellen. Nach Abschluss einer Messung wird automatisch vom Computer ein neuer Stromwert eingestellt und die DSP-Messung neu gestartet. Der Arbeitsbereich des TFF wird ermittelt, indem der Versorgungsstrom ITFF in $1 \mu\text{A}$ -Schritten verändert und das Schaltfehlerverhältnis bestimmt wird. Das Ergebnis für

⁴engl.: Digital Signal Prozessor

Tab. 5.2: Übersicht der Ergebnisse aus der *BER*-Messung

Version	f. F. ($T = 4,2\text{ K}$)		s. F. ($T = 4,2\text{ K}$)	
	δ	eff. Rauschtemp.	δ	eff. Rauschtemp.
A	53,1	5,5 K	55,2	5,7 K
B	29,1	6,5 K	155	4,7 K

beide TFF-Versionen ist zusammen mit der Simulationskurve für $T = 4,2\text{ K}$ in Abb. 5.5 dargestellt.

An die ermittelten Daten kann durch Bestimmung der Parameter die Gl. (5.2) angepasst werden. Die daraus gewonnenen δ -Werte sind in Tabelle 5.2 aufgelistet. Aus diesen Werten kann mittels Gl. (5.3) und den durch Simulation ermittelten α -Werten (Abschnitt 5.1.2) die effektive Rauschtemperatur für jede Flanke bestimmt werden. Der Durchschnittswert für alle vier Flanken beträgt $T = 5,6\text{ K}$ [96]. Dass die experimentell ermittelte Rauschtemperatur größer als die reale Betriebstemperatur ist, war zu erwarten. Durch den Messaufbau wird der Schaltung von außen zusätzliche Rauschenergie zugeführt, was diese Abweichungen bewirkt. Die effektiven Rauschtemperaturen liegen alle oberhalb der realen Betriebstemperatur und besitzen ähnliche Werte für alle Flanken. Somit sind die simulierten und experimentell ermittelten Werte konsistent.

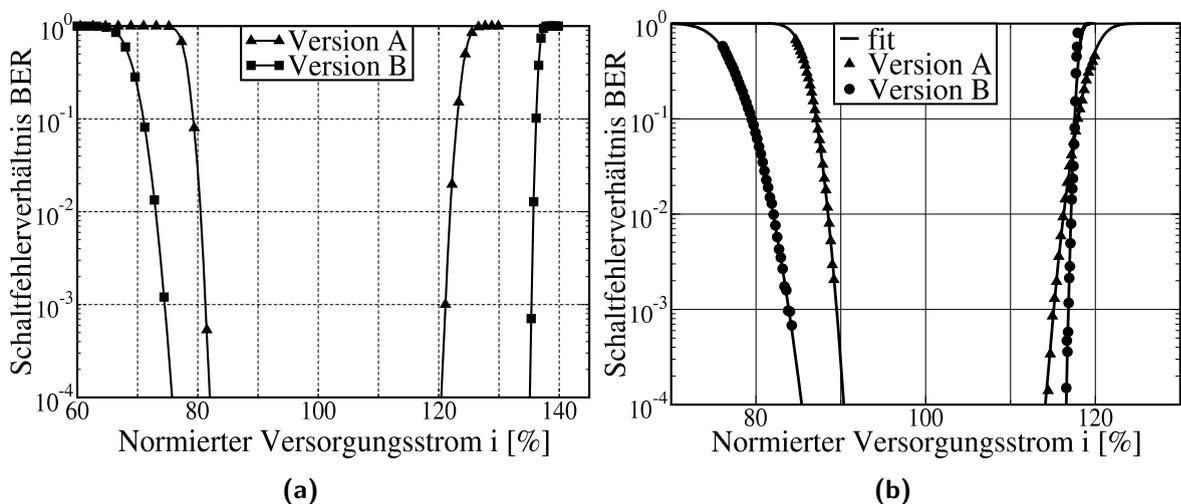


Abb. 5.5: (a) Simulierter Verlauf des Schaltfehlerverhältnisses der TFF-Zellen (Abb. 5.1)
 (b) Gegenüberstellung der experimentell ermittelten Schaltfehlerverhältnisse.

Unterschiede zwischen den simulierten und gemessenen Arbeitsbereiche können Abb. 5.5 der Schaltung entnommen werden. Es ist ein breiterer Arbeitsbereich des TFF mit PSE zu erwarten. Diese Abweichungen können durch Parameterstreuung verursacht werden, besonders wahrscheinlich ist eine markante Abweichung des kritischen Stromes in einem der Komparator-Kontakte.

Von dem reduzierten Arbeitsbereich abgesehen, stimmen gemessene und simulierte Werte gut überein. Der simulierte Verlauf der Übergangsbereiche wurde eindeutig von den Messungen bestätigt. Damit sind auch die Abschätzungen für die rauschbedingte Reduktion des Arbeitsbereiches bei niedrigen Schaltfehlerverhältnissen belegt.

Dies sind die ersten Untersuchungen an zwei unterschiedliche Topologien derselben Zelle bezüglich der Stabilität gegenüber thermischen Rauschens. Die Simulationsergebnisse wurden durch die Messdaten bestätigt. Der symmetrische Zellaufbau, welcher durch die Implementierung eines Phasenschieberelements erreicht wird, verbessert die Robustheit des TFF gegenüber thermischen Rauscheinflüssen. Dies zeigt sich zum Beispiel an der vom Rauschen verursachten Verkleinerung des Arbeitsbereiches zwischen $BER = 10^{-4}$ und $BER = 10^{-12}$, welcher durch die Implementierung des PSE um 6% reduziert wird.

5.2 Methode der Sensitivitätsanalyse

Im vorangegangenen Abschnitt wurde der Übergangsbereich am Rande des Arbeitsbereiches einer RSFQ-Schaltung analysiert und die Wirkung des thermischen Rauschens auf das Schaltverhalten einer RSFQ-Schaltung untersucht. Diese Methode und die damit gewonnenen Resultate eignen sich zur Klassifizierung der Rauschimmunität von RSFQ-Schaltungen. Ziel dieses Abschnitts ist den Einfluss einzelner Rauschquellen innerhalb der RSFQ-Schaltung auf das Verhalten der Gesamtschaltung zu untersuchen. Dafür wird eine Sensitivitätsanalyse als neue Methode für RSFQ-Schaltungen vorgeschlagen. Als Berechnungsgrundlage wird das Schaltfehlerverhältnis in einem Arbeitspunkt im Übergangsbereich verwendet. Der Übergangsbereich reagiert sehr sensibel auf Parameteränderungen. Herstellungsbedingte Parametervariationen werden bereits in den vorhandenen Optimierungswerkzeugen berücksichtigt (Abschnitt 3.3.3); um diese zu ergänzen wird die Sensitivitätsanalyse lediglich auf Rauschquellen angewendet. Alle auf dem Chip vorhandenen Widerstände, die im elektrischen Kontakt mit der Schaltung stehen, werden als eine solche Quelle angesehen.

In Abschnitt 3.2 wurde bereits dargelegt, dass eine analytische Berechnung der Rauscheinflüsse auf das Schaltverhalten einer RSFQ-Schaltung nicht möglich ist. Daher wird hier ein heuristischer Ansatz verfolgt, der auf Simulationen im Zeitbereich basiert. Das verwendete Prinzip ist in Abb. 5.6 (a) veranschaulicht [96]. Für die erste Bestimmung des Schaltfehlerverhältnisses wird die Rauschtemperatur aller Widerstände mit $T = 4,2\text{K}$ angenommen. Die resultierende BER -Kurve als Funktion des Versorgungsstromes der fallenden Flanke ist am Beispiel des konventionellen TFF in Abb. 5.6 (a) dargestellt. In einer zweiten Berechnung wird die Rauschtemperatur eines der Widerstände verzehnfacht ($T = 42\text{K}$), was eine Erhöhung der von ihm generierten Rauschenergie zur Folge hat. Die resultierende Kurve ist am Beispiel des Widerstandes RJ5 ebenfalls dargestellt. Der Anstieg der BER -Kurve nimmt durch die zusätzliche Rauschenergie ab. An beide Kurven können die Parameter der Fehlerfunktion (Gl. (5.2)) angepasst werden um so den Parameter δ zur Quantifizierung des Rauscheinflusses zu erhalten. Je größer der Rauscheinfluss ist, desto kleiner ist der δ -Wert. Der Vergleich auf der

Grundlage der δ -Werte ist ein mögliche — allerdings sehr rechenintensive — Methode. Die Analyse des TFF mit 14 Widerständen dauert etwa 1 Woche mit einem aktuellen PC⁵.

Um diese Zeit zu reduzieren, wurde die Berechnung auf einen Arbeitspunkt beschränkt. Für diesen Arbeitspunkt wird das Schaltfehlerverhältnis zur Charakterisierung genutzt. Es hat sich als sinnvoll erwiesen, mindestens 10^5 Schaltvorgänge zu analysieren, um zufällige Variationen auszuschließen. Auf diese Weise wird die erforderliche Rechenzeit bei 14 Widerständen auf 1,5 Tage reduziert.

Der Versorgungsstrom der analysierten RSFQ-Zelle wird so eingestellt, dass ein Schaltfehlerverhältnis $BER \approx 1\%$ entsteht. In diesem Arbeitspunkt wird das Schaltfehlerverhältnis BER_1 ermittelt. Danach wird die Rauschenergie eines Widerstandes, durch die Verzehnfachung seiner Rauschtemperatur, künstlich erhöht. Dieser Faktor hat sich bei den ersten Untersuchungen als geeignet erwiesen, um eindeutige Abweichungen des Schaltfehlerverhältnisses zu erzeugen. Mit der Rauschtemperatur $T = 42\text{ K}$ wird eine zweite Simulation durchgeführt und das Schaltfehlerverhältnis BER_2 bestimmt. Es wird dabei ein um ΔBER erhöhtes Schaltfehlerverhältnis für den selben Arbeitspunkt ermittelt. Auf diese Weise wird das Verhältnis $f = BER_2/BER_1$ für alle Widerstände einer Schaltung evaluiert. Die Untersuchung zielt lediglich auf qualitative Unterschiede zwischen den einzelnen Rauschquellen ab. Für einen Arbeitspunkt einer bestimmten Zelle werden die ermittelten Werte für f untereinander verglichen.

5.2.1 Untersuchung des konventionellen TFF

Als Erstes wurde die Sensitivitätsanalyse am konventionellen TFF ohne PSE (Abb. 5.1 Version A) durchgeführt. Ausgehend von der Annahme, dass RSFQ-Schaltungen maßgeblich von dynamischen Entscheidungsfehlern des Komparators beeinflusst werden, wurde im Vorfeld der Untersuchungen ein besonderer Einfluss dieser Struktur erwartet. Ein starker Einfluss der Dämpfungswiderständen der Komparator-Kontakte ist wahrscheinlich. Da alle Komparator-Kontakte im Durchschnitt gleichhäufig schalten, sind nur minimale Unterschiede zwischen dem Einfluss ihrer Dämpfungswiderstände zu erwarten. Außerdem wird vermutet, dass der Stromeinspeisungspunkt der Quelle IB4 zwischen den Komparator-Kontakten besonders sensibel für Rauscheinflüsse ist.

In Abb. 5.6 (b) sind die Ergebnisse dieser Untersuchung für jeweils einen Arbeitspunkt in beiden Übergangsbereichen der BER -Kurve dargestellt. Alle Dämpfungswiderstände sind mit RJ bezeichnet und die Nummerierung richtet sich nach der zugehörigen Nummer des JK (Abb. 5.1 Version A). Die Widerstände der Stromversorgung werden mit RB bezeichnet, auch dabei wird die Nummerierung von den jeweiligen Stromquellen übernommen. In der Darstellung wurden lediglich die Widerstände der Schaltung aufgenommen, die bei der Analyse einen erkennbaren Einfluss auf das Schaltfehlerverhältnis haben.

Zunächst werden nur die Ergebnisse der fallenden Flanke betrachtet. Sie entsprechen zum Teil den Erwartungen. Die Einflüsse der Komparator-Kontakte auf das Schaltfehlerverhältnis

⁵bei Verwendung eines PC mit 3 GHz Dual-Core-Prozessor und 4 GB Arbeitsspeicher

sind wie erwartet dominant. Weder die Dämpfungswiderstände noch das Widerstandsnetzwerk der JTL-Bestandteile des TFF haben einen erkennbaren Einfluss auf die Schaltfehlerverhältnisse. Unerwartet ist das Ergebnis, dass die Stromspeisung IB4 zwischen den Komparator-Kontakten die Schaltfehleranzahl kaum beeinflusst. Ebenfalls unerwartet ist, dass lediglich die Widerstände RJ3 und RJ5 einen markanten Einfluss haben. Demnach reagiert nur einer der beiden Komparatoren im TFF sensibel auf zusätzliche thermische Rauschenergie.

Im Vergleich der beiden Flanken untereinander ist zunächst zu erkennen, dass die Schaltfehlerrelation f bei gleichen Widerständen unterschiedlich stark ansteigt. Dies kann auf die unterschiedliche Steilheit der Flanken zurückgeführt werden, weil sich Parameteränderungen dadurch verschieden stark auswirken.

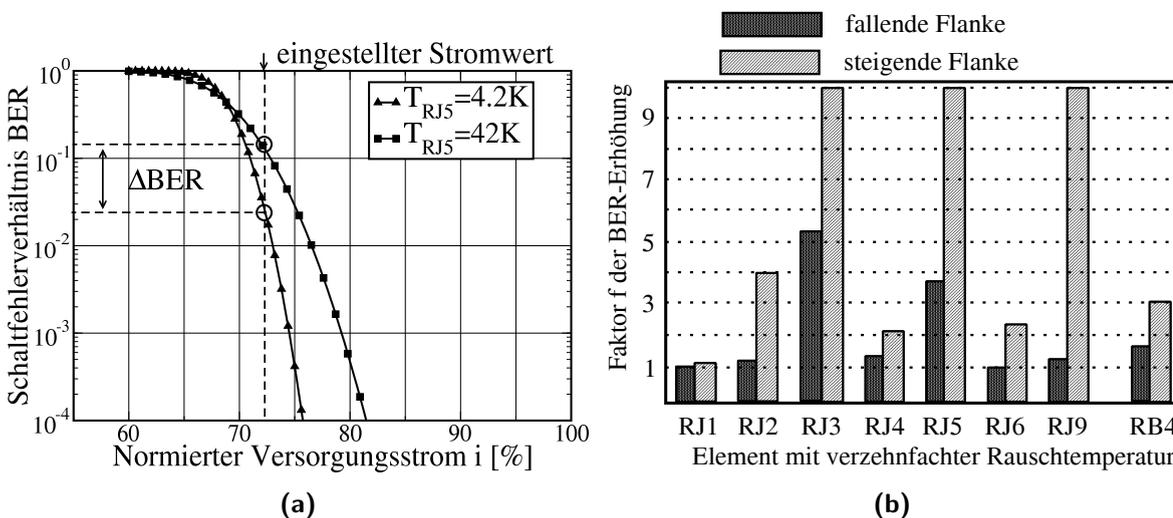


Abb. 5.6: (a) Prinzip der Empfindlichkeitsanalyse am Beispiel des Dämpfungswiderstandes RJ5 des Kontaktes J5
 (b) Ergebnisse der Empfindlichkeitsanalyse des TFF ohne π -Phasenschieber

An der steigenden Flanke ist im Unterschied zur fallenden ein Einfluss aller Komparator-Kontakte zu erkennen. Die zusätzliche Empfindlichkeit aufgrund der Flankensteilheit ist der Grund dafür. Jedoch ist auch auf der steigenden Flanke der Einfluss von RJ3 und RJ5 bestimmend. Hinzu kommt ein deutlicher Einfluss von RJ9, welcher im Abschnitt 5.2.2 näher erläutert wird.

Die wichtigste neue Erkenntnis der Sensitivitätsanalyse ist, dass der Einfluss der Widerstände des Versorgungsnetzwerks auf die Schaltfehler der RSFQ-Schaltung zu vernachlässigen ist. Der dominante Einfluss der Dämpfungswiderstände der Komparator-Kontakte konnte bestätigt werden. Eine weitere neue Erkenntnis ist nur für das hier untersuchte TFF gültig. Aufgrund des unsymmetrischen Schaltungsaufbaus besitzt nur ein Komparator einen wesentlichen Einfluss auf die Schaltfehleranzahl der Zelle.

5.2.2 Untersuchungen des TFF mit π -Phasenverschiebung

Die Ergebnisse der Sensitivitätsanalyse des TFF mit PSE sind in Abb. 5.7 dargestellt. Es wurden lediglich Widerstände mit markantem Einfluss in die Darstellung aufgenommen. Die Symmetrie des Schaltungsaufbaus, welche durch die Implementierung des π -Phasenschiebers erzielt wurde, spiegelt sich in den Untersuchungsergebnissen wider (z. B. haben RJ6 und RJ9 denselben Einfluss). Einige Ergebnisse, die sich bereits für das konventionelle TFF ergeben haben, wurden hier nochmals bestätigt. Die Dämpfungswiderstände der Komparator-Kontakte beeinflussen das Schaltfehlerverhältnis der Schaltung stark und der Einfluss der Widerstände des Versorgungnetzwerks kann vernachlässigt werden.

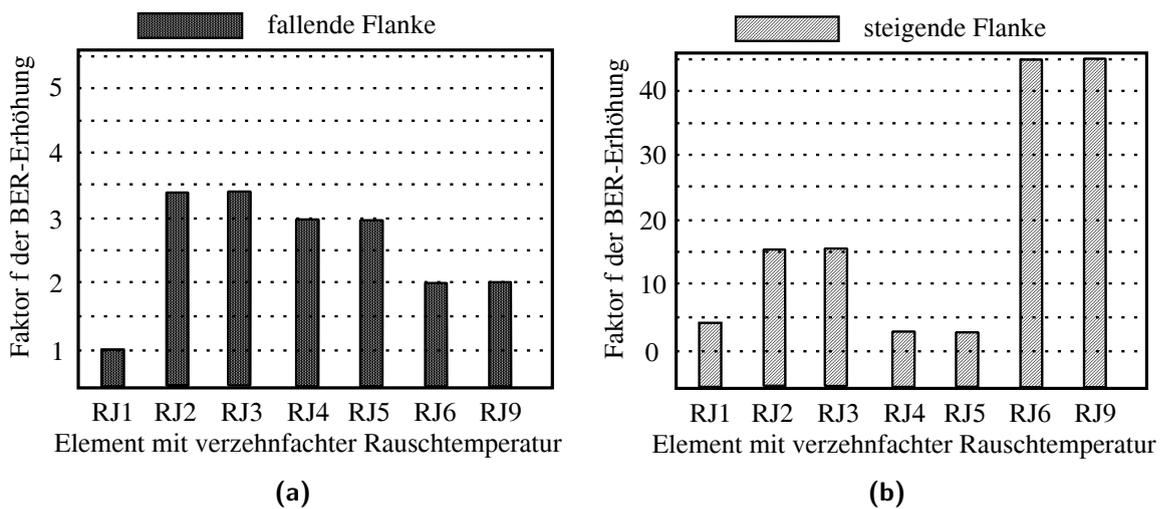


Abb. 5.7: Ergebnisse der Empfindlichkeitsanalyse des TFF mit π -Phasenschieber

(a) Untersuchungsergebnisse der fallenden Flanke

(b) Untersuchungsergebnisse der steigenden Flanke

Die Kontakte, welche sich unmittelbar an den TFF-Kern anschließen, haben auf der steigenden Flanke den stärksten Einfluss. Dieses Verhalten ist bereits aus der Analyse des konventionellen TFF bekannt. Beide Fälle haben dieselbe Ursache. Im oberen Teil des Arbeitsbereiches ist der Versorgungsstrom der Zelle so hoch, dass sich die Art des Schaltfehlers ändert. In diesem Bereich ist der Versorgungsstrom in einigen JK schon fast so hoch wie deren kritischer Strom. Im TFF mit PSE beträgt zum Beispiel der Versorgungsstrom I_v in J6 im Zustand „0“ $I_v = 0.994I_c$. Das Verhältnis von Versorgungsstrom zu kritischem Strom ist dabei geringfügig höher als bei den benachbarten Kontakten J2. Das selbe gilt für den Kontakt J9, wenn die Zelle im Zustand „1“ ist.

In diesem Arbeitspunkt treten in der Simulation statische und dynamische Schaltfehler auf. Durch den hohen Versorgungsstrom steigt die Wahrscheinlichkeit von statischen Schaltfehlern, welche nicht durch ein Eingangssignal ausgelöst und stark von der Rauschenergie beeinflusst werden. Daher reagiert die Schaltung auch sehr sensibel auf die Erhöhung der

Rauschenergie der Widerstände RJ6 und RJ9, weil auf diese Art die Wahrscheinlichkeit für einen statischen Schaltfehler stark ansteigt.

Der Arbeitsbereich der Zelle kann bei einem Verhältnis $I_v/I_c = 0,994$ auf der steigenden Flanke nicht weiter verbessert werden. Funktionsbegrenzend ist an dieser Stelle das Verhältnis I_v/I_c und die effektive Rauschtemperatur welche auf $T = 4,2$ K festgelegt ist. Auch eine Vergrößerung der kritischen Ströme der entsprechenden Kontakte würde nicht zu einer Verbreiterung des Arbeitsbereiches führen. Damit würde auch gleichzeitig die fallende Flanke mit beeinflusst und effektiv lediglich der gesamte Arbeitsbereich verschoben werden.

Bei einer bistabilen Zelle könnte im Allgemeinen eine Zustandsabhängigkeit der Sensitivität entstehen. An der Stelle könnte dann die Schaltung verbessert werden. Dies ist bei dem TFF mit PSE nicht der Fall so kann diese Zelle aus Sicht der Sensitivitätsanalyse als optimal betrachtet werden.

5.2.3 Mögliche Verbesserung konventioneller RSFQ-Zellen

Die Sensitivitätsanalyse hat für das konventionelle TFF ohne PSE zwei besonders einflussreiche Dämpfungswiderstände (RJ3 und RJ5) identifiziert. Es ist davon auszugehen, dass die Schaltung funktioniert, wenn die Rauschenergie dieser Widerstände reduziert wird. Nach Gl. (3.10) vermindert sich der von einem Widerstand erzeugte Rauschstrom, wenn dessen Wert R vergrößert wird. Prinzipiell kann der Wert des Dämpfungswiderstandes nicht beliebig verändert werden, da der McCumber-Parameter in RSFQ-Schaltungen $\beta_c < 4$ sein sollte [46]. Diese Richtlinie gilt aber nur für den durchschnittlichen McCumber-Parameter aller Kontakte einer Schaltung und kann in wenigen Ausnahmefällen umgangen werden. Zum Beispiel haben Untersuchungen am Komparator ergeben, dass dieser auch mit größeren Dämpfungswiderständen ($\beta_c > 4$) ausgestattet werden kann, solange die umgebende Schaltung die entstehende Oszillation dämpft [97]. Die betreffenden Kontakte sind induktiv an den unterdämpften Schaltungsteil gekoppelt und bleiben so nach dem Schalten nicht im Spannungszustand. Deshalb ist es möglich, die Dämpfungswiderstände der Kontakte eines Komparators des TFF zu verändern, ohne die Schaltfunktion zu gefährden. Durch die enge Kopplung der beiden Komparatoren wird der zweite Komparator, der weiterhin zu $\beta_c = 1$ gedämpft wird, als Dämpfung des Veränderten auftreten. In Abb. 5.8 ist das Schaltfehlerverhältnis als Funktion des normierten Versorgungsstromes für verschiedene McCumber-Parameter der Kontakte RJ3 und RJ5 dargestellt. Durch die Variation der beiden Dämpfungswiderstände verbreitert sich der Arbeitsbereich des konventionellen TFF um mehr als 10%.

Der Ansatz zur Verbesserung der Schaltungsrobustheit durch die Variation der Dämpfungswiderstände ist vielversprechend. Der nächste Schritt ist die messtechnische Verifikation der Simulationsergebnisse. Die dafür erforderlichen Schaltungen wurden bereits entworfen und befinden sich zur Zeit in Produktion.

Der Rechenaufwand zur Bestimmung der einflussreichsten Parameter liegt zwischen ein und zwei Tagen⁶ für eine komplette Basiszelle und ist vertretbar. Außerdem lässt sich der

⁶bei Verwendung eines PC mit 3 GHz Dual-Core-Prozessor und 4 GB Arbeitsspeicher

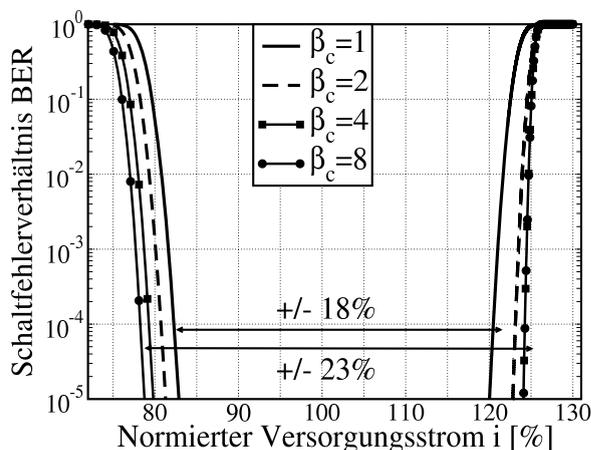


Abb. 5.8: Variation des McCumber-Parameters und die positiven Auswirkungen auf den Arbeitsbereich des konventionellen TFF

Ablauf gut automatisieren und somit einfach auf andere Schaltungen übertragen. Nach der Ermittlung des einflussreichsten Parameters liegt es in der Hand des Designers, die Informationen gewinnbringend zu verwenden.

5.3 Schaltfehleranalyse in RSFQ-Basiszellen

Ziel dieser Analyse ist es, ein tiefgehendes Verständnis der Vorgänge in RSFQ-Schaltungen zu erhalten. Zusätzlich sollen die Parameter, welche den Arbeitsbereich begrenzen, ermittelt werden. Das konventionelle TFF ohne PSE wird als Untersuchungsobjekt verwendet. Ein weiterer wichtiger Bestandteil dieses Abschnitts ist die experimentelle Verifikation der Simulationsergebnisse, mit denen auch das Rauschmodell des Schaltkreissimulators (JSIM) überprüft wird.

5.3.1 Simulationsbasierte Schaltfehleranalyse des konventionellen TFF

Die Ergebnisse der Simulationen und der experimentellen Untersuchungen werden gegenübergestellt. Um eine gute Vergleichbarkeit beider Ergebnisse zu gewährleisten, wurden die Schaltungsparameter der Simulation an die realisierten Werte angepasst. Bei jeden produzierten Wafer wurden im Rahmen dieser Arbeit die realen Flächeninduktivitäten, kritische Stromdichte sowie die Widerstände bestimmt. Bei den in diesem Abschnitt untersuchten Chips weichen Induktivitäten um 10 % und kritische Ströme um 20 % vom Designwert ab. Für die Simulationen wurden die Werte aus Abb. 5.1 (Version A) verwendet und mit den entsprechenden Abweichungen beaufschlagt.

In der Simulation zur Analyse der Schaltfehler beträgt die Rauschtemperatur aller Widerstände $T = 4,2 \text{ K}$. In den untersuchten Arbeitspunkten (Abb. 5.9) beträgt das Schaltfehlerverhältnis $3\% \leq BER \leq 5\%$, wobei in jeder Untersuchung 10000 Schaltvorgänge simuliert werden. Es wird ein Arbeitspunkt (AP1) auf der fallenden Flanke und ein Arbeitspunkt (AP2) auf der steigenden Flanke untersucht.

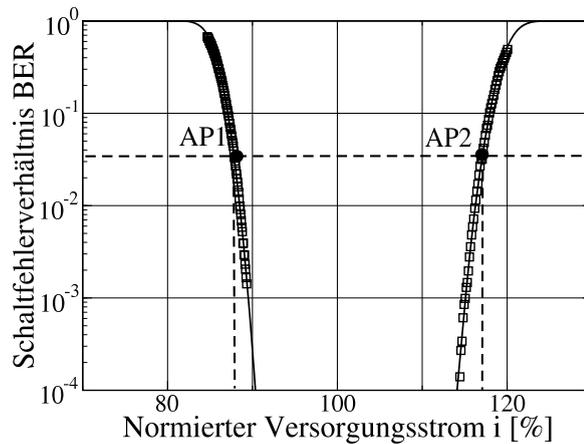


Abb. 5.9: BER-Kurve des konventionellen TFF mit den detailliert untersuchten Arbeitspunkten

Die Simulationsergebnisse beinhalten damit zwischen 300 und 500 Schaltfehler, deren Muster ausgewertet wird. Die Untersuchung hat ergeben, dass die Art des Schaltfehlers lediglich vom Arbeitspunkt und damit von der jeweiligen Flanke abhängt. In einem Arbeitspunkt tritt ausschließlich eine Art des Schaltfehlers auf. Diese sind in Abb. 5.10, verdeutlicht durch den Strom in der Speicherinduktivität L_5 sowie den Phasen der Ausgangskontakte (J10 und J8), dargestellt. Jede Änderung des Strompegels entspricht einer Änderung des Zellenzustandes. Bei einem hohen Strompegel ist ein Flussquant in der Zelle gespeichert und sie befindet sich im Zustand „1“. Bei einem niedrigen Strompegel ist kein Flussquant in der Zelle und sie befindet sich im Zustand „0“. Die Phasen der JK sind ein eindeutiges Indiz für deren Schalten. Jeder 2π -Phasensprung entspricht einem vom Kontakt übertragenen SFQ-Impuls.

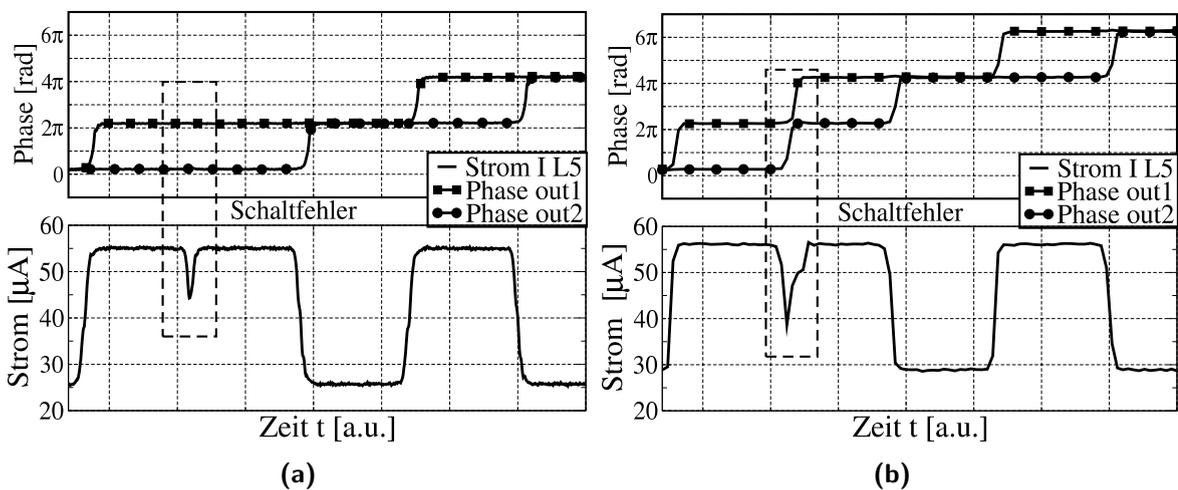


Abb. 5.10: Simulierte Schaltfehler des konventionellen TFF an der:
 (a) unteren Grenze (AP1) des Arbeitsbereiches
 (b) oberen Grenze (AP2) des Arbeitsbereiches

In Abb. 5.11 sind die SFQ-Impulse im Falle eines Schaltfehlers skizziert. Die mit einem Stern gekennzeichneten Impulse sind die Schaltfehler. Im AP1 entsteht im Falle eines Schaltfehlers kein Ausgangssignal. Das TFF wird in diesem Arbeitspunkt mit zu wenig Strom betrieben und dadurch besteht die Möglichkeit, dass fälschlicherweise J4 und J5 gemeinsam schalten. Der Schaltfehler wird durch die Fehlentscheidung einer der beiden Komparatoren hervorgerufen. Dabei ändert sich der Zustand der Zelle nicht. Der Verlauf der Ausgangssignale setzt nur einen Datentakt aus. Im Arbeitspunkt AP2 ist der Versorgungsstrom des TFF zu hoch. In Folge des hohen Stromes neigt der Kontakt J3 zum falschen Schalten. In diesem Fall verlässt jeweils ein Flussquant die beiden Zellenausgänge. Dabei bleibt der Zellenzustand erhalten.

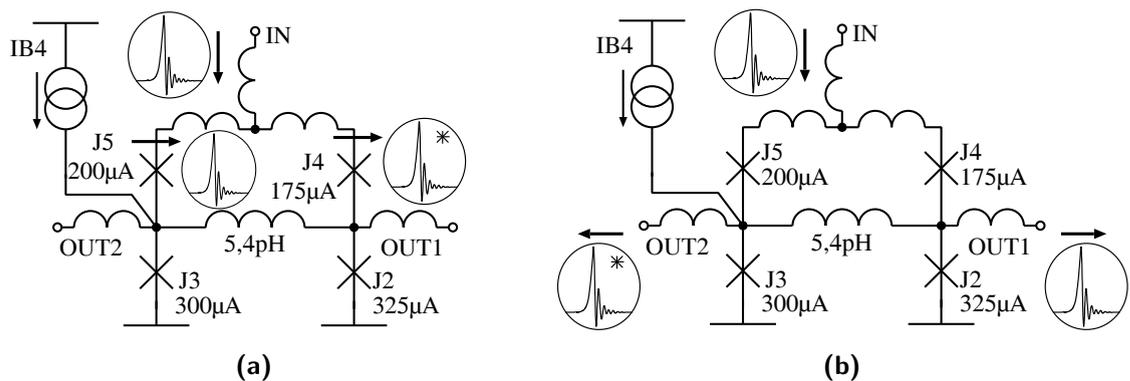


Abb. 5.11: Veranschaulichungen der Schaltfehler (mit einem Stern gekennzeichnet) im konventionellen TFF:
 (a) TFF im Arbeitspunkt AP1
 (b) TFF im Arbeitspunkt AP2

5.3.2 Experimentelle Schaltfehleranalyse des konventionellen TFF

Die experimentelle Bestimmung der Schaltfehler erfolgt mit der in Abb. 5.4 dargestellten Schaltung. Dabei wurden die Schnittstellen-Elemente mit dem idealen Versorgungsstrom betrieben. Der separate Versorgungsstrom (ITFF) des TFF wurde so variiert, dass sich die eingestellten Arbeitspunkte im Übergangsbereich befinden (Abb. 5.9). Weil alle Baugruppen außer dem TFF im idealen Arbeitspunkt betrieben werden, ist das TFF die Hauptquelle der Schaltfehler.

In der experimentellen Untersuchung werden zeitgleich beide Ausgänge der RSFQ-Schaltung überwacht. In Abb. 5.12 sind die Ausgangssignale der beiden SFQ/DC-Wandler 10000-fach verstärkt und zusammen mit dem Taktsignal dargestellt. Jede Änderung des Spannungspegels an einem der Ausgänge entspricht einem SFQ-Impuls, welcher den betreffenden SFQ/DC-Wandler erreicht hat.

Durch die Analyse der Ausgangssignale beider SFQ/DC-Wandler können außerdem Schaltfehler herausgefiltert werden, die nicht dem TFF zuzuordnen sind. Der SFQ/DC-Wandler ist

neben dem TFF die einzige Schaltfehlerquelle der untersuchten Schaltung. Bei weniger als 1% der auftretenden Fehler ist der SFQ/DC-Wandler die Ursache. Diese Fehler sind eindeutig identifizierbar und wurden von der durchgeführten Schaltfehleranalyse ausgeklammert.

Durch das zeitgleiche Auslesen beider TFF-Ausgänge ist es möglich, die Art des Schaltfehlers sowie den Zustand des TFF zu bestimmen, in dem der Schaltfehler aufgetreten ist. Die in Abb. 5.11 dargestellten simulierten Schaltfehler entsprechen genau den experimentell ermittelten Fehlern. Damit ist gezeigt, dass das Rauschmodell des verwendeten Schaltkreissimulators (JSIM) geeignet ist, um Vorhersagen über die rauschinduzierten Schaltfehler einer RSFQ-Schaltung zu treffen.

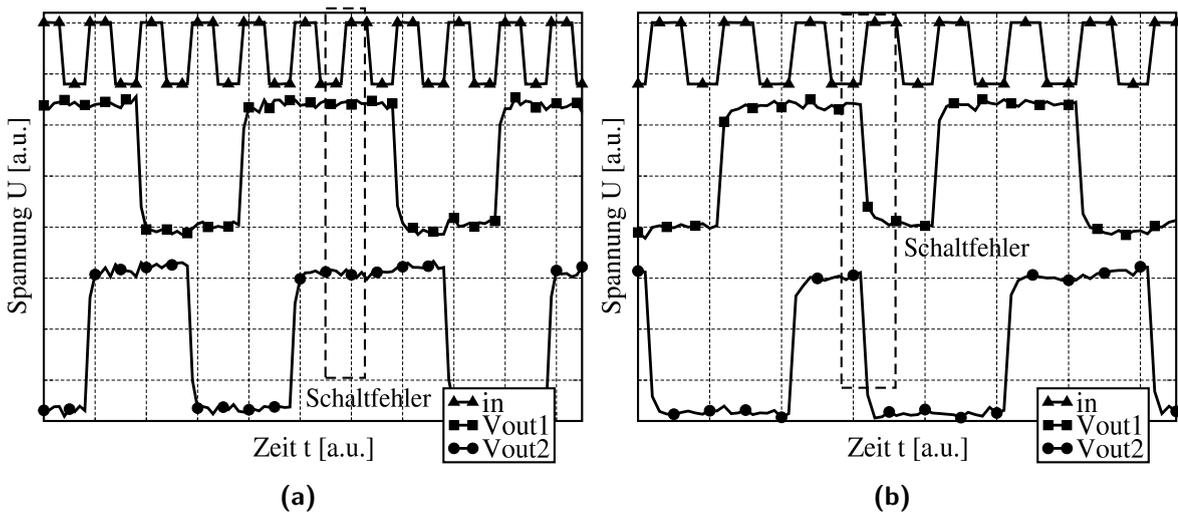


Abb. 5.12: Experimentell ermittelte Schaltfehler des konventionellen TFF

(a) TFF im Arbeitspunkt AP1

(b) TFF im Arbeitspunkt AP2

5.3.3 Zustandsabhängigkeit der Schaltfehler

In den beiden vorangegangenen Abschnitten wurde bereits dargelegt, dass sowohl die Simulations- als auch die Messergebnisse genaue Rückschlüsse auf den Zellenzustand (siehe Abb. 4.14) des TFF erlauben. In diesem Abschnitt wird der Zusammenhang zwischen Zellenzustand und der Schaltfehlerhäufigkeit im konventionellen TFF untersucht. Die dafür ausgewerteten Datensätze umfassen zwischen 300 und 500 Schaltfehler. Für jeden Zustand werden die auftretenden Schaltfehler gezählt und ins Verhältnis zur Gesamtzahl der Schaltfehler gesetzt. Das Ergebnis ist für einen Arbeitspunkt auf der fallenden Flanke (f. F.) und dem Arbeitspunkt auf der steigenden Flanke (s. F.) in Abb. 5.13 dargestellt.

Dieselbe Auswertung wurden für die experimentell ermittelten Datensätze auf der steigenden und auf der fallenden Flanke in mehreren Arbeitspunkten durchgeführt. Die Fehleranzahl schwankt abhängig vom Arbeitspunkt zwischen 5 und 1000. In allen Fällen wurde das Ergebnis der Simulation bestätigt, sodass die in Abb. 5.13 dargestellte Schaltfehlerverteilung

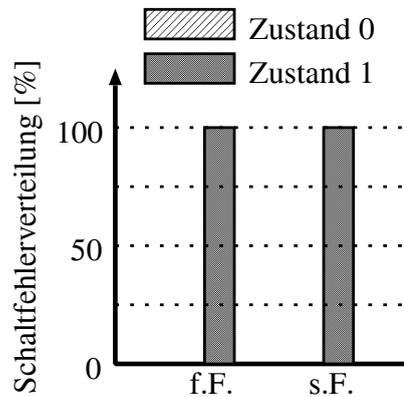


Abb. 5.13: Zustandsabhängige Verteilung der Schaltfehler des konventionellen TFF (Erklärung der Zellzustände siehe Abb. 4.14)

genauso für die experimentell ermittelten Daten gültig sind. Das ist allerdings nur der Fall, wenn die Parameter in der Simulation an die realen Parameter der Schaltung angepasst werden. Verwendet man statt dessen die Designwerte, verändert sich der Schaltfehler auf der steigenden Flanke.

Unabhängig vom Arbeitspunkt treten die Schaltfehler im konventionellen TFF ausschließlich im Zustand „1“ auf. In diesem Zustand ist im TFF ein Flussquant gespeichert und alle beobachteten Schaltfehler treten beim Auslesen dieses Flussquants auf. Dabei bleibt das Flussquant in jedem Fall in der Zelle gespeichert. Als Folge der unsymmetrischen Zellstruktur besitzen die Zustände im TFF eine unterschiedliche Stabilität. Da beide Zustände stark miteinander korrelieren, sollte es möglich sein, im Entwurfsprozess die Stabilität beider Zustände aneinander anzugleichen, um auf diese Weise die Gesamtstabilität der Zelle zu verbessern.

5.3.4 Schaltfehler im TFF mit PSE

Eine Möglichkeit zur Angleichung der Stabilität beider Zustände ist ein symmetrischer Schaltungsentwurf, wie er im TFF mit π -Phasenschieber realisiert ist (Abb. 5.1 Version B). Für das TFF mit PSE wurden die in Abschnitt 5.3.1 beschriebene Simulationsstudie unter den genannten Rahmenbedingungen durchgeführt. Die in dieser Zelle auftretenden flankenabhängigen Fehlerarten stimmen mit denen im konventionellen TFF überein (Abb. 5.11). Die Auswertung der Schaltfehlerverteilung ist in Abb. 5.14 dargestellt. Ein Zusammenhang zwischen dem Zellzustand und der Fehlerhäufigkeit kann in diesem Fall nicht festgestellt werden. Aus dieser Gleichverteilung ergibt sich, dass beide Arbeitspunkte im TFF mit π -Phasenschieber eine vergleichbare Stabilität besitzen.

Bezüglich der Auswirkungen der PSE auf das Schaltverhalten des TFF können die Ergebnisse dieses Kapitels wie folgt zusammengefasst werden. Mit der Implementierung des PSE wurde ein symmetrisches Design des TFF ermöglicht. Durch diesen topologischen Vorteil besitzt die optimierte Schaltung einen größeren Arbeitsbereich als die ursprüngliche Zelle. Gleichzeitig werden die thermischen Rauscheinflüsse auf die Schaltung reduziert. Durch die Schaltungssymmetrie besitzen die logischen Zustände der Zelle die gleiche Stabilität, was durch die Zustandsunabhängigkeit der Schaltfehler demonstriert wurde. Die Vorteile, welche

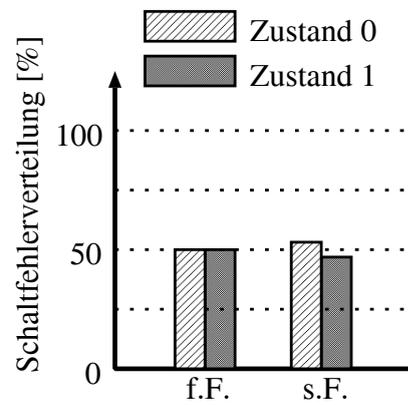


Abb. 5.14: Verteilung der Schaltfehler des TFF mit PSE (siehe Abb. 4.14)

sich aus der Implementierung eines PSE ergeben, sind nicht nur auf das TFF beschränkt. Da jede Logikzelle einen internen Speicher besitzt, dessen Stabilität mit einem PSE verbessert werden kann, profitieren alle RSFQ-Logikzellen.

Kapitel 6

Schaltungsentwurf und experimentelle Untersuchungen

In Kapitel 4 wurden bereits unterschiedliche Phasenschieberelemente vorgestellt und deren Gleichwertigkeit bezüglich des Einflusses auf RSFQ-Schaltungen demonstriert. In diesem Kapitel stehen nun die praktischen Anwendungen der PSE im Vordergrund. Einige PSE basieren auf speziellen Materialeigenschaften, welche neue Herstellungstechnologien erfordern. Diese Herstellungsprozesse und deren Besonderheiten sollen hier vorgestellt werden. Das Kapitel umfasst weiterhin die Beschreibung der resultierenden Schaltungscharakteristiken, wobei neben Designstudien und konkreten Schaltungsrealisierungen auch deren experimentelle Erprobung dargestellt werden. Außerdem werden grundlegende Untersuchungen des π -Phasenschiebers beschrieben, die für dessen praktische Verwendung notwendig sind.

Die experimentell untersuchten Schaltungen wurden von unterschiedlichen Kooperationspartnern hergestellt. Alle Chips der Nb-Technologie wurden am Institut für Photonische Technologien (IPHT) (Jena, Deutschland) in der von Prof. Dr. Meyer geleiteten Abteilung für Quantendetektion hergestellt. Alle Schaltungen der TTSL-HTSL-Technologie wurden in der von Prof. Dr. Hilgenkamp geleiteten Forschungsgruppe produziert, welche der Low Temperature Division der University of Twente (Enschede, Niederlande) angehört. Die SFS-Kontakte wurden von Dr. Weides am Forschungszentrum (FZ) Jülich (Jülich, Deutschland) am Institut für Festkörperforschung hergestellt.

Die im Folgenden präsentierten Schaltungen wurden im Rahmen dieser Arbeit entworfen. Dabei konnte in der Nb-Technologie auf Bestandteile der Zellbibliothek aus Quelle [44] zurückgegriffen werden. Die Schaltungen wurden vom Autor den technologiegegebenen Randbedingungen angepasst und optimiert, auch war er verantwortlich für die Durchführung eines Großteils der experimentellen Untersuchungen.

6.1 Experimentelle Untersuchung des π -Phasenschiebers

6.1.1 Initialisierung des π -Phasenschiebers

Der π -Phasenschieber muss während des Abkühlens der Schaltung von einem Magnetfeld durchsetzt werden, sodass genau ein Flussquant gespeichert wird. Das Einspeichern wird als Initialisierung des Phasenschiebers bezeichnet. Für die schaltungstechnische Anwendung des π -Phasenschiebers ist eine zuverlässige Initialisierungsmethode erforderlich. Es wurden bereits zwei unterschiedliche Methoden experimentell untersucht. In Quelle [98] wurde ein passiver Ansatz verwendet, wobei die Grundplatte unterhalb des π -Phasenschiebers mit einem Loch versehen war. Das magnetische Restfeld H_{ext} , welches sich innerhalb der üblicherweise verwendeten magnetischen Abschirmung befindet, durchsetzt den Ring des π -Phasenschiebers. Der umfasste magnetische Fluss Φ_{ext} ist von der Fläche A des π -Phasenschiebers abhängig:

$$\Phi_{ext} = \int \mu \vec{H}_{ext} d\vec{A}. \quad (6.1)$$

Die Initialisierungswahrscheinlichkeit wurde durch wiederholtes Heizen und Abkühlen der Schaltung untersucht. Dabei wurde die optimale Fläche des π -Phasenschiebers ermittelt, bei der dieser in sieben von sieben Versuchen korrekt initialisiert wurde [98].

Als Alternative wurde in Quelle [99] die aktive Initialisierung vorgeschlagen. Bei dieser Methode wird ein Magnetfeld durch eine Spule auf dem Chip erzeugt und induktiv in den π -Phasenschieber eingekoppelt. Hierbei bleibt das Magnetfeld lokal begrenzt, sodass die übrige RSFQ-Elektronik vollständig vom externen Magnetfeld abgeschirmt werden kann. Die Initialisierung des π -Phasenschiebers ist somit auch von der magnetischen Abschirmung der Schaltung unabhängig. Beides sind deutliche Vorteile gegenüber der passiven Initialisierung. Die aktive Initialisierung wurde in Quelle [99] bereits erfolgreich demonstriert.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden umfangreiche weiterführende Initialisierungsuntersuchungen durchgeführt. Der verwendete Versuchsaufbau (Abb. 6.1) stellt eine Kombination der beiden Initialisierungsstrategien [98; 99] dar. Die aktive Initialisierung wird angewendet, da mit dieser Strategie eine gute Kontrolle über das Magnetfeld, welches den π -Phasenschieber durchsetzt, gegeben ist. Das Grundplattenloch wird verwendet, um einen eventuell vorhandenen Einfluss der Grundplatte zu verhindern.

Wenn eine durchgehende Grundplatte unter dem π -Phasenschieber verwendet wird, besteht die Möglichkeit, dass diese als erstes supraleitend wird. Das magnetische Feld wird dann aus der Grundplatte verdrängt und dadurch wird auch das Feld verändert, das den π -Phasenschieber durchsetzt. Wenn dies geschieht, bevor dieser supraleitend ist, hat die Grundplatte einen Einfluss auf die Initialisierungswahrscheinlichkeit. Der Abkühlvorgang und die damit verbundene Verdrängung des magnetischen Feldes aus dem supraleitenden Material der Grundplatte ist ein komplexer Vorgang, der hier nicht eingehender untersucht werden soll. Es kann aber davon ausgegangen werden, dass ein Grundplattenloch die reproduzierbare Durchflutung des π -Phasenschiebers mit dem Magnetfeld erleichtert.

Für die Messungen wurde ein neues Konzept angewendet. Die Initialisierungsuntersuchungen in Quelle [98] basieren auf der Fluss-Spannungs-Kennlinie (Φ -U-Kennlinie) eines

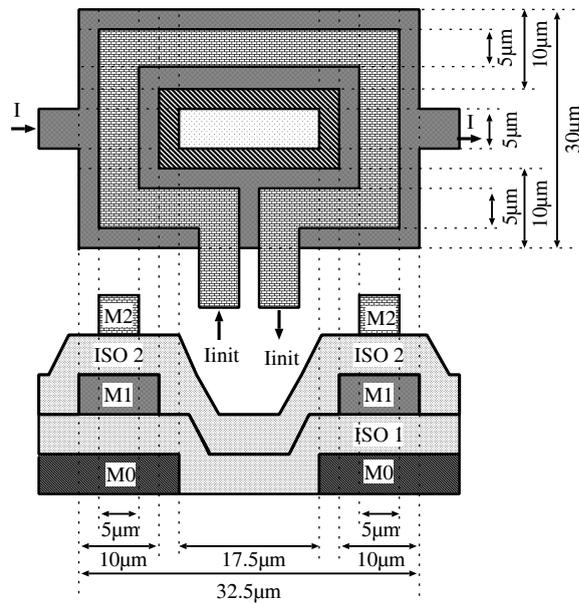


Abb. 6.1: Layout des π -Phasenschiebers mit Grundplattenloch für Nb-Technologie
(Nb-Schichten sind mit M_x und Isolationsschichten mit ISO_x gekennzeichnet)

DC-SQUID (Abschnitt 4.3). Erzeugt der π -Phasenschieber eine Phasenverschiebung, ändert sich die Φ -U-Kennlinie des DC-SQUID entsprechend Abb. 4.7. Diese Untersuchung kann jedoch nur dann eindeutige Ergebnisse liefern, wenn das SQUID perfekt von äußeren Magnetfeldern abgeschirmt ist. Andernfalls kann auch das vorhandene Restfeld Ursache für die Verschiebung in der Φ -U-Kennlinie sein. Da eine perfekte Abschirmung des Magnetfeldes nicht gewährleistet werden kann, eignet sich das Experiment nicht zur Evaluierung der Initialisierungswahrscheinlichkeit des π -Phasenschiebers.

Das in dieser Arbeit angewendete Konzept beruht auf der Untersuchung einer Digital-schaltung mit einem π -Phasenschieber. Auf dieser Grundlage sind zuverlässige Erkenntnisse über den Zustand des PSE gewährleistet, da eine Digital-schaltung ausschließlich im Falle einer korrekten Initialisierung funktionstüchtig ist. Die experimentelle Untersuchung wurde am Beispiel eines TFF mit π -Phasenschieber (Abb. 5.1 Version B) durchgeführt. Die dafür verwendete Gesamtschaltung ist in Abb. 5.5 gezeigt. Für verschiedene Initialisierungsströme I_{init} wurde die Initialisierungswahrscheinlichkeit des π -Phasenschiebers statistisch bestimmt. Der verwendete Messaufbau sowie der genaue Ablauf sind in Abb. 6.2 dargestellt. Für jeden Strom wurden 50 Wiederholungen des abgebildeten Messzyklus durchgeführt. Das Ziel dieser Untersuchung ist die Bestimmung eines Stromwertes, der die sichere Initialisierung des π -Phasenschiebers gewährleistet.

Im Experiment werden zwei Funktionsweisen der Schaltung unterschieden:

1. Der π -Phasenschieber ist richtig initialisiert:

→ Die Schaltung verhält sich wie ein TFF (TFF-Modus).

2. Der π -Phasenschieber ist nicht initialisiert:

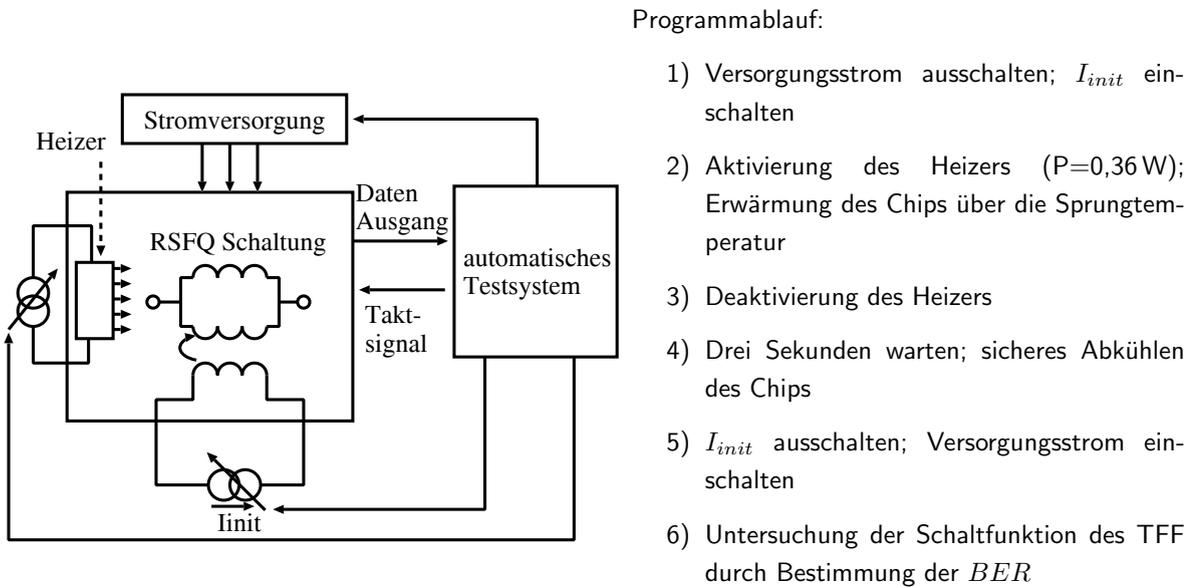


Abb. 6.2: Skizze des Versuchsaufbaus und Übersicht des Programmablaufes zur automatisierten Bestimmung der Initialisierungswahrscheinlichkeit

→ In Abhängigkeit von den Parametern können unterschiedliche Schaltmodi auftreten.

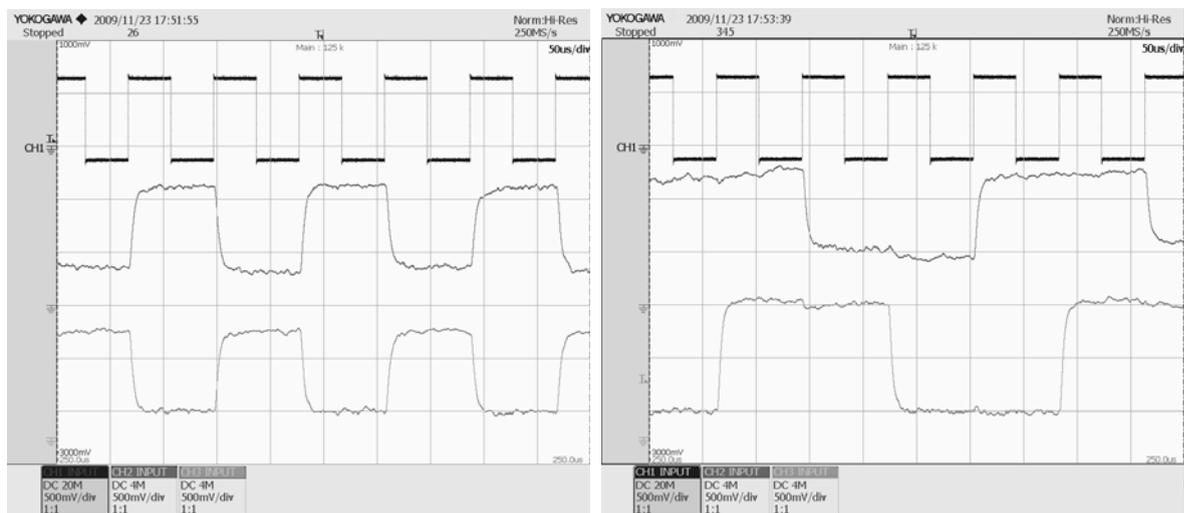
Wenn der π -Phasenschieber nicht initialisiert ist, besitzt das TFF in jedem Fall nur einen stabilen Zustand. Die Induktivität der Speicherschleife ist zu klein, um ein Flussquant zu speichern. Ein Zwei-Zustandssystem besteht nur, wenn das PSE richtig initialisiert ist. Für diesen Fall sind drei unterschiedliche Funktionsmodi möglich, welche von den kritischen Strömen der Komparatorkontakte bestimmt werden. Besitzen die Komparatorkontakte J_2/J_4 bzw. J_3/J_5 deutlich unterschiedliche kritische Ströme, so schalten entweder immer J_2 und J_3 gemeinsam oder J_4 und J_5 gemeinsam, sobald ein Flussquant den Zelleneingang erreicht. Schalten J_2 und J_3 gemeinsam, verlässt an beiden Ausgängen ein Flussquant die Schaltung. Entsprechend der Funktion wird dies als Splitter-Modus bezeichnet (Abb. 6.3 (a)). Wenn J_4 und J_5 gemeinsam schalten, verlässt keine Flussquant den Zellenausgang. Die Schaltung arbeitet als Flussquantensenke (Senken-Modus). Da im hier verwendeten Messaufbau kein Ausgangssignal entsteht, kann dieser Modus nicht detektiert werden. Ein Ausbleiben des Ausgangssignals kann aber auch die Folge von Fehlfunktionen in anderen Komponenten der Schaltung sein. Außerdem besteht die Möglichkeit, dass sich der Arbeitspunkt in der Grauzone des Komparators befindet, wenn die kritischen Ströme der Kontakte J_2/J_4 bzw. J_3/J_5 ähnlich sind. In diesem Fall werden sich Splitter-Modus und Senken-Modus für jedes ankommende Flussquant zufällig abwechseln. Anhand des detektierbaren Ausgangssignals ist auch dieser Modus nicht eindeutig identifizierbar.

Der Zustand des π -Phasenschiebers wurde durch die Bestimmung des Schaltfehlerverhältnisses vom TFF für 5000 Schaltvorgänge experimentell ermittelt. Anhand des Schaltfehlerverhältnisses wurde nach der Messung der Betriebsmodus klassifiziert. Für $BER = 0$ arbeitet die Schaltung korrekt im TFF-Modus. Wenn jeder zweite Schaltvorgang der Zelle als falsch

Tab. 6.1: Übersicht der Toleranzbereiche zur Klassifizierung des Zustandes des Betriebsmodus vom TFF.

BER	Modus
2450-2550	Splitter-Modus
0 - 50	TFF-Modus

gewehrt wird ($BER = 2500$), arbeitet die Schaltung im Splitter-Modus. Es wurde ein Toleranzbereich von ± 50 Schaltfehlern festgelegt, innerhalb dessen die Schaltfunktion einem der genannten Modi zugeordnet wird (Tab. 6.1). Der Bereich soll verhindern, dass temporäre Schaltfehler, hervorgerufen durch zufällig auftretende Störsignale, das Ergebnis beeinflussen.



(a)

(b)

Abb. 6.3: Die Oszilloskopaufnahmen zeigen das Schaltverhalten des untersuchten TFF in Abhängigkeit von der Initialisierung des π -Phasenschiebers. Von oben nach unten sind das Eingangssignal sowie die Signale an den Ausgängen Vout1 und Vout2 der Schaltung dargestellt. ((a) Schaltung funktioniert im Splitter-Modus (b) Schaltung funktioniert im TFF-Modus)

Die Resultate der Untersuchungen für einen π -Phasenschieber ohne Grundplattenloch sind in Abb. 6.4 (a) dargestellt. Es wird deutlich, dass für keinen Stromwert möglich war alle Messergebnisse eindeutig im Raster einzuordnen. In mindestens 10% der Fälle wurde ein abweichendes Schaltfehlerverhältnis ermittelt. Ob sich das TFF in diesen Fällen in einem der nicht detektierbaren Funktionsmodi befindet oder ob die Ursache des Fehlverhaltens bei den übrigen Schaltungskomponenten begründet ist, kann mit der verwendeten Schaltung nicht untersucht werden.

Trotz guter magnetischer Abschirmung der Schaltung besteht die Möglichkeit, dass sensible Schaltungskomponenten (z. B. der SFQ/DC-Wandler) durch Flussquanten, die in der

Schaltung oder in unmittelbarer Umgebung in der Grundplatte eingefroren sind, in ihrer Funktion beeinträchtigt werden. In ähnlichen Untersuchungen wurde in 50 Heizzyklen für eine einfache RSFQ-Schaltung ohne PSE eine Ausfallrate von etwa 10 % ermittelt [100]. Es ist daher möglich, dass diese Ausfallrate durch zufällig gefangenen Fluss innerhalb der Schaltung verursacht wird. Im Bereich zwischen $145 \mu\text{A} < I_{init} < 150 \mu\text{A}$ wurde außerdem kein Fall beobachtet, in dem die Schaltung im Splitter-Modus funktionierte. Dies ist ein zusätzlicher Hinweis darauf, dass der π -Phasenschieber in jedem Fall korrekt initialisiert wird.

Abbildung 6.4 (a) kann klar entnommen werden, dass für einen π -Phasenschieber mit einem Grundplattenloch die Wahrscheinlichkeit für eine korrekte Initialisierung durch den Strom I_{init} beeinflusst werden kann. Es wurden zwei Strombereiche identifiziert, in denen das TFF lediglich in einem Betriebsmodus arbeitet. Für $I_{init} = 0$ wurde in keinem Fall der TFF-Modus gemessen und im Strombereich $145 \mu\text{A} < I_{init} < 150 \mu\text{A}$ wurde in keinem Fall der Splitter-Modus beobachtet. In dem dazwischen liegenden Strombereich treten TFF-Modus und Splitter-Modus mit einer bestimmten stromabhängigen Wahrscheinlichkeit auf [101].

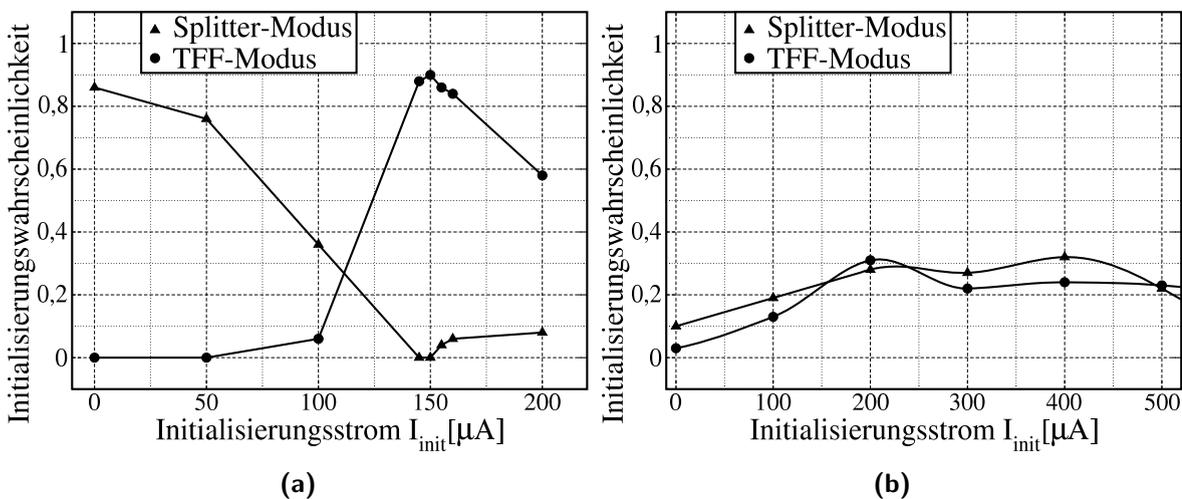


Abb. 6.4: (a) Initialisierungswahrscheinlichkeit eines π -Phasenschiebers mit Grundplattenloch
 (b) Initialisierungswahrscheinlichkeit eines π -Phasenschiebers mit solider Grundplatte

Abbildung 6.4 (b) zeigt die Untersuchungsergebnisse für eine Schaltung mit π -Phasenschieber ohne Grundplattenloch. Auch in diesem Fall tritt der Einfluss des Initialisierungsstromes hervor. So wurde im Bereich zwischen $0 < I_{init} < 200 \mu\text{A}$ die Wahrscheinlichkeit der Initialisierung des PSE und damit der Etablierung des TFF-Modus gesteigert. Für keinen Stromwert konnte die ausschließliche Initialisierung eines bestimmten Betriebsmodus beobachtet werden. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass die geschlossene Grundplatte das Magnetfeld während das Abkühlens beeinflusst und so keine definierte Durchflutung des π -Phasenschiebers erreicht wird.

Damit hat sich die Kombination aus einem π -Phasenschieber mit Grundplattenloch und einer lokalen Erzeugung des Magnetfeldes zur Initialisierung des PSE als beste Strategie herausgestellt. Mit den durchgeführten Untersuchungen wurde erstmals die Steuerbarkeit

der Initialisierung der π -Phasenschieber experimentell bestätigt. Durch statistische Untersuchungen wurde ein optimaler Initialisierungsstrom ($I_{init} = 150 \mu\text{A}$) ermittelt, der eine Initialisierungswahrscheinlichkeit einer RSFQ-Schaltung mit π -Phasenschieber von mindestens 90 % ermöglicht. Es gibt Grund zu der Annahme, dass die reale Initialisierungswahrscheinlichkeit größer als 90 % ist, entsprechende weiterführende Untersuchungen wurden noch nicht durchgeführt. Der optimale Initialisierungsstrom bildet eine wichtige Grundlage für die Untersuchung von Schaltungen mit mehreren π -Phasenschiebern, die im folgenden Abschnitt vorgestellt werden.

6.1.2 Eine Schaltung mit mehreren π -Phasenschiebern

In den bisherigen Untersuchungen wurden jeweils ein PSE und dessen Auswirkungen auf eine Basiszelle untersucht. In diesem Abschnitt werden weiterführende experimentelle Untersuchungen an einer Schaltung mit insgesamt vier π -Phasenschiebern beschrieben. Es wurde ein 4-Bit-Zähler, bestehend aus vier TFF-Zellen entworfen. Jedes TFF in der Schaltung repräsentiert ein Bit. Dafür wurden die bereits bekannte TFF-Zelle (Abb. 5.1 Version B) geringfügig modifiziert. Der komplementäre Ausgang ist für die Konstruktion eines Zählers nicht notwendig und bleibt ungenutzt. Um die vorteilhafte Schaltungssymmetrie zu bewahren, wurde der Schaltungszweig und die Stromquelle I_{b3} in der Schaltung belassen.

Die analysierte Testschaltung umfasst neben dem Ein- und Ausgangswandler sowie dem 4-Bit-Zähler noch einen Datenmonitor (Abb. 6.5). Mit einem Splitter wird das Datensignal dupliziert und gleichzeitig dem Zähler und einem SFQ/DC-Wandler zugeführt, um die Datenerzeugung zu überwachen.

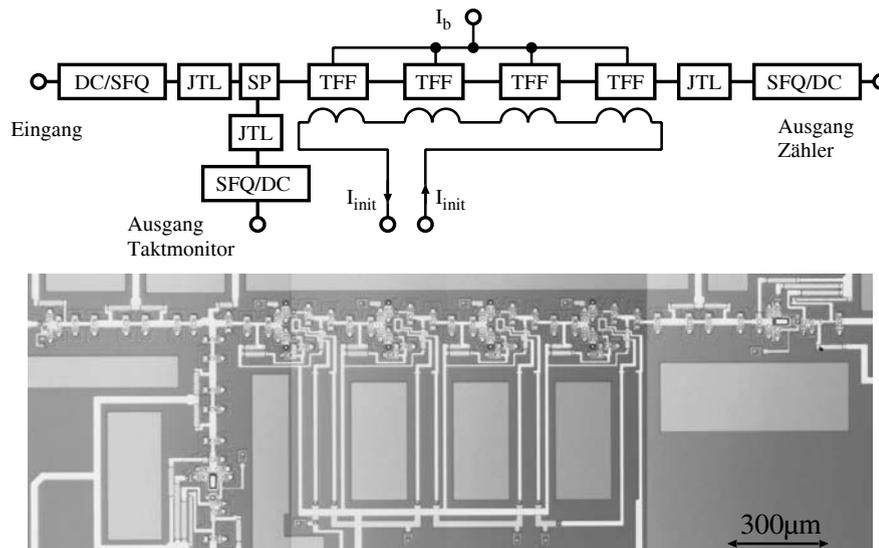


Abb. 6.5: Blockschaltbild des 4-Bit-Zählers mit PSE und das Mikroskopaufnahme der Schaltung

Für den π -Phasenschieber wird die in Abb. 6.1 dargestellte Struktur verwendet. Die Initialisierung erfolgt mit einem einzelnen Initialisierungsstrom, welcher in einer Reihenschaltung

induktiv in die einzelnen Elemente eingespeist wird. Durch die Reihenschaltung bleibt die Komplexität des Initialisierungsnetzwerkes gering [99]. Für die Initialisierung wurde der in Abschnitt 6.1.1 ermittelte optimale Stromwert ($I_{init} = 150 \mu\text{A}$) verwendet. Mit dieser Schaltung gelang die erste experimentelle Demonstration einer digitalen Logikschaltung mit vier PSE.

Eine detailliertere Analyse der stromabhängigen Initialisierungswahrscheinlichkeit — bereits vorgestellt am Beispiel des TFF — wurde für den 4-Bit-Zähler noch nicht durchgeführt. Diese Untersuchung kann zukünftig wichtige Erkenntnisse über die Anwendbarkeit der π -Phasenschieber liefern. Wenn die Initialisierungswahrscheinlichkeit eines einzelnen π -Phasenschiebers lediglich 90 % beträgt, ist die Wahrscheinlichkeit für die gleichzeitige Initialisierung von Vieren rund 65 %. Die korrekte Funktion des 4-Bit-Zählers wurde bei den ersten Versuchen mit $I_{init} = 150 \mu\text{A}$ in mehr als der Hälfte der Heizzyklen beobachtet. Zukünftige Untersuchungen müssen zeigen, ob dieser Wert verbessert werden kann.

Die Oszilloskopaufnahme vom Schaltverhalten zeigt Abb. 6.6 (a). Die obere Kurve entspricht dem Eingangssignal der RSFQ-Schaltung, wobei ein einzelner SFQ-Impuls auf jeder steigenden Flanke erzeugt wird. Das Ausgangssignal des 4-Bit-Zählers, dessen SFQ/DC-Wandler nach 16 SFQ-Impulsen seinen Zustand ändert, wird durch die mittlere Kurve repräsentiert. In der unteren Kurve wird das Ausgangssignal des Datenmonitors sichtbar. Der SFQ/DC-Wandler wechselt seinen Zustand bei jedem erzeugten SFQ-Impuls, sodass die Frequenz des Datenmonitors halb so groß ist wie die Frequenz des Eingangssignals.

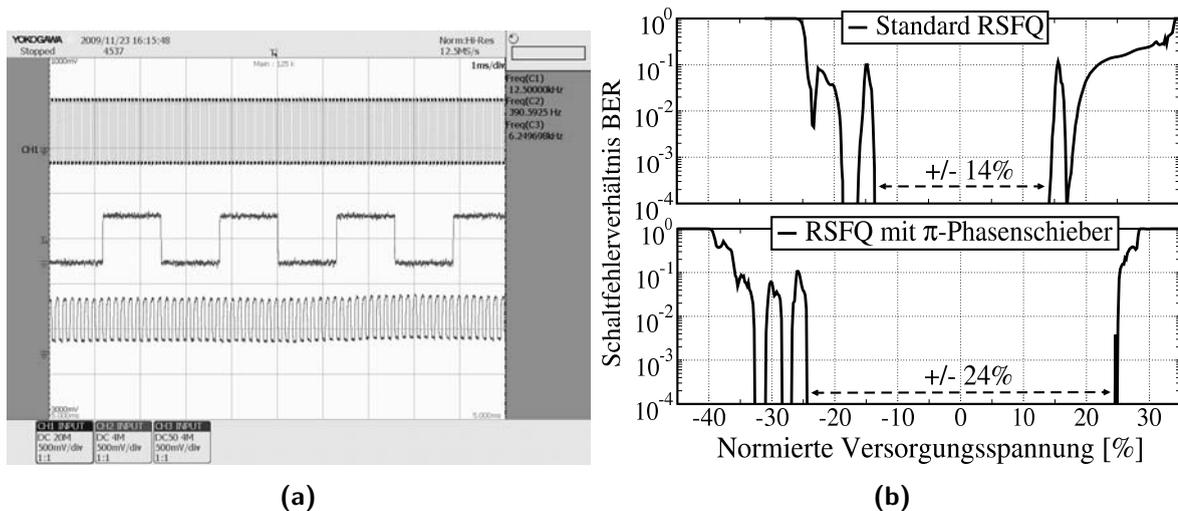


Abb. 6.6: (a) Oszilloskopaufnahme vom Schaltverhaltens des 4-Bit-Zählers (die obere Kurve zeigt das Eingangssignal, die mittlere Kurve das Ausgangssignal des Zählers und die untere Kurve das Ausgangssignal des Taktmonitors)
 (b) Gegenüberstellung des Schaltfehlerverhältnisses in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung eines konventionellen 4-Bit-Zählers und eines 4-Bit-Zählers mit PSE

Das Schaltfehlerverhältnis wurde bei einer Taktfrequenz $f = 10$ kHz experimentell ermittelt. Dabei wurden 10000 Eingangsimpulse erzeugt und jede Abweichung von dem erwarteten Bitmuster als Fehler gezählt. Die Versorgungsspannung des Zählers wurde schrittweise verändert und für jeden Wert das Schaltfehlerverhältnis ermittelt. Dieselbe Untersuchung wurde für einen 4-Bit-Zähler, konstruiert aus einer konventionellen TFF-Zelle (Abschnitt 2.8.5), durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.6 (b) gegenübergestellt. Durch die Implementierung der PSE wurde der Arbeitsbereich der Schaltung von $\pm 14\%$ auf $\pm 24\%$ erweitert [102]. Diese deutliche Verbesserung der Robustheit bestätigt, dass sich die Eigenschaften der Gesamtschaltung multiplikativ aus den Eigenschaften der Einzelkomponenten zusammensetzt. Die vergleichsweise geringe Verbesserungen der Basiszellen führen so zu einer massiven Verbesserung der komplexen Schaltung.

Aufgrund der Schaltungskomplexität, die beim 4-Bit-Zähler insgesamt 8 Komparatoren umfasst, sind Abweichungen des Übergangsverhaltens von dem einer Fehlerfunktion zu erwarten. Allerdings sind die ausgeprägten Maxima des Schaltfehlerverhältnisses an den Grenzen des Arbeitsbereiches unerwartet. Das degenerierte Übergangsverhalten erlaubt keine mathematische Beschreibung mit der Fehlerfunktion, sodass Untersuchungen hinsichtlich der Empfindlichkeit beider Schaltungen gegenüber thermischen Rauscheinflüssen nicht durchgeführt werden konnten. Da die Artefakte im Übergangsbereich bei beiden Schaltungen auftreten, kann die Verwendung der PSE als deren Ursache ausgeschlossen werden. Vergleichende Messungen mit einem veränderten Messaufbau, die an der selben Schaltung durchgeführt wurden, haben das ungewöhnliche Übergangsverhalten bestätigt. Es können folglich auch systematische Messfehler ausgeschlossen werden. Veröffentlichte Berichte über Schaltfehleranalysen komplexerer RSFQ-Schaltungen zeigen alle ein typisches zur Fehlerfunktion passendes Übergangsverhalten [56; 57].

Für das Verständnis der Messergebnisse wurden Simulationen des 4-Bit-Zählers mit den Entwurfsparametern durchgeführt. Der simulierte Übergangsbereich zeigt ebenfalls ein fehlerfunktionsartiges Verhalten. Die wahrscheinlichste Erklärung für das experimentell beobachtete Übergangsverhalten sind durch den Herstellungsprozess hervorgerufene lokale Parameterstreuungen, wozu eine Simulationsstudie durchgeführt wurde. Dabei wurden zum Einen die für den Chip ermittelten globalen Abweichungen der Induktivitäten sowie der kritischen Ströme der Kontakte berücksichtigt, zum Anderen der kritische Strom zufällig ausgewählter JK in einem TFF verändert. Bei diesen Untersuchungen konnte eine deutliche Reduktion des Arbeitsbereichs beobachtet werden, eine Degenerierung des Übergangsverhaltens fand nicht statt. Aufgrund der Vielzahl der veränderlichen Schaltungsparameter ist eine systematische simulationsbasierte Ursachenforschung ohne weitere Anhaltspunkte ausgeschlossen. Für zukünftige Untersuchungen wird dieselbe Schaltung nochmals produziert werden. Deren Charakterisierung wird zeigen, ob die Ursachen des untypischen Übergangsverhaltens Prozessstreuungen oder systematische Entwurfsfehler sind.

6.1.3 Der π -Phasenschieber als Grundlage einer rekonfigurierbaren RSFQ-Elektronik

Die Untersuchungen der vorangegangenen Abschnitte haben gezeigt, dass die Eigenschaften des π -Phasenschiebers ein weiteres Anwendungsgebiet im Bereich der rekonfigurierbaren Elektronik erschließen. In der konventionellen Schaltungstechnik sind rekonfigurierbare Schaltungen wie zum Beispiel der FPGA¹, in vielen unterschiedlichen Anwendungsfeldern verbreitet. Im FPGA können Signalpfade sowie logische Funktionen auch nach der Herstellung verändert und den individuellen Anforderungen einer Anwendung angepasst werden. Die Universalität der Elektronik ist die Grundlage für deren Erfolg.

Es wurden bereits mehrere unterschiedliche Ansätze für die Konstruktion einer rekonfigurierbaren RSFQ-Elektronik vorgestellt [103–105]. Der in Quelle [106] gewählte Ansatz beinhaltet darüber hinaus eine programmierbare Elektronik, in welcher RSFQ-basiert das Verhalten des Funktionsblocks eingestellt werden kann.

Die anfänglichen Untersuchungen der RSFQ-Elektronik mit π -Phasenschieber (Abschnitt 6.1.1) haben gezeigt, dass dieser als rekonfigurierbares Element geeignet ist. Das Verhalten einer Zelle, die einen π -Phasenschieber beinhaltet, ist von dessen Zustand abhängig. Die Rekonfigurierbarkeit ist damit auf speichernde Elemente beschränkt und basiert auf dem Verhältnis zwischen dem kritischen Strom der Kontakte und der Gesamtschleifeninduktivität. In den Abschnitten 4.6 und 4.7 wurde hergeleitet, dass in supraleitenden Schleifen mit einem PSE bei deutlich geringeren normierten Induktivitäten ein Flussquant gespeichert werden kann als in konventionellen Schleifen. Die optimierten Digitalschaltungen (Abb 5.1) bestätigen diese Eigenschaft. Das Produkt aus kritischem Strom (dabei wird der kleinste I_c -Wert der Schleife berücksichtigt, da dieser den maximalen möglichen Schleifenstrom definiert) und Schleifeninduktivität der konventionellen TFF-Zelle ist etwa $200 \mu\text{A} \cdot 5 \text{pH}$. Dieses Produkt ist für das TFF mit PSE mit $125 \mu\text{A} \cdot 3,5 \text{pH}$ ein Drittel von dem im konventionellen Entwurf. Folglich kann ein TFF mit π -Phasenschieber lediglich dann ein Flussquant speichern, wenn es korrekt initialisiert ist. Durch die Initialisierung des PSE wird eine nicht-speichernde in eine speichernde Schleife umgewandelt. Auf diesem Prinzip kann eine rekonfigurierbare Elektronik aufgebaut werden. Zur Rekonfiguration des Verhaltens muss die Schaltung über die Sprungtemperatur erwärmt werden, daher ist die Veränderung des Schaltverhaltens nicht im laufenden Betrieb möglich. Für die Programmierung ist jedoch keine zusätzliche Logikschaltung auf dem Chip erforderlich, was die Schaltungskomplexität im Vergleich zu Quelle [106] wesentlich reduziert.

Die Umsetzung einer rekonfigurierbaren RSFQ-Elektronik erfordert eine Anpassung der Optimierungsmethoden, da Schaltungen hinsichtlich der zuverlässigen Funktion in beiden Betriebsmodi optimiert werden müssen. Die für das experimentelle Beispiel verwendete TFF-Zelle (Abschnitt 6.1.1) wurde lediglich für eine Funktion im TFF-Modus optimiert. Aus diesem Grund funktionierte die Schaltung nicht zuverlässig im Splitter-Modus. Für den Entwurf des 4-Bit-Zählers wurde die TFF-Zelle geringfügig modifiziert. Zu den Veränderungen zählten

¹engl.: **F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray

unter anderem die Vergrößerung der Differenz der kritischen Ströme zwischen den Komparatorkontakten (J4-J2 bzw. J5-J3). Dadurch wurde die Funktionszuverlässigkeit im Falle des uninitialisierten π -Phasenschiebers deutlich verbessert.

Die experimentellen Untersuchungen am 4-Bit-Zähler zeigen, dass diese Schaltung als rekonfigurierbare RSFQ-Elektronik geeignet ist. Abbildung 6.7 (a) zeigt das Schaltverhalten des 4-Bit-Zählers, wenn keiner der PSE initialisiert ist. In diesem Fall funktionieren alle TFF im Splitter-Modus und ein SFQ-Impuls wird sofort an den Ausgang des Zählers übertragen.

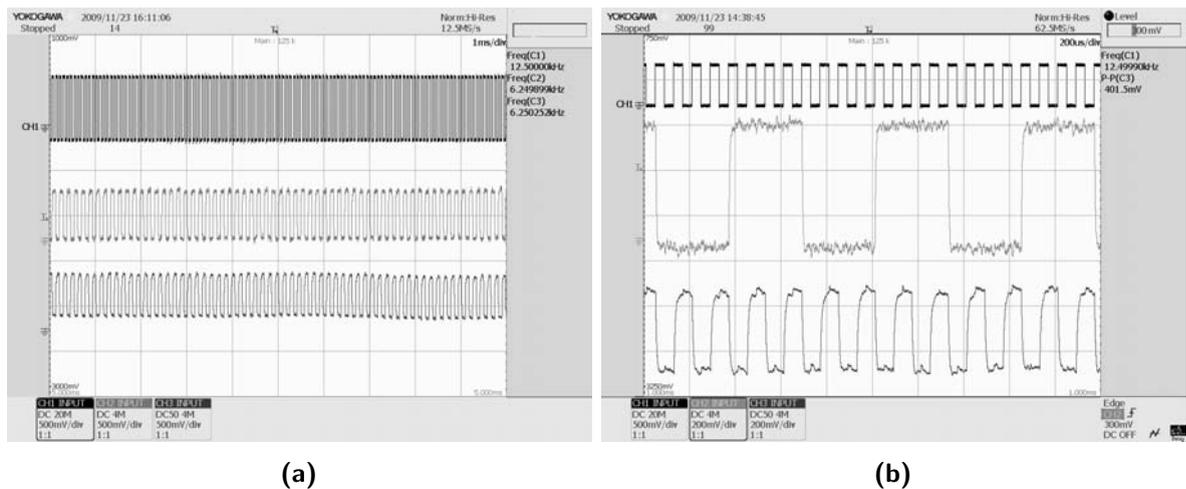


Abb. 6.7: Demonstration der rekonfigurierbaren RSFQ-Elektronik auf Basis der π -Phasenschieber:

- (a) Kein PSE ist initialisiert und die Flussquanten werden direkt an den Ausgang geleitet.
- (b) Zwei PSE sind initialisiert und die Schaltung arbeitet als 2-Bit-Zähler.

Das Gegenbeispiel, bei welchem alle PSE initialisiert sind und die Schaltung als 4-Bit-Zähler funktioniert, ist in Abb. 6.6 dargestellt. Je nach Anzahl der initialisierten PSE kann der Bereich des Zählers zwischen Null und Vier verändert werden. In Abb. 6.7 (b) ist dazu als Beispiel der 2-Bit-Zähler gezeigt, bei dem zwei TFF im TFF-Modus und zwei TFF im Splitter-Modus arbeiten. Ebenso konnten 1-Bit- und 3-Bit-Zähler experimentell beobachtet werden. Für diese Versuche wurde der Initialisierungsstrom während des Heizvorgangs geringer als der optimale Strom gewählt. Eine zufällige Anzahl der PSE wird gleichzeitig initialisiert. Dieses Verfahren ist jedoch nur für die ersten prinzipiellen Untersuchungen geeignet. Für zukünftige Anwendungen in kleinen Schaltungen ist es möglich, jeden π -Phasenschieber mit einer separaten Initialisierungsschleife auszustatten, wobei gegebenenfalls auch einige PSE gruppiert werden können. Solange weniger als 10 solcher Gruppen auf einem Chip verwendet werden ist dies eine handhabbare Lösung. Für komplexere Schaltungen wird eine alternative Initialisierungstechnik für die PSE notwendig.

6.2 TTSL-HTSL-Technologie für Schaltungen mit π -Ringen

Die Untersuchungen am π -Phasenschieber haben bewiesen, dass dessen Anwendung prinzipiell auch in großer Stückzahl möglich ist. Dennoch wirkt sich die erforderliche Initialisierung der π -Phasenschieber für den Einsatz in komplexen Schaltungen nachteilig aus. Die Inbetriebnahme der Schaltung ist komplizierter als bei konventionellen RSFQ-Schaltungen und außerdem wird der Schaltungsentwurf durch die Verwendung der Initialisierungsleitung etwas komplexer. Aus beiden Gründen ist die Erprobung alternativer Technologien zur Realisierung von RSFQ-Schaltungen mit PSE ein wichtiges Untersuchungsgebiet. Die auf den Materialeigenschaften beruhenden PSE haben den deutlichen Vorteil, dass keine Initialisierung notwendig ist.

6.2.1 Technologieeigenschaften

Supraleitende Schleifen mit einer π -Phasenverschiebung können durch die Kombination von TTSL- und HTSL-Material erzeugt werden (Abschnitt 4.2.3). An der Universität Twente (NL) wurde eine dafür geeignete Technologie [107] entwickelt. Die in diesem Abschnitt vorgestellten Schaltungen wurden von Dr. Ariando und Ir. Andreski (Low Temperature Division) der Universität Twente (NL) gefertigt. Die Technologie umfasst insgesamt drei supraleitende Lagen und zwei Widerstandsschichten aus Gold (Au). Der Querschnitt des Schichtaufbaus ist in Abb. 6.8 dargestellt. Die unterste supraleitende Lage (Base-Elektrode) besteht aus YBCO und die darüber angeordnete Schicht (Top-Elektrode) sowie die oben liegende Massefläche (GND) bestehen aus Nb. Das Isolationsmaterial zwischen der Base- und der Top-Elektrode ist Strontium-Titanat SrTiO_3 (STO). Zwischen den beiden Nb-Lagen wird Siliziumdioxid (SiO_2) als Isolator verwendet [72; 93].

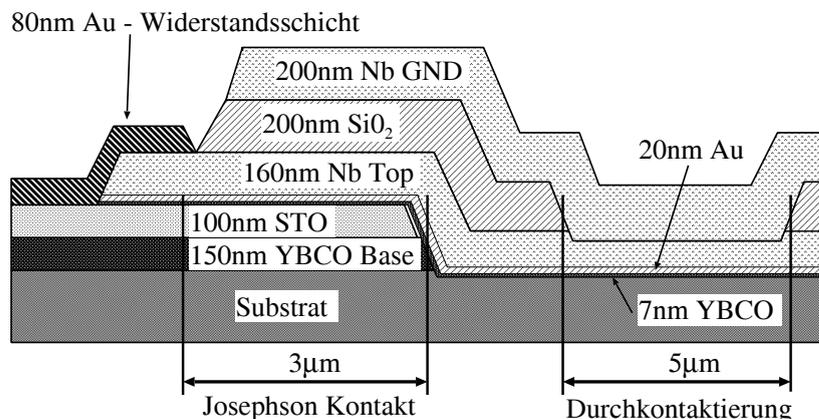


Abb. 6.8: Querschnitt der TTSL-HTSL-Technologie (Universitat Twente (NL))

Die Josephson-Kontakte werden in der TTSL-HTSL-Technologie als Rampenkontakte hergestellt [108]. An den Überschneidungen von Base- und Top-Elektrode entsteht ein Josephson-Kontakt. Bei der Herstellung der Top-Elektrode werden drei Schichten hintereinander gefe-

tigt. Das resultierende Schichtpaket besteht aus einer 7 nm dicken YBCO-Schicht, einer 20 nm dicken Goldschicht und einer 160 nm dicken Nb-Schicht. Die 7 nm YBCO-Schicht homogenisiert an den Kontaktstellen mit der Base-Elektrode deren Oberfläche und verbessert auf diese Weise die Qualität der JK [109]. Die Goldschicht bestimmt maßgeblich die elektrischen Eigenschaften der JK. Es entstehen SNS²-Kontakte, deren kritische Stromdichte und intrinsischer Widerstand durch die Dicke und die Materialeigenschaften des Normalleiters bestimmt werden. Die Überlappungsfläche von Top- und Base-Elektrode am JK beeinflusst dessen Kapazität. Überdämpfte JK ($\beta_C \leq 1$) können in SNS-Technologien ohne externe Dämpfungswiderstände hergestellt werden. Dadurch verringert sich die Abmessung eines JK deutlich.

Die kritische Stromdichte der TTSL-HTSL-Technologie beträgt $J_c = 8 \text{ kA/cm}^2$. In Abb. 6.9 ist der Querschnitt eines Rampenkontakts dieser Technologie dargestellt. Auf die Kontaktfläche und den daraus resultierenden kritischen Strom eines JK haben drei Parameter Einfluss: die Höhe h und die Breite b der YBCO-Schicht sowie der Winkel α , in dem die Grenze des YBCO-Materials geformt ist [72]. Höhe und Winkel sind durch die Herstellungsabläufe festgelegt. Als variabler Entwurfsparameter steht lediglich die Breite des Kontakts zur Verfügung. Aus den Parametern in Abb. 6.9 ergibt sich der kritische Strom in Abhängigkeit der Breite in μm zu $I_c = b \cdot 12 \mu\text{A}/\mu\text{m}$.

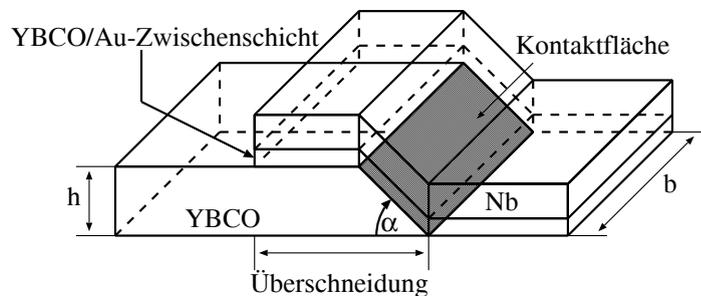


Abb. 6.9: Querschnitt eines Rampenkontakts in der TTSL-HTSL-Technologie

Der kleinste realisierbare kritische Strom ist durch die Mindestbreite der Leiterbahn ($b_{min} = 6 \mu\text{m}$) zu $I_{c-min} = 72 \mu\text{A}$ begrenzt. Der maximale kritische Strom eines JK wird von der Ortsabhängigkeit der Phase bestimmt. Oberhalb einer bestimmten Kontaktdimension kann der gesamte JK nicht mehr mit einem einzigen Phasenwert beschrieben werden. Die Phase des Kontakts wird zu einer ortsabhängigen Größe, sodass der JK nicht mehr als diskretes Bauelement modelliert werden kann. Oberhalb der Grenze ist außerdem der Zusammenhang zwischen Kontaktfläche und kritischem Strom nichtlinear. In diesem Bereich wird

²Supraleiter-Normalleiter-Supraleiter

der JK als „langer Kontakt“ bezeichnet. Entsprechend heißt die obere Grenze für die Breite der JK „long junction“-Grenze³. Sie resultiert aus der Josephson-Eindringtiefe:

$$\lambda_J = \sqrt{\frac{\Phi_0}{2\pi\mu_0 J_c (d + 2\lambda_L)}} \quad (6.2)$$

Sie ist abhängig von der Barrierendicke d , der kritischen Stromdichte J_c und der Londoneindringtiefe λ_L [4]. Die „long junction“-Grenze lautet $b = 4\lambda_J$ [110], sodass als Bedingung für die maximale Kontaktbreite eines diskreten JK

$$b < 4\lambda_J \quad (6.3)$$

resultiert. Für die TTSL-HTSL-Technologie ist die obere Grenze der Kontaktbreite $b = 12,5 \mu\text{m}$, woraus sich ein maximaler kritischer Strom $I_{c-max} = 150 \mu\text{A}$ ergibt.

Weitere wichtige Entwurfsparameter sind die Flächeninduktivitäten, welche in Mikrostreifenleitungen zwischen Top- und Masse-Elektrode beziehungsweise zwischen Base- und Masse-Elektrode entstehen. Mit der Chang-Formel (Gl. (2.16)) wurden für den ersten Entwurf die in Abb. 6.10 dargestellten Werte berechnet. Die experimentellen Untersuchungen haben gezeigt, dass die Flächeninduktivität der (Nb-) Top-Elektrode gut mit dem berechneten Wert übereinstimmt ($L_{\square N} = 0,55 \text{ pH}$). Die Flächeninduktivität wird nach Gl. (2.16) auch von der Londoneindringtiefe λ_L des Materials beeinflusst. Der genaue Wert für die YBCO-Schicht war im Vorfeld nicht bekannt, sodass für die Berechnung ein geschätzter Wert angenommen wurde. Deshalb ist es zu Abweichungen zwischen der realen Flächeninduktivität der YBCO-Schicht ($L_{\square Y} = 1,3 \text{ pH}$) und dem berechneten Wert ($L_{\square Y} = 0,8 \text{ pH}$) gekommen [111]. Während der Schaltungsentwürfe hat es sich als vorteilhaft für die Schaltungsqualität erwiesen, den überwiegenden Teil der Induktivitäten mit Mikrostreifenleitungen der YBCO-Schicht zu realisieren. Der Grund dafür ist, dass bei den meisten JK eine Elektrode mit Masse verbunden ist. Dies kann einfacher und mit geringeren parasitären Induktivitäten konstruiert werden, wenn die Elektrode des JK, welche mit Masse verbunden werden soll, die Top-Elektrode ist. Im Vergleich zur Nb-Technologie ist die Flächeninduktivität in der TTSL-HTSL-Technologie 60 % größer.

Der McCumber-Parameter der JK kann in dieser Technologie im Schaltungsentwurf nicht variiert werden. Als bestimmende Größe des dynamischen Verhaltens der JK ist er besonders für die Simulationen wichtig. Aus den Strom-Spannungs-Kennlinien von Einzelkontakten wurde dieser mit $\beta_c \approx 1$ abgeschätzt.

Mit den bereits vorgestellten kritischen Strömen und Flächinduktivitäten liegen die wichtigen Entwurfsparameter in der selben Größenordnung wie jene der Nb-Technologie. Die Betriebstemperatur der TTSL-HTSL-Schaltungen beträgt $T = 4,2 \text{ K}$. Aufgrund dieser wesentlichen Übereinstimmung können die aus der Nb-Technologie bekannten Entwurfswerkzeuge übernommen werden. Die wenigen technologiebedingten Besonderheiten werden im nächsten Abschnitt behandelt.

³engl.: long junction limit

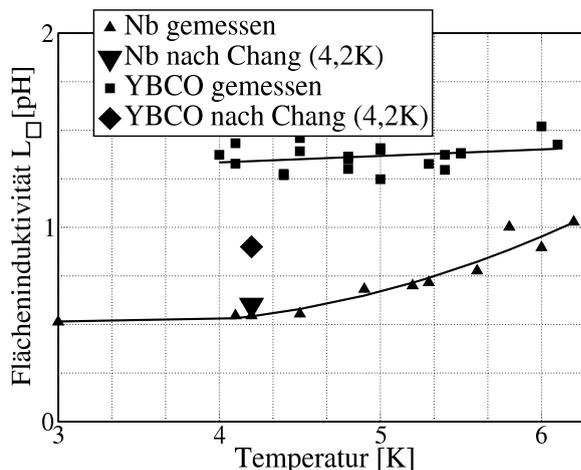


Abb. 6.10: Gemessene und mit der Formel von Chang [32] berechnete Flächeninduktivität der TTSL-HTSL-Technologie.

6.2.2 Besonderheiten des Schaltungsentwurfs

Die herausragende Besonderheit der TTSL-HTSL-Technologie ist, dass die Orientierung der Kontakte im Entwurf der Schaltung einen Einfluss auf deren Modellierung hat. Es kann frei eine Orientierung als Bezugswert für den JK festgelegt werden. Alle weiteren Kontakte werden entsprechend der relativen Ausrichtung zum Bezugskontakt modelliert. Alle Kontakte in Tangentialrichtung werden als JK und alle in Normalrichtung als π -Kontakt modelliert. Es ist prinzipiell möglich, für jede separate YBCO-Fläche (siehe Abb. 6.11 (a) YBCO-I und YBCO-II) die Bezugsrichtung neu zu definieren. Der Modellierungs- und Entwurfsprozess gestaltet sich einfacher, wenn nur ein Bezugskontakt verwendet wird. In den Abbildungen 6.11 (a) und 6.12 sind zum Beispiel alle waagerechten Kontakte als JK und alle senkrechten als π -Kontakt modelliert.

Ein π -Ring (Abschnitt 4.2.3) besteht neben der Schleifeninduktivität und mindestens zwei JK aus einer π -Phasenverschiebung. Im Ersatzschaltbild (Abb. 6.11 (b) und 6.12) können π -Ringe an einer ungeraden Anzahl von π -Phasenverschiebungen, wie zum Beispiel in der Schleife J2-Lstore-J5, identifiziert werden. Die Schleifen mit einer gerade Anzahl von π -Phasenverschiebungen (z. B. J1-Jp1-J5 oder J2-J6) verhalten sich wie konventionelle Schleifen.

Eine Besonderheit im Entwurfsprozess ist, dass die Ausrichtung der JK eine schaltungstechnische Relevanz besitzt und deshalb nicht frei wählbar ist. Zum Beispiel können die Kontakte J5 und J7 nicht um 90° gedreht angeordnet werden. Damit würde man die Anzahl der Phasenverschiebungen in der Schleife J2-Lstore-J5 und damit das Schaltverhalten der Zelle beeinflussen.

Die zweite Besonderheit der Technologie besteht darin, dass bei Kontaktierung der Base-Elektrode an die Top-Elektrode immer ein JK entsteht. Es ist daher nicht möglich, eine reine supraleitende Verbindung zwischen den Verdrahtungsebenen herzustellen. Daher wird ein parasitärer Kontakt (z. B. Jp1) an Stellen der Schaltung eingefügt, an denen ein entwurfsbedingter Wechsel zwischen den Verdrahtungsebenen vorgenommen wird. Solche Kontakte

besitzen keine schaltungstechnische Notwendigkeit und dürfen im Schaltungsbetrieb nicht schalten. Um dies zu gewährleisten, werden sie mit einem kritischen Strom von $I_c = 240 \mu\text{A}$ entworfen, der damit 60 % größer als der größte mögliche der aktiven JK ist.

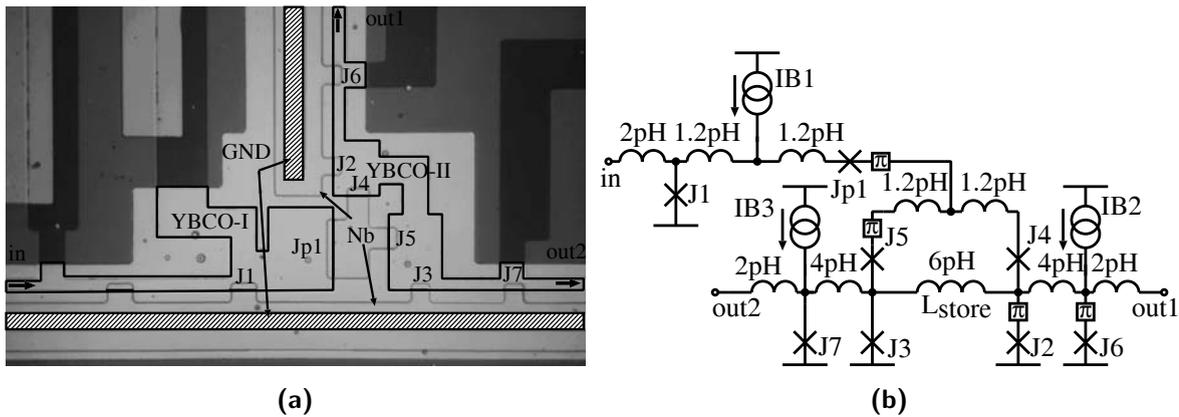


Abb. 6.11: (a) Mikroskopaufnahme des TFF in TTSL-HTSL-Technologie (Foto wurde nach Herstellung der Massefläche aufgenommen und die Konturen wurden künstlich hervorgehoben.)
 (b) Ersatzschaltbild der Schaltung mit den kritischen Ströme J1 bis J7 $I_c = 126 \mu\text{A}$ und Jp1 $I_c = 240 \mu\text{A}$.

Oberhalb der „long junction“-Grenze steigt der kritische Strom des Kontakts in Abhängigkeit von der Breite langsamer und nichtlinear an. Dies wurde in den Entwürfen mit einem Sicherheitsaufschlag von 25 % berücksichtigt, sodass alle parasitären Kontakte $b = 25 \mu\text{m}$ breit sind.

6.2.3 Modellierung einer TTSL-HTSL-Schaltung

In der Schaltungssimulation wurde das RCSJ-Modell (Abb. 2.2) zur Modellierung der JK verwendet. Dieses Modell ist geeignet, da der externe Dämpfungswiderstand bei einem SNS-Kontakt entfällt.

Für den Schaltungsentwurf lagen keine Messwerte des McCumber-Parameters der Technologie vor. Als funktionskritisch für RSFQ-Schaltungen kann $\beta_c > 4$ angesehen werden. Daher wurden Simulationen und Schaltungsoptimierungen für den schlimmsten anzunehmenden Fall mit $\beta_c = 4$ durchgeführt. Schaltungen, die für diesen McCumber-Parameter optimiert wurden, werden auch mit einem kleineren Wert funktionieren. Nach der Fertigung des ersten Chips wurde aus der Strom-Spannungs-Kennlinie eines Einzelkontakts [23] McCumber-Parameter mit $\beta_c \approx 1$ abgeschätzt.

Bei der Generierung der Netzliste wird für jede Schleife bestimmt, ob sie eine Phasenverschiebung beinhaltet oder nicht. Gegebenenfalls wurde, wie in Tabelle 4.1 dargestellt, der Phasenoffset durch die Parallelschaltung einer Stromquelle und einer Induktivität erzeugt.

6.2.4 Experimentelle Analyse einer DC-DC-Schaltung

In Abb. 6.12 ist die erste realisierte und erfolgreich getestete RSFQ-Schaltung in TTSL-HTSL-Technologie abgebildet [112]. Diese Schaltung besteht aus einem DC/SFQ-Wandler, einer JTL und einem SFQ/DC-Wandler. Durch die Verwendung der Rampenkontakte sowie der relativ großen Flächeninduktivität zeichnet sich diese Schaltung durch eine hohe Integrationsdichte aus. Auch ohne diesbezüglicher Optimierung ist der Flächenbedarf der Schaltung nur ein Viertel einer konventionellen Schaltung in Nb-Technologie.

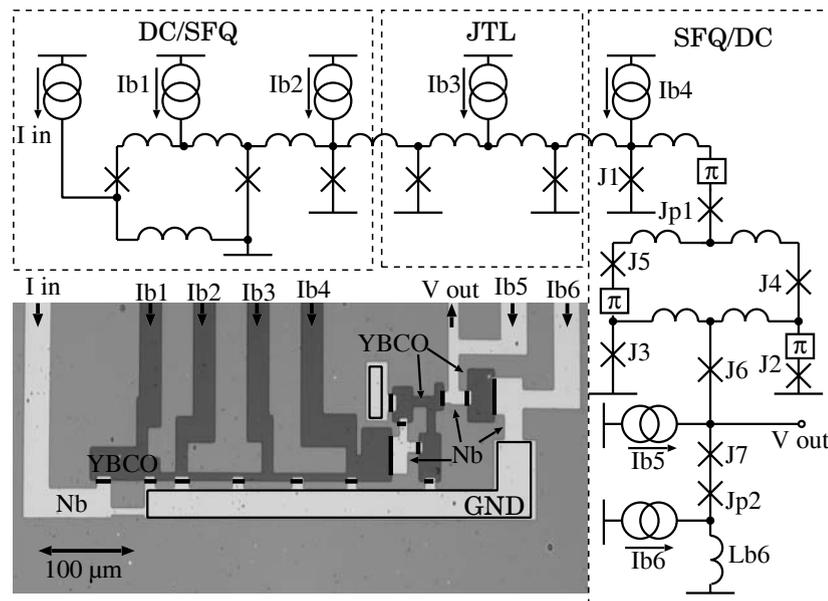


Abb. 6.12: Mikroskopaufnahme der ersten RSFQ-Schaltung in TTSL-HTSL-Technologie (Foto wurde vor Herstellung der Massefläche aufgenommen)

Der für die Schaltung genutzte Herstellungsprozess wurde in dieser Art erstmalig durchgeführt. Er wurde aus einem zuvor erprobten und untersuchten Herstellungsprozess [109] abgeleitet, indem die Nb-Massefläche ergänzt wurde. Daher gab es im Vorfeld des Entwurfsprozesses keine experimentellen Daten bezüglich der Flächeninduktivität. Für den Entwurf wurden die Induktivitäten mit Hilfe der Chang-Formel abgeschätzt [32]. Die experimentell ermittelten Parameter sind in Abb. 6.10 dargestellt. Die Induktivität der Nb-Lage stimmt in guter Näherung mit dem theoretischen Wert überein. Die Induktivität der YBCO-Schicht weicht um 100 % vom Designwert ab. Außerdem weicht der realisierte kritische Strom der Kontakte um 30 % vom Designwert ab. Die experimentell ermittelte charakteristische Spannung der Kontakte beträgt $I_c R_N \approx 110 \mu\text{V}$ und ist damit halb so groß wie der Zielwert. Dadurch ist die maximale Ausgangsspannung am SFQ/DC-Wandler auf $U \approx 55 \mu\text{V}$ begrenzt. Für eine ähnliche Technologie wurde bei einer Betriebstemperatur von $T = 4,2 \text{ K}$ bereits $I_c R_N = 700 \mu\text{V}$ demonstriert [109]. Es ist nicht zu erwarten, dass die Ergänzung der Massefläche die charakteristische Spannung der Kontakte beeinflusst. Es können daher Werte oberhalb derer der

Nb-Technologie erwartet werden. Damit liegt auch die maximale Taktfrequenz einer solchen Technologie höher (Gl. (2.19)).

Trotz der erheblichen Parametervariation konnte das digitale Verhalten der Schaltung experimentell bestätigt werden. Der gesteuerte Zustandswechsel des SFQ/DC-Wandlers, hervorgerufen durch die steigende Stromflanke am Eingangswandler, ist in Abb. 6.13 dargestellt. In Abb. 6.13 (a) wird ein Flussquant und in Abb. 6.13 (b) werden drei Flussquanten auf der steigenden Flanke erzeugt. Es ist eine leichte Korrelation zwischen dem Ein- und dem Ausgangssignal zu erkennen, welche durch die Kopplung zwischen den Signalleitungen zu erklären ist. Die Schaltfunktion konnte im Temperaturbereich $5,3\text{ K} < T < 5,8\text{ K}$ beobachtet werden. Diese Betriebstemperatur resultiert aus den Parameterabweichungen der Induktivitäten und kritischen Ströme; für zukünftige Schaltungen ist die Betriebstemperatur $T = 4,2\text{ K}$ geplant. Für die Stromversorgung des Ausgangswandlers, welcher das kritischste Element der Schaltung ist, wurde ein Arbeitsbereich $I_{B4} = \pm 18\%$ ermittelt. Der Arbeitsbereich entspricht in etwa dem eines konventionellen SFQ/DC-Wandlers in Nb-Technologie, wenn die Designwerte der Parameter in der Herstellung gut getroffen wurden. Dass die hier untersuchte Schaltung trotz der vorhandenen Parameterabweichungen einen solchen Arbeitsbereich aufweist, beweist die mittels PSE verbesserte Robustheit der Schaltung gegenüber Parametervariationen.

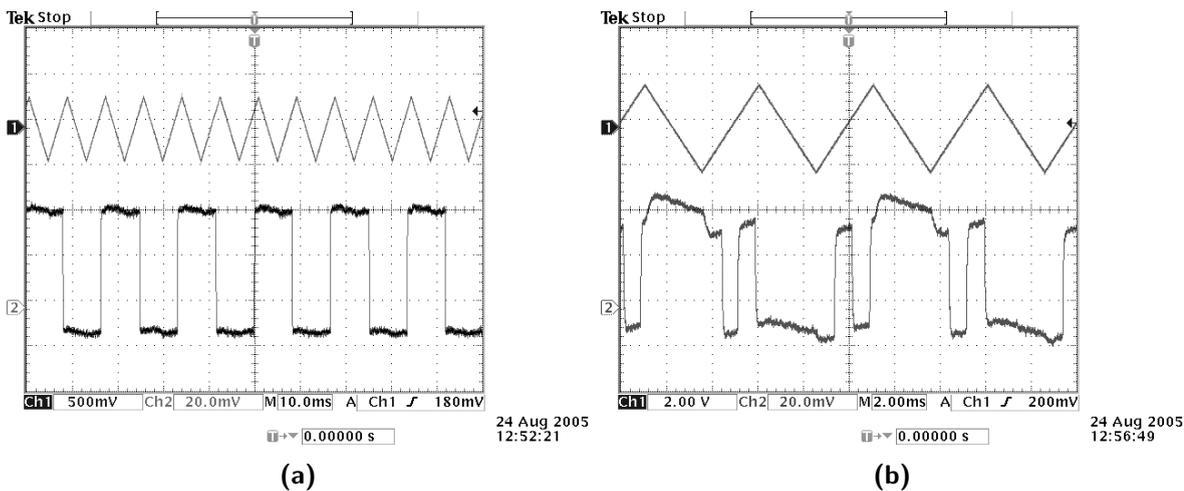


Abb. 6.13: Oszilloskopaufnahme vom Schaltverhalten der ersten RSFQ-Schaltung in TTSL-HTSL-Technologie (Die obere Kurve zeigt das Eingangssignal und die untere Kurve das Ausgangssignal mit $20\ \mu\text{V}$ pro Einteilung.)
 (a) Ein Flussquant wird pro Periode erzeugt.
 (b) Drei Flussquanten werden pro Periode erzeugt.

Für die ersten Untersuchungen wurde jede einzelne Stromversorgungsleitung vom Chip geführt und geregelt. Dies ist untypisch für RSFQ-Schaltungen und erschwert die experimentelle Analyse erheblich. Üblicherweise wird der Strom auf dem Chip mittels eines Widerstandsnetzwerkes aufgeteilt (Abschnitt 2.4). Als wichtige Voraussetzung zur Herstellung komplexer Schaltungen wurde die TTSL-HTSL-Technologie deshalb um eine neue Wider-

standsschicht erweitert. In Abb. 6.14 ist eine RSFQ-Schaltung dargestellt, bei der 10 JTL-Zellen über ein Widerstandsnetzwerk mit Strom versorgt werden.

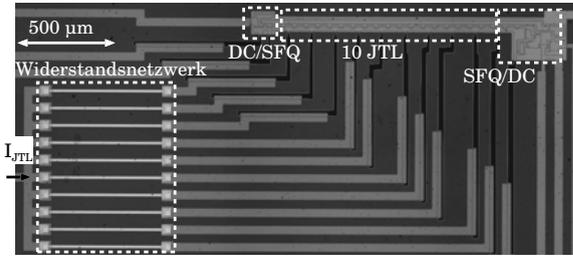


Abb. 6.14: Mikroskopaufnahme einer Schaltung mit Widerstandsnetzwerk zur Definition der Versorgungsströme auf dem Chip in TTSL-HTSL-Technologie

6.3 SIS-SFS-Hybridtechnologie für Schaltungen mit π -Kontakten

Im Abschnitt 4.2.4 wurde bereits die Möglichkeit vorgestellt wie mit einem SFS-Kontakt eine π -Phasenverschiebung erzeugt werden kann. Dies geschieht unabhängig vom umgebenden Netzwerk, sodass die Erzeugung eines PSE nicht auf Schleifen beschränkt ist wie in der TTSL-HTSL-Technologie. Ein SFS-Kontakt ist ein diskretes Bauelement, was zur Erhöhung der Freiheitsgrade beim Schaltungsentwurf führt und den Entwurfsprozess vereinfacht. An solchen Kontakten wurden bisher hauptsächlich physikalische Grundlagenuntersuchungen durchgeführt. Die größten bisher untersuchten Strukturen umfassen drei SFS-Kontakte [113].

Die in Quelle [78] veröffentlichten Werte sind ein repräsentatives Beispiel für die elektrischen Eigenschaften von SFS-Kontakten. In diesem Beispiel bestehen die JK aus der Legierung $\text{Ni}_{0,53}\text{Cu}_{0,47}$ und erzeugen für Barrierendicken zwischen 11 nm und 22 nm eine π -Phasenverschiebung. Bei einer Barrierendicke $d_F=12$ nm entstehen Kontakte mit der größten kritischen Stromdichte von $J_c=1$ kA/cm² bei $T=4,2$ K, was dem Wert der Nb-Technologie [13] entspricht. Sowohl die Betriebstemperatur als auch die kritischen Stromdichte der SFS-Kontakte eignen sich für die Verwendung in der RSFQ-Elektronik. Andererseits haben diese Kontakte einen sehr kleinen inneren Widerstand. Ein Kontakt mit einer Fläche $10 \cdot 10 \mu\text{m}^2$ besitzt einen kritische Strom von $I_c = 1$ mA und einen Widerstand von $R_N = 100 \mu\Omega$. Aus dieser geringen charakteristischen Spannung $I_c R_N = 0,1 \mu\text{V}$ entsteht nach Gl. (2.19) die maximale Taktfrequenz $f_{max} \approx 20$ MHz. Ein solcher SFS-Kontakt eignet sich nicht als aktives Element einer Hochfrequenzelektronik.

Durch zusätzliche Implementierung eines isolierenden Barrierematerials kann die charakteristische Spannung erhöht werden. Dabei verringert sich die Barrierentransparenz, was gleichzeitig eine Reduktion der kritischen Stromdichte des Kontakts bewirkt. Am Forschungszentrum Jülich wurden SFS-Kontakte hergestellt, deren Barriere aus einem ferromagnetischen Material ($\text{Ni}_{0,6}\text{Cu}_{0,4}$) und einem Isolator (AlO_x) bestehen. Diese Kontakte erzeugen eine π -Phasenverschiebung bei $T = 4,2$ K und einer Barrierendicke zwischen 6 nm und 9 nm [79].

Auf dieser Basis gelang es, π -Kontakte mit einer charakteristischen Spannung $I_c R_N = 400 \mu\text{V}$ herzustellen. Allerdings sinkt dabei die kritische Stromdichte auf 5 A/cm^2 . Für einen Kontakt der Fläche $20 \cdot 20 \mu\text{m}^2$ beträgt der kritische Strom dann $I_c = 20 \mu\text{A}$. Josephson-Kontakte mit derart kleinen kritischen Strömen werden bei $T = 4,2 \text{ K}$ stark vom thermischen Rauschen beeinflusst. Es konnten bisher lediglich kleine Testschaltungen basierend auf Kontakten mit so niedrigen kritischen Strömen experimentell demonstriert werden. Dabei entsteht jedoch ein hohes Schaltfahrrisiko. Damit ist auch dieser SFS-Kontakt für die Verwendung als aktives Element einer komplexen RSFQ-Schaltung ungeeignet.

Mit der in Quelle [94] vorgeschlagenen RSFQ-Schaltung kann dieses Herstellungsproblem umgangen werden. In dem vorgestellten Konzept wird ein π -Kontakt als passiver Phasenschieber in einer verwendet.

Es wird lediglich die vom π -Kontakt erzeugte Phasenverschiebung schaltungstechnisch genutzt. SIS-Kontakte bilden die aktiven Elemente der Schaltung. Als passiver Kontakt ist der SFS-Kontakt sehr gut geeignet. Dafür muss er lediglich über einen kritischen Strom in der Größenordnung einiger $100 \mu\text{A}$ verfügen. Die übrigen elektrischen Eigenschaften haben keinen Einfluss, da der Kontakt nicht aktiv schaltet.

Um solche Schaltungen realisieren zu können, müssen sowohl konventionelle SIS-Kontakte als auch neue SFS-Kontakte auf einem Chip hergestellt werden. Da es eine Technologie zur Herstellung solcher Chips zur Zeit nicht gibt, wurde im Rahmen dieser Arbeit die Kombination zweier existierender Technologien erprobt. Die aktiven Bauelemente der Schaltung wurden in der Nb-Technologie der FLUXONICS Foundry [13] hergestellt. An den Stellen der Schaltung, an denen später ein SFS-Kontakt platziert wird, sind ebene Kontaktflächen vorgesehen. Auf diesen wird mit einer zweiten Technologie ein SFS-Kontakt hergestellt [114]. Die Herstellung erfolgte durch Dr. Weides (Institut für Festkörperforschung) am FZ Jülich [115]. Zusätzlich zum SFS-Schichtpaket wird eine Isolationsschicht und eine Nb-Schicht zur Kontaktierung verwendet. Wie in Abb. 6.15 (b) dargestellt, dient die zusätzliche Nb-Lage zur elektrischen Verbindung zwischen dem SFS-Kontakt und den übrigen Schaltungskomponenten.

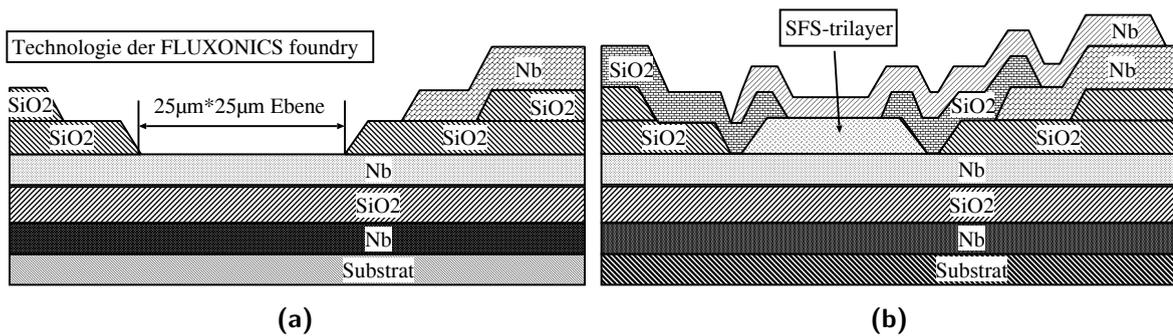


Abb. 6.15: (a) Querschnitt der Nb-Technologie mit einer präparierten Ebene
 (b) Implementierung des SFS-Kontakts zusammen mit einer Verdrahtungsebene

Entsprechend der in [94] präsentierten Idee wurde ein TFF mit einem passiven SFS-Kontakt als π -Kontakt entworfen (Abb. 6.16). Die Fläche des SFS-Kontakts beträgt $20 \cdot 20 \mu\text{m}^2$. Die vorangegangenen Untersuchungen von Dr. Weides haben gezeigt, dass mit dieser Kontaktfläche SFS-Kontakte mit einem kritischen Strom in der Größenordnung einiger $100 \mu\text{A}$ hergestellt werden können. Die durchgeführte Entwurfsstudie zeigt, dass die realisierbaren Technologieparameter grundsätzlich die Herstellung einer SIS-SFS-Hybridschaltung gestatten. Die beim Entwurf entstehenden parasitären Induktivitäten werden besonders durch die ebene Fläche, welche zur Herstellung der SFS-Kontakte erforderlich ist, sowie durch deren elektrische Verbindung zur übrigen Schaltung bestimmt. Mit den hier vorgestellten Technologien bleiben die resultierenden parasitären Induktivitäten ausreichend klein. Die durchgeführte Simulationsstudie zeigt, dass für SFS-Kontakte mit einem kritischen Strom größer als $100 \mu\text{A}$ eine funktionstüchtige Schaltung zu erwarten ist. Die produzierte Schaltung ist in Abb. 6.16 (a) dargestellt. Eine experimentell getestete Umsetzung einer ähnlichen SIS-SFS-Hybridtechnologie wurde auf der Grundlage zweier anderer, aber vergleichbarer Herstellungsprozesse in Quelle [116] präsentiert.

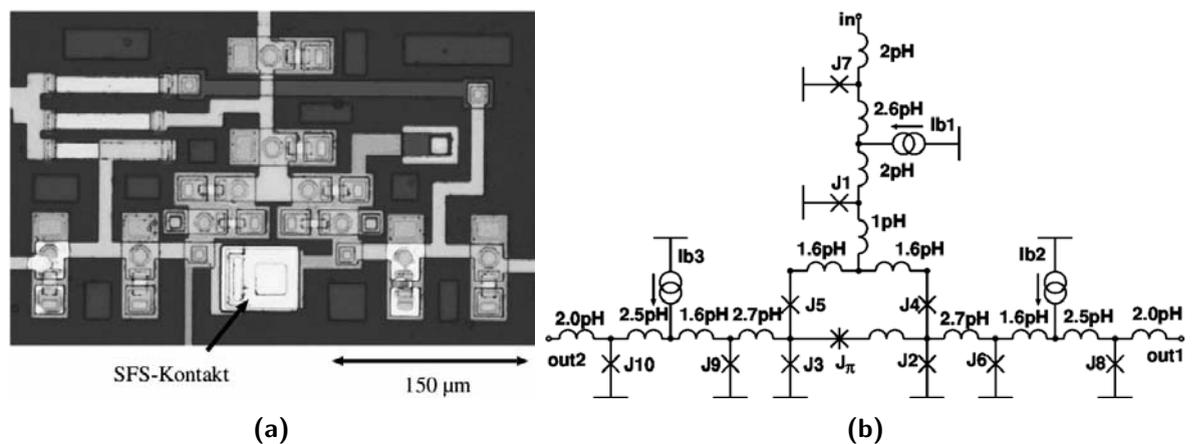


Abb. 6.16: (a) Mikroskopaufnahme eines in SIS-SFS-Hybridtechnologie realisierten TFF
 (b) Ersatzschaltbild des TFF mit einem passiven SFS-Kontakt als PSE

Die bereits genannten Vorteile der SFS-Kontakte stehen den Nachteilen, die sich aus dem technologischen Mehraufwand ergeben, gegenüber. Zukünftige Untersuchungen müssen zeigen, ob diese Methode eine praktikable Lösung darstellt. Die Hybridtechnologie stellt eine technologische Herausforderung dar, aber sie bringt auch einen wichtigen Vorteil mit sich. So werden die aktiven Komponenten, bei denen sowohl eine hohe Qualität als auch eine gute Reproduzierbarkeit und geringe Parameterstreuungen erforderlich sind, in einer zuverlässigen Technologie hergestellt, wohingegen die passiven Komponenten, bei denen die Genauigkeit weniger wichtig ist, in einer weniger ausgereiften Technologie erzeugt werden. Daraus ergeben sich gute Chancen für die Herstellung funktionstüchtiger Schaltungen.

Aus aktueller schaltungstechnischer Sicht ist ein SFS-Kontakt, dessen elektrische Eigenschaften geeignet sind für die Verwendung als aktiv schaltendes Element in RSFQ-Schaltungen,

nicht erforderlich. Im Abschnitt 4.4 wurde bereits die Äquivalenz der Phasenschieber dargestellt. Außerdem weisen die hier vorgenommenen Simulationsstudien darauf hin, dass die Quelle und der Ursprungsort der Phasenverschiebung innerhalb der Speicherschleife keinen Einfluss auf die Schaltungseigenschaften haben. Folglich ist eine topologisch beeinflusste Veränderung der Schaltungsqualität bei einem Wechsel von passiven zu aktiven SFS-Kontakten nicht zu erwarten. Wenn die technologischen Herausforderungen der Hybridtechnologie gemeistert werden können, dann besitzt diese das höchste Potenzial in Bezug auf robuste und hochintegrierte supraleitende Digitalschaltungen.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassung

Die supraleitende Einzelflussquantenelektronik (RSFQ-Elektronik) ist eine ultraschnelle und von Natur aus digitale Schaltungsfamilie. Durch extrem niedrige Schaltenergien besitzt sie das Potenzial zur Anwendung als schnelle und gleichzeitig energiesparende Elektronik. Die RSFQ-Elektronik wird bei geringer Betriebstemperatur ($T = 4,2 \text{ K}$) in entsprechend rauscharmer Umgebung betrieben. Trotzdem wirkt sich das Rauschen aufgrund der geringen Schaltenergie auf das Schaltverhalten aus. In dieser Arbeit sind verschiedene Strategien vorgestellt, wie Rauscheinflüsse verringert werden können.

Aktuelle Entwicklungen auf dem Gebiet der Halbleiterelektronik streben die Verbesserung der Energieeffizienz an [90]. Unter dem Begriff „Green IT“ wird die Entwicklung einer ressourcenschonenden Informationstechnik motiviert. Eine übliche Strategie ist dabei die Reduktion der Energie pro Informationseinheit. Durch Miniaturisierung und Verringerung der Schaltenergie dringt auch die Halbleitertechnik in jene Arbeitsbereiche vor, in denen thermisches Rauschen einen deutlichen Einfluss auf das Schaltverhalten hat und somit im Entwurfsprozess berücksichtigt werden muss.

Die vorliegende Arbeit ist ein Beitrag zur Automatisierung des Schaltungsentwurfs für Elektroniktechnologien mit sehr niedriger Schaltenergie. Sie behandelt die Stabilitätssteigerung von RSFQ-Schaltungen auf der Grundlage neuer Entwurfswerkzeuge und Schaltungstopologien. Diese Konzepte werden am Beispiel von RSFQ-Schaltungen demonstriert, sie sind aber gleichermaßen auf jede andere digitale Elektronik übertragbar.

Der Schwerpunkt der Arbeit liegt auf der Analyse thermischer Rauscheinflüsse und der Zuverlässigkeit von empfindlichen Schaltungen. Durch die Approximation des Schalfehlerverhältnisses mit der Fehlerfunktion erfolgt die Quantifizierung des Rauscheinflusses, auf deren Grundlage die Bewertung der Schaltungsrobustheit stattfindet. Die Beurteilung des Einflusses einzelner Rauschquellen auf das Schaltverhalten ermöglicht eine hier präsentierte neue Methode. Des Weiteren wird die genaue Ursache zufälliger Schaltfehler an den Grenzen des Arbeitsbereiches durch Simulationen und Experimente ermittelt. Daraus ergeben sich neue Erkenntnisse über die Wirkmechanismen innerhalb der untersuchten Schaltung, welche der Identifikation kritischer Schaltungselemente dienen.

Die Dissertation beinhaltet ein neues Konzept für symmetrische RSFQ-Schaltungen auf Basis von Phasenschieberelementen, das in einer deutlichen Verbesserung der Schaltungsrobustheit sowohl gegenüber Rauscheinflüssen als auch gegenüber herstellungsbedingten Parameterstreuungen resultiert. Den angestrebten symmetrischen Entwurf ermöglicht dabei die Implementierung eines neuen Bauelements — des Phasenschieberelements.

In **Kapitel 2** dieser Arbeit wurden die erforderlichen Grundlagen der RSFQ-Elektronik sowie einige spezielle Schaltungsbausteine vorgestellt. Die Auswirkungen des thermischen Rauschens am Beispiel eines RSFQ-Komparators wurden im **Kapitel 3**, zusammen mit einer analytischen Beschreibung zur Quantifizierung des Einflusses, dargestellt. Die Erläuterung der aktuell verwendeten Optimierungswerkzeuge und bekannte Qualitätskriterien sowie die Formulierung der bestehenden Anforderungen an ein Optimierungswerkzeug für rauschbeeinträchtigte Digitalschaltungen bilden den Abschluss des Kapitels.

Die technologischen Voraussetzungen zur Realisierung von drei neuen Phasenschieberelementen waren im Vorfeld bereits vorhanden und sind in **Kapitel 4** beschrieben. Die analytischen Untersuchungen des Einflusses von Phasenschieberelementen auf eine speicherfähige RSFQ-Struktur zeigte, dass im Gegensatz zum konventionellen RSFQ-Speicher durch die Implementierung einer π -Phasenverschiebung ein von Natur aus bistabiles System entsteht. Wird dieses System als Bestandteil einer RSFQ-Schaltung genutzt, erhöht sich die Komplexität des resultierenden Gesamtsystems, was eine Untersuchung mit Hilfe eines Schaltungssimulators erfordert. Nach der Beschreibung der notwendigen technologiespezifischen Modelle wurde am Beispiel eines Toggle-Flip-Flops der positive Effekt der π -Phasenverschiebung demonstriert. Ihre Anwendung ermöglicht einen symmetrischen Aufbau der Schaltung, woraus eine deutliche Verbesserung der Robustheit gegenüber herstellungsbedingten Parameterstreuungen resultiert, was die Verwendung der in Kapitel 3 vorgestellten Qualitätskriterien ergab. Im weiteren Verlauf der Arbeit wurden die RSFQ-Schaltungen mit Phasenschieberelementen erfolgreich realisiert und experimentell erprobt.

Die Quantifizierung der Robustheit von RSFQ-Schaltungen gegenüber Rauscheinflüssen fand auf der Grundlage des Schaltfehlerverhältnisses in **Kapitel 5** statt. Mit diesem Konzept wurden erstmals zwei verschiedene Topologien der selben Zelle miteinander verglichen. Die Analysen ergaben, dass die Verbesserung der Zelltopologie nicht nur eine Vergrößerung des Arbeitsbereichs, sondern auch die Reduktion des Rauscheinflusses bewirkt. Die Simulationsergebnisse gelten nach der Verifizierung durch experimentelle Analysen der in dieser Arbeit entworfenen Schaltungen als bestätigt.

Ein neues Konzept, basierend auf einer Sensitivitätsanalyse, ermöglichte in Abschnitt 5.2 die Untersuchung des Einflusses einzelner Rauschquellen auf die Schaltfunktion. Das wichtigste damit erzielte Ergebnis ist, dass die Dämpfungswiderstände der Komparator-Kontakte die Schaltfunktion maßgeblich beeinträchtigen, wohingegen die Auswirkungen der Widerstände des Versorgungsnetzwerkes vernachlässigt werden können.

Mit der Schaltfehleranalyse in Abschnitt 5.3 erfolgte die Auswertung der zufälligen Schaltfehler an der Grenze des Arbeitsbereiches einer bistabilen Schaltung. Mit dieser Methode konnte der empfindlichste Zustand der analysierten Logikzelle identifiziert werden.

Kapitel 6 ist von experimentellen Untersuchungen der Phasenschieberelemente geprägt, die an den aktuellen Wissensstand anknüpfen. In den präsentierten experimentellen Initialisierungsstudien erfolgte die Ermittlung eines geeigneten Layouts des π -Phasenschiebers und die Optimierung des Initialisierungsstromes. Mit diesem gelang die gleichzeitige serielle Initialisierung vierer π -Phasenschieber, welche die Kernkomponenten eines 4-Bit-Zählers darstellten. Die anschließende experimentelle Analyse dieses 4-Bit-Zählers ergab einen deutlich breiteren Arbeitsbereich im Vergleich zur konventionellen Schaltung.

Des Weiteren entstand im Verlauf dieser Arbeit die erste RSFQ-Schaltung mit einer Kombination aus zwei verschiedenen supraleitenden Materialien (YBCO und Nb). Dies ermöglicht die Herstellung von π -Ringern, welche in der präsentierten Schaltung als Phasenschieberelement Verwendung finden.

Als richtungsweisende Alternative beinhaltet **Kapitel 6** eine Designstudie für einen Hybrid-Prozess, in dem SFS-Kontakte in die Nb-Technologie eingebunden werden. Aus Sicht des Schaltungsentwurfs stellt diese Kombination von SFS- und SIS-Kontakten ein vielversprechendes Konzept zur Realisierung komplexer und robuster RSFQ-Schaltungen dar.

Ausblick

Aktuelle Entwicklungen auf dem Gebiet der RSFQ-Elektronik zielen aus unterschiedlichen Gründen auf eine Reduktion der kritischen Ströme der verwendeten Josephson-Kontakte [117] ab — zum Einen für RSFQ-Schaltungen zum Auslesen von Sensoren zur Erhöhung ihrer Empfindlichkeit und zum Anderen für sehr großer RSFQ-Schaltungen (über 10000 Josephson-Kontakte) zur Reduktion des Stromverbrauchs. Eine Verringerung der kritischen Ströme hat automatisch eine Steigerung der Rauscheinflüsse zur Folge. Die in dieser Arbeit präsentierten Entwurfswerkzeuge können zur Anpassung der Schaltungen an das veränderte Signal-Rausch-Verhältnis verwendet werden. Die Weiterentwicklung zu einem Optimierungswerkzeug, welches die Schaltungen automatisch bezüglich der Rauschstabilität verbessert, ist ebenfalls ein vielversprechendes Ziel. Die Verwendung der Phasenschieberelemente in RSFQ-Schaltungen mit niedrigen kritischen Strömen ist prinzipiell möglich und bietet zwei wichtige Vorteile: Der Rauscheinfluss wird reduziert und die Induktivität der Speicherschleife kann verkleinert werden, was bei diesen Schaltungen zu einem deutlich verringerten Flächenbedarf führt.

Die rekonfigurierbare RSFQ-Elektronik ist ein neues Forschungsgebiet, welches den universellen Einsatz von RSFQ-Schaltungen ermöglichen kann [104]. In Abschnitt 6.1.3 ist eine solches Konzept auf der Basis des π -Phasenschiebers vorgeschlagen und experimentell demonstriert. Diese Methode erhöht die Komplexität einer Schaltung nur geringfügig und führt nicht zu zusätzlichem Stromverbrauch. Beide Vorteile befürworten eine rekonfigurierbare RSFQ-Elektronik auf der Grundlage von π -Phasenschiebern.

Literaturverzeichnis

- [1] STOBBE, Lutz ; NISSEN, Nils ; PROSKE, Marina ; MIDDENDORF, Andreas ; FRIEDEWALD, Michael ; GEORGIEFF, Peter ; LEIMBACH, Timo: Abschätzung des Energiebedarfs der weiteren Entwicklung der Informationsgesellschaft / Fraunhofer-Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration. 2009. – Forschungsbericht
- [2] DE-CIX - GERMAN INTERNET EXCHANGE: *Traffic Statistics*. <https://www.de-cix.net/>, Abruf: 01. Juli 2010
- [3] BUNDESFORSCHUNGSMINISTERIN SCHAVAN: *Den Energiehunger der Informationstechnologie auf Diät setzen*. Version: Newsletter. <http://www.hightech-strategie.de/de/1340.php>, Abruf: 01. Juli 2010
- [4] KITTEL, Ch.: *Einführung in die Festkörperphysik*. 12. München Wien : R.Oldenbourg Verlag, 1999
- [5] TINKHAM, M.: *Introduction to superconductivity, Second Edition*. 2. New York : Dover Books on Physics, 1996
- [6] BARDEEN, J. ; COOPER, L.N. ; SCHRIEFFER, J.R.: Microscopic theory of superconductivity. In: *Phys. Rev.* 106 (1957), Nr. 1, S. 162–164
- [7] DEAVER JR., B.S. ; FAIRBANK, W.M.: Experimental evidence for quantized flux in superconducting cylinders. In: *Physical Review Letters* 7 (1961), Nr. 2, S. 43–46
- [8] DOLL, R. ; NÄBAUER, M.: Experimental proof of magnetic flux quantization in a superconducting ring. In: *Physical Review Letters* 7 (1961), Nr. 2, S. 51–52
- [9] MUKHANOV, O.A. ; SEMENOV, V.K. ; LIKHAREV, K.K.: Ultimate performance of the RSFQ logic circuits. In: *IEEE Trans. on Magnetics* 23 (1987), Nr. 2, S. 759–762
- [10] LIKHAREV, K.K. ; SEMENOV, V.K.: RSFQ logic/memory family: A new Josephson junction technology for sub-terahertz-clock-frequency digital systems. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 1 (1991), Nr. 1, S. 3–27
- [11] HYPRES: *Hypres Niobium Circuit Foundry*. Version: 2009. <http://www.hypres.com/pages/foundry/bfound.htm>, Abruf: 10. Jan. 2010

- [12] NUMATA, H. ; NAGASAWA, S. ; TANAKA, M. ; TAHARA, S.: Fabrication technology for high-density Josephson integrated circuits using mechanical polishing planarization. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 9 (1999), S. 3198–3201
- [13] FLUXONICS: *FLUXONICS-Foundry*. <http://www.fluxonics-foundry.de/>, Abruf: 03. Juli. 2010
- [14] HAYAKAWA, H. ; YOSHIKAWA, N. ; YOROZU, S. ; FUJIMAKI, A.: Superconducting digital electronics. In: *Proceedings of the IEEE* 92 (2004), S. 1549–1563
- [15] BUCKEL, W.: *Supraleitung, Grundlagen und Anwendungen*. 5. New York, Cambridge, Tokyo : VCH Verlagsgesellschaft, 1994
- [16] JOSEPHSON, B.D.: Possible new effects in superconductive tunnelling. In: *Phy. Let* 1 (1962), Nr. 7, S. 251–253
- [17] ANDERSON, P.W. ; ROWELL, J.M.: Probable observation of the Josephson superconducting tunneling effect. In: *Phys. Rev. Lett.* 10 (1963), Nr. 6, S. 230–232
- [18] SHAPIRO, S.: Josephson currents in superconducting tunneling: the effect of microwaves and other observations. In: *Phys. Rev. Lett.* 11 (1963), Nr. 2, S. 80–82
- [19] GOLUBOV, A.A. ; KUPRIYANOV, M.Yu. ; ILL'ICHEV, E.: The current-phase relation in Josephson junctions. In: *Reviews of Modern Physics* 76 (2004), Nr. 2, S. 411–469
- [20] STEWART, W.C.: Current-Voltage characteristics of Josephson junctions. In: *Applied Physics Letters* 12 (1968), Nr. 8, S. 277–280
- [21] MCCUMBER, D.E.: Effect of ac impedance on dc Voltage-Current characteristics of Superconductor weak link junctions. In: *Journal of Applied Physics* 39 (1968), Nr. 7, S. 3113–3118
- [22] KADIN, A.M.: *Introduction to superconducting circuits*. New York, Singapore, Toronto : John Wiley & Sons, 1999
- [23] ZAPPE, H.H.: Minimum current and related topics in Josephson tunnel junction devices. In: *Journal of Applied Physics* 44 (1973), S. 1371–1377
- [24] DIMOV, B. ; KHABIPOV, M. ; BALASHOV, D. ; BRANDT, C.M. ; BUCHHOLZ, F.-I. ; NIEMEYER, J. ; UHLMANN, F.H.: Tuning of the RSFQ gate speed by different Stewart-McCumber parameters of the Josephson junctions. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 15 (2005), S. 284–287
- [25] DOROJEVETS, M. ; BUNYK, P. ; ZINOVIEV, D.: FLUX Chip: Design of a 20-GHz 16-bit Ultrapipelined RSFQ Processor Prototype Based on 1.75- μ m. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 11 (2001), S. 326–332

-
- [26] DIMOV, B.: *General restrictions and their possible solutions for the development of ultra high-speed complex RSFQ circuits*, Technische Universität Ilmenau, Deutschland, Dissertation, 2005
- [27] WHAN, C.B. ; LOBB, C.J. ; FORRESTER, M.G.: Effect of inductance in externally shunted Josephson tunnel junctions. In: *Journal of Applied Physics* 77 (1995), S. 382–389
- [28] ORTLEPP, Th. ; UHLMANN, H.F.: Noise analysis for intrinsic and external shunted Josephson junctions. In: *Supercond. Sci. Technol.* 17 (2004), S. S112–S116
- [29] WHAN, C.B. ; LOBB, C.J.: Complex dynamical behavior in RCL-shunted Josephson tunnel junctions. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 5 (1995), S. 3094–3097
- [30] ORTLEPP, T.: *Dynamische Analyse stochastischer Einflüsse in der supraleitenden Einzelflussquantenelektronik*, Technische Universität Ilmenau, Deutschland, Dissertation, 2004
- [31] HOFFMANN, R.K.: *Integrierte Mikrowellenschaltungen*. 1. Berlin New York Tokyo : Springer Verlag, 1983
- [32] CHANG, W.H.: The inductance of a superconducting strip transmission line. In: *Journal of Applied Physics* 50 (1979), Nr. 12, S. 8129–8134
- [33] BUNYK, P.I. ; RYLOV, S.V.: Automated calculation of mutual inductance matrices of multilayer superconductor integrated circuits, August 11-14, 1993 (4th International Superconductive Electronics Conference (ISEC'93), Boulder, Colorado, USA)
- [34] KAMON, M. ; TTSUK, M.J. ; WHITE, J.K.: FASTHENRY: A multipole-accelerated 3-D inductance extraction program. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 42 (1994), S. 1750–1758
- [35] GAJ, K. ; HERR, Q.P. ; ADLER, V. ; KRASNIEWSKI, A. ; FRIEDMAN, E.G. ; FELDMAN, M.J.: Tools for the computer-aided Design of Multigigahertz superconducting digital circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 9 (1999), Nr. 1, S. 18–38
- [36] CLARKE, J. ; BRAGINSKI, A.I.: *The SQUID Handbook*. 1. Berlin : Wiley-VCH, 2004
- [37] FANG, E.-S. ; VAN DUZER, T.: A Josephson integrated circuit Simulator (JSIM) for superconductiv electronics application. In: *ISEC'89* (June 1989), S. 407–410
- [38] SATCHELL, J.: Stochastic Simulation of SFQ logic. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 7 (1997), Nr. 2, S. 3315–3318
- [39] NYQUIST, H.: Thermal agitation of electric charge in conductor. In: *Physical Review* 32 (1928), S. 110–113
- [40] JOHNSON, J.B.: Thermal agitation of electricity in conductors. In: *Physical Review* 32 (1928), S. 107–109

- [41] KAPLUNENKO, V. K.: Fluxon interaction in an overdamped Josephson transmission line. In: *Applied Physics Letters* 66 (1995), Nr. 24, S. 3365–3365
- [42] BROCK, D.K. ; TRACK, E.K. ; ROWELL, J.M.: Superconductor ICs: the 100-GHz second generation. In: *IEEE Spectrum* 37 (2000), Nr. 12, S. 40–46
- [43] FILIPPOV, T.V. ; KORNEV, V.K.: Sensitivity of the balanced Josephson-junction comparator. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 27 (1991), S. 2452–2455
- [44] RSFQ DESIGN GROUP, TU-ILMENAU: *RSFQ cell library*. Version: 2010. <http://www.tu-ilmenau.de/it-tet/forschung/supraleitende-hge/rsfq-cell/>, Abruf: 03. Juli. 2010
- [45] LIKHAREV, K.K. ; SEMENOV, V. ; BUNYK, P. ; FILIPPOV, V. ; POLKYAKOV, Y. ; ZINOVIEV, D. ; SUNY/STONY BROOK (Hrsg.): *RSFQ Cell Library*. <http://pavel.physics.sunysb.edu/RSFQ/Lib/contents.html>, Abruf: 8. December. 2009
- [46] BUNYK, P.I. ; LIKHAREV, K.K. ; ZINOVIEV, D.: RSFQ technology: Physics and devices. In: *Int. Journal on High Speed Electronics and Systems* 11 (2001), Nr. 1, S. 257–306
- [47] INTISO, S. ; KATAEVA, I. ; TOLKACHEVA, E. ; ENGSETH, H. ; PLATOV, K. ; KIDIYAROVA-SHEVCHENKO, A.: Time-Delay optimization of RSFQ cells. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 15 (2005), S. 328–331
- [48] SCHERER, A.: *Entwurf eines quantengenauen und ultraschnellen Flash-Analog-Digital-Wandlers in supraleitender Einzelflussquantenelektronik*, Technische Universität Ilmenau, Deutschland, Diplomarbeit, 2009
- [49] WEBER, J.: *Untersuchung der Schalt- und Verzögerungszeiten einer supraleitenden Hochgeschwindigkeitselektronik im Pikosekunden-Bereich*, Technische Universität Ilmenau, Deutschland, Diplomarbeit, 2003
- [50] KAPLUNENKO, V.K. ; KHABIPOV, M.I. ; LIKHAREV, K.K. u. a.: Experimental study of the RSFQ logic elements. In: *IEEE Trans. on Magnetics* 25 (1989), Nr. 2, S. 861–864
- [51] LIKHAREV, K.K.: *Dynamics of Josephson junctions and circuits*. Gordon and Breach publishers, 1986
- [52] SATCHELL, J.: Limitations on HTS single flux quantum logic. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 9 (1999), Nr. 2, S. 3841–3844
- [53] HERR, Q.P. ; JOHNSON, M.W. ; FELDMAN, M.J.: Temperature-dependent Bit-Error rate of a clocked superconducting digital circuit. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 9 (1999), Nr. 2, S. 3594–3597
- [54] RYLYAKOV, A.V. ; LIKHAREV, K.K.: Pulse jitter and timing errors in RSFQ circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 9 (1999), Nr. 2, S. 3539–3544

-
- [55] BUNYK, P. ; ZINOVIEV, D.: Experimental characterization of bit error rate and pulse jitter in RSFQ circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 11 (2001), Nr. 1, S. 529–532
- [56] FUJIWARA, K. ; NAKAJIMA, N. ; NISHIGAI, T. ; ITO, M. ; YOSHIKAWA, N. ; FUJIMAKI, A. ; TERAJ, H. ; YOROZU, S.: Bit Error test of large-scale SFQ digital circuit systems. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 15 (2005), Nr. 2, S. 427–430
- [57] HIKIDA, T. ; FUJIWARA, K. ; YOSHIKAWA, N. ; FUJIMAKI, A. ; TERAJ, H. ; YOROZU, S.: Bit-Error-Rate measurements of RSFQ shift register memories. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 17 (2007), Nr. 2, S. 512–515
- [58] HAMILTON, C.A. ; GILBERT, K.C.: Margins and yield in single flux quantum logic. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 4 (1991), Nr. 1, S. 157–163
- [59] HERR, Q.P. ; FELDMAN, M.J.: Multiparameter optimization of RSFQ circuits using the methode of inscribed hyperspheres. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 5 (1995), Nr. 2, S. 3337–33340
- [60] HARNISCH, T. ; KUNERT, J. ; TOEPFER, H. ; UHLMANN, F.H.: Design centering methode for yield optimization of cryoelectronic circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 7 (1997), Nr. 2, S. 3434–3437
- [61] SOIN, R.S. ; SPENCE, R.S.: Statistical exploration approach to design centering. In: *IEE Proceedings-G Circuits Devices and Systems* 127 (1980), Nr. 6, S. 260–269
- [62] SAITOH, K. ; SOUTOME, Y. ; TARUNTANI, Y. ; TAKAGI, K.: A new approach of optimization procedure for superconducting integrated circuits. In: *Supercond. Sci. Technol.* 12 (1999), S. 779–781
- [63] FOURIE, C.J. ; PEROLD, W.J.: Comparison of genetic algorithms to other optimization techniques for raising circuit yield in superconducting digital circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 13 (2003), Nr. 2, S. 511–514
- [64] YOROZU, S. ; KAMEDA, Y. ; TERAJ, H. ; FUJIMAKI, A. ; YAMADA, T. ; TAHARA, S.: A single flux quantum standard logic cell library. In: *Physica C* 378-381 (2002), Nr. 2, S. 1471–1474
- [65] MAEZAWA, M. ; HIRAYAMA, F. ; SUZUKI, M.: Design and fabrication of RSFQ cell library for middle-scale applications. In: *Physica C* 412-414 (2004), Nr. 2, S. 1591–1596
- [66] MAJER, J.B. ; BUTCHER, J.R. ; MOOIJ, J.E.: Simple phase bias for superconducting circuits. In: *Applied Physics Letters* 80 (2002), Nr. 19, S. 3638–3640
- [67] SMILDE, H.J.H.: *Josephson contacts between high- T_c and low- T_c superconductors*, Universiteit Twente, Enschede, The Netherlands, Dissertation, 2001

- [68] TSUEI, C.C. ; KIRTLEY, J.R.: Pairing symmetry in cuprate superconductors. In: *Reviews of Modern Physics* 72 (2000), Nr. 4, S. 969–1016
- [69] SUN, A. G. ; GAJEWSKI, D. A. ; MAPLE, M. B. ; DYNES, R. C.: Observation of Josephson pair tunneling between a high- T_c cuprate ($YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$) and a conventional superconductor (Pb). In: *Phys. Rev. Lett.* 72 (1994), Nr. 14, S. 2267–2270
- [70] TSUEI, C.C. ; KIRTLEY, J.R. ; CHI, C.C. ; GUPTA, A. ; SHAW, T. ; SUN, J.Z. ; KETCHEN, M.B.: Pairing symmetry and flux quantization in a tricrystal superconducting ring of $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$. In: *Physical Review Letters* 73 (1994), Nr. 4, S. 593–596
- [71] KIRTLEY, J.R. ; TSUEI, C.C. ; ARIANDO, A. ; VERWIJS, C.J.M. ; HARKEMA, S. ; HILGENKAMP, H.: Angle-resolved phase-sensitive determination of the in-plane gap symmetry in $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$. In: *Nature physics* 2 (2006), S. 190–194
- [72] ARIANDO: *Josephson Junction arrays with d-wave-induced π -phase-shifts*, Universiteit Twente, Enschede, The Netherlands, Dissertation, 2005
- [73] KIRTLEY, J.R. ; MOLER, K.A. ; SCALAPINO, D.J.: Spontaneous flux and magnetic-interference patterns in $0-\pi$ Josephson junctions. In: *Physical Review B* 56 (1997), Nr. 2, S. 886–891
- [74] WOLLMANN, D.A. ; HARLINGEN, D.J. V. ; LEE, W.C. ; GINSBERG, D.M. ; LEGGETT, A.J.: Experimental determination of the superconducting pairing state in YBCO from the phase coherence of YBCO-Pb dc SQUIDS. In: *Physical Review Letters* 71 (1993), Nr. 13, S. 2134–2137
- [75] BRAWNER, D.A. ; OTT, H.R.: Evidence for a non-s-wave superconducting order parameter in $YBa_2Cu_3O_{6.6}$ with $T_c=60K$. In: *Physical Review B* 53 (1996), Nr. 13, S. 8249–8252
- [76] BULAEVSKII, L.N. ; KUZII, V.V. ; SOBYANIN, A.A.: Superconducting system with weak coupling to the current in the ground state. In: *JETP Letters* 25 (1977), Nr. 7, S. 290–294
- [77] RYAZANOV, V.V. ; OBOZNOV, V.A. ; RUSANOV, A.Yu. ; VERETENNIKOV, A.V. ; GOLUBOV, A.A. ; AARTS, J.: Coupling of two superconductors through a ferromagnet: Evidence for a π junction. In: *Physical Review Letters* 86 (2001), Nr. 11, S. 2427–2430
- [78] OBOZNOV, V. A. ; BOL'GINOV, V. V. ; FEOFANOV, A. K. ; RYAZANOV, V. V. ; BUZDIN: Thickness dependence of the Josephson ground states of superconductor-ferromagnet-superconductor junctions. In: *Physical Review Letters* 96 (2006), Nr. 19, S. 197003
- [79] WEIDES, M. ; KEMMLER, M. ; GOLDOBIN, E. ; KOELLE, D. ; KLEINER, R. ; KOHLSTEDT, H. ; BUZDIN, A.: High quality 0 and π Josephson tunnel junctions. In: *Applied Physics Letters* 89 (2006), S. 122511

- [80] SELIER, H. ; BARADUC, C. ; LEFLOCH, F. ; CALEMCZUK, R.: Temperature-induced crossover between 0 and π states in S/F/S junctions. In: *Physical Review B* 68 (2003), Nr. 5, S. 054531
- [81] BLUM, Y. ; TSUKERNIK, A. ; KARPOVSKI, M. ; PALEVSKI, A.: Oscillations of the superconducting critical current in Nb-Cu-Ni-Cu-Nb junctions. In: *Physical Review Letters* 89 (2002), Nr. 18, S. 187004
- [82] BAUER, A. ; BENTNER, J. ; APRILI, M. ; DELLA ROCCA, M. L. ; REINWALD, M. ; WEGSCHEIDER, W. ; STRUNK, C.: Spontaneous supercurrent induced by ferromagnetic π junctions. In: *Physical Review Letters* 92 (2004), Nr. 21, S. 217001
- [83] BORN, F. ; SIEGEL, M. ; HOLLMANN, E. K. ; BRAAK, H. ; GOLUBOV, A. A. ; GUSAKOVA, D. Y. ; KUPRIYANOV, M. Y.: Multiple 0 – π transitions in superconductor/insulator/ferromagnet/superconductor Josephson tunnel junctions. In: *Physical Review B* 74 (2006), Nr. 14, S. 140501
- [84] BELL, C. ; LOLOEE, R. ; BURNELL, G. ; BLAMIRE, M. G.: Characteristics of strong ferromagnetic Josephson junctions with epitaxial barriers. In: *Physical Review B* 71 (2005), Nr. 18, S. 180501
- [85] BASELMANS, J.J.A. ; MORPURGO, A.F. ; VAN WEES, B.J. ; KLAPWIJK, T.M.: Reversing the direction of the supercurrent in a controllable Josephson junction. In: *Nature* 397 (1999), S. 43–45
- [86] WULF, M. ; OHKI, T.A. ; FELDMAN, M.J.: A simple circuit to supply constant flux biases for superconducting quantum computing. In: *J. Phys.: Conf. Ser.* 43 (2006), S. 1397–1400
- [87] GUMANN, A. ; INIOTAKIS, C. ; SCHOPOHL, N.: Geometric π Josephson junction in d-wave superconducting thin films. In: *Applied Physics Letters* 91 (2007), Nr. 19, S. 192502
- [88] SCHULZ, R.R. ; CHESCA, B. ; GOETZ, G. ; SCHNEIDER, C.W. ; SCHMEHL, A. ; BIELEFELDT, H. ; HILGENKAMP, H. ; MANNHART, J.: Design and realization of an all d-wave dc π -superconducting quantum interference device. In: *Applied Physics Letters* 76 (2000), Nr. 7, S. 912–914
- [89] TIETZE, U. ; SCHENK, Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Auflage. Springer-Verlag, 2002
- [90] *International Technology Roadmap for Semiconductors*. Version: 2009. <http://www.itrs.net/>, Abruf: 10. june. 2010
- [91] TERZIOGLU, E. ; GUPTA, D. ; BEASLEY, M.R.: Complementary Josephson junction circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 7 (1997), Nr. 2, S. 3642–3645

- [92] MIELKE, O. ; ORTLEPP, Th. ; DIMOV, B. ; UHLMANN, F.H.: Phase engineering techniques in superconducting quantum electronics. In: *J. Phys.: Conf. Ser.* 97 (2008), Nr. 012196, S. 9
- [93] VERWIJS, C.J.M.: *Fractional flux quanta in high- T_c /low- T_c superconducting structures*, Universiteit Twente, Enschede, The Netherlands, Dissertation, 2009
- [94] USTINOV, A.V. ; KAPLUNENKO, V.K.: Rapid single-flux quantum logic using π -shifters. In: *Journal of Applied Physics* 94 (2003), Nr. 8, S. 5405–5407
- [95] MANCINI, C.A. ; VUKOVIC, N. ; HERR, A.M. ; GAJ, K. ; BOCKO, M.F. ; FELDMAN, M.J.: RSFQ Circular shift registers. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 7 (1997), Nr. 2, S. 2832–2835
- [96] MIELKE, O. ; ORTLEPP, T. ; FEBVRE, P. ; UHLMANN, F.H.: Reduced probability of noise introduced malfunction in RSFQ circuits by implementing intrinsic π -Phaseshifter. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 19 (2009), S. 621–625
- [97] EBERT, B. ; MIELKE, O. ; KUNERT, J. ; STOLZ, R. ; ORTLEPP, T.: Experimentally verified design guidelines for minimizing the gray zone width of Josephson comparators. In: *Supercond. Sci. Technol.* 23 (2010), Nr. 055005, S. 8pp
- [98] BALASHOV, D. ; DIMOV, B. ; KHABIPOV, M. ; ORTLEPP, T. ; HAGEDORN, D. ; BUCHHOLZ, A.B. Zorin F.-Im. ; UHLMANN, F.H. ; NIEMEYER, J.: Passive phase shifter for superconducting Josephson circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 17 (2007), Nr. 2, S. 142–145
- [99] DIMOV, B. ; BALASHOV, D. ; KHABIPOV, M. ; ORTLEPP, Th. ; BUCHHOLZ, F.-Im. ; ZORIN, A.B. ; NIEMEYER, J. ; UHLMANN, F.H.: Implementation of superconductive passive phase shifters in RSFQ digital circuits. In: *Supercond. Sci. Technol.* 21 (2008), Nr. 45007, S. 1–7
- [100] EBERT, Bjoern ; ORTLEPP, Thomas ; UHLMANN, F. H.: Experimental study of the effect of flux trapping on the operation of RSFQ circuits. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 19 (2009), S. 607–610
- [101] MIELKE, O. ; ORTLEPP, T. ; KUNERT, J. ; MEYER, H.-G. ; TOEPFER, H.: Controlled initialization of superconducting π -phaseshifters and possible applications. In: *Supercond. Sci. Technol.* 23 (2010), Nr. 055003, S. 7pp
- [102] ORTLEPP, T. ; MIELKE, O. ; KUNERT, J. ; TOEPFER, H.: Improved operation range of digital superconductive electronics by implementing passive phaseshifters. In: *Physica C*
- [103] IWASAKI, S. ; TANAKA, M. ; YAMANASHI, Y. ; PARK, H. ; AKAIKE, H. ; FUJIMAKI, A. ; YOSHIKAWA, N. ; TAKAGI, N. ; MURAKAMI, K. ; HONDA, H. ; INOUE, K.: Design of a reconfigurable data-path prototype in the single-flux-quantum circuit. In: *Supercond. Sci. Technol.* 20 (2007), S. 328–331

-
- [104] KATAEVA, Irina ; AKAIKE, Hiroyuki ; FUJIMAKI, Akira ; YOSHIKAWA, Nobuyuki ; TAKAGI, Naofumi ; INOUE, Koji ; HONDA, Hiroaki ; MURAKAMI, Kazuaki: An operand routing network for an SFQ reconfigurable data-path processor. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 19 (2009), S. 665–669
- [105] FOURIE, C.J. ; HEERDEN, H. van: An RSFQ Superconductive Programmable Gate Array. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 17 (2007), S. 538–541
- [106] ITO, M ; NAKAJIMA, N ; FUJIWARA, K ; YOSHIKAWA, N ; TERAJ, H ; YOROZU, S ; FUJIMAKI, A: Design and implementation of SFQ programmable clock generators. In: *Physica C* 412-414 (2004), S. 1550–1554
- [107] SMILDE, H.J.H ; HILGENKAMP, H. ; GERRITSMA, G.J. ; BLANK, D.H.A. ; ROGALLA, H.: Realization and properties of ramp-type $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}/\text{Au}/\text{Nb}$ junctions. In: *Physica C* 350 (2001), S. 269–275
- [108] MOORE, D.F. ; VETTIGER, P. ; FORSTER, T.: High current-density Josephson edge-junction capacitance. In: *Physic B+C* 108 (1981), Nr. 1-3, S. 983–984
- [109] SMILDE, H.J.H ; HILGENKAMP, H. ; RIJNDERS, G. ; BLANK, D.H.A. ; ROGALLA, H.: Enhanced transparency ramp-type Josephson contacts through interlayer deposition. In: *Applied Physics Letters* 80 (2002), Nr. 24, S. 4579–4581
- [110] OWEN, C.S. ; SCALAPINO, D.J.: Vortex structure and critical currents in Josephson junctions. In: *Physical Review* 164 (1967), Nr. 2, S. 538–544
- [111] ORTLEPP, T. ; ARIANDO ; MIELKE, O. ; VERWIJS, C.-J.-M. ; FOO, K.-F.-K. ; ANDRESKI, A. ; ROGALLA, H. ; UHLMANN, F.-H. ; HILGENKAMP, H.: RSFQ circuitry using intrinsic π -phase shifts. In: *IEEE Trans. Appl. Superconductivity* 17 (2007), Nr. 2, S. 659–663
- [112] ORTLEPP, T. ; ARIANDO ; MIELKE, O. ; VERWIJS, C.J.M. ; FOO, K.F.K. ; ROGALLA, H. ; UHLMANN, F.H. ; HILGENKAMP, H.: Flip-Flopping fractional flux quanta. In: *Science* 312 (2006), Nr. 5779, S. 1495–1497
- [113] FROLOV, S.M ; STOUTIMORE, M.J.A. ; CRANE, T.A. ; HARLINGEN, D.J. V. ; OBOZNOV, V.A. ; RYAZANOV, V.V. ; RUOSI, A. ; GRANATA, C. ; RUSSO, M.: Imaging spontaneous currents in superconducting arrays of π -junctions. In: *Nat Phys* 4 (2008), Nr. 1, S. 32–36
- [114] MIELKE, O. ; WEIDES, M. ; ORTLEPP, T. ; KUNERT, J. ; MEYER, H.-G. ; UHLMANN, F.H.: *Implementation of a hybrid technology including SIS and SFS Josephson junction.* Proc. of the Applied Superconductivity Conference (ASC-2008) - 1EY05, Chicago, IL, 2008
- [115] WEIDES, M.: *Josephson tunnel junctions with ferromagnetic interlayer*, Forschungszentrum Jülich, Deutschland, Dissertation, 2007

-
- [116] KHABIPOV, M.I. ; BALASHOV, D.V. ; MAIBAUM, F. ; ZORIN, A.B. ; OBOZNOV, V. A. ; BOLGINOV, V.V. ; ROSSOLENKO, A.N. ; RYAZANOV, V. V.: A single flux quantum circuit with a ferromagnet-based Josephson π -junction. In: *Supercond. Sci. Technol.* 23 (2010), S. 6pp
- [117] HASSEL, J. ; GRÖNBERG, L. ; HELISTÖ, P.: Verification of stable operation of rapid single flux quantum devices with frequency-dependent dissipation. In: *New Journal of Physics* 9 (2007), S. 7pp

Thesen zur Dissertation

Titel: Methoden zur Verbesserung der Funktionsstabilität digitaler Elektronik mit niedriger Schaltenergie

1. Die π -Phasenverschiebung liefert ein neues Bauelement der RSFQ-Elektronik, welches die Robustheit von Speicherzellen gegenüber herstellungsbedingten Parameterstreuungen und thermischen Rauscheinflüssen verbessert.
2. In einem RSFQ-Speicher mit π -Phasenverschiebung kann die verwendete Induktivität deutlich reduziert werden.
3. Die π -Phasenverschiebung kann auf unterschiedlichen technologischen Grundlagen basieren, welche alle in gleicher Weise zur Verbesserung der Zuverlässigkeit der RSFQ-Schaltung führen.
4. Jede RSFQ-Logikzelle kann von dem positiven Einfluss der π -Phasenverschiebung profitieren, weil sie mindestens eine interne Speicherstruktur besitzt.
5. π -Phasenschieber können zuverlässig mit Hilfe eines Steuerstromes initialisiert werden, wenn sie nicht mit einer Grundplatte abgedeckt werden.
6. π -Phasenschieber können als Grundlage für eine rekonfigurierbaren RSFQ-Elektronik verwendet werden.
7. Der Arbeitsbereich einer komplexen RSFQ-Schaltung wird von der labilsten Zelle begrenzt. Geringe Verbesserungen dieser Zelle führen zu deutlichen Verbesserungen der kompletten Schaltung.
8. Durch einen symmetrischen Aufbau des RSFQ-Speichers können nicht nur der Arbeitsbereich vergrößert, sondern auch die Auswirkungen des thermischen Rauschens reduziert werden.
9. Die rauschinduzierten Schaltfehler einer RSFQ-Schaltung werden hauptsächlich von den Dämpfungswiderständen der Komparator-Kontakte beeinflusst. Die Widerstände

des Versorgungsnetzwerkes haben einen zu vernachlässigenden Einfluss auf das Schaltverhalten.

10. Im konventionellen RSFQ-Toggle-Flip-Flop sind zwei Komparatoren am Schaltungsbetrieb beteiligt, aber nur das Rauschen in einem der beiden hat einen Einfluss auf die Schaltfehler der Zelle.
11. Durch Variation einzelner Dämpfungswiderstände kann der Arbeitsbereich einer RSFQ-Basiszelle vergrößert werden.
12. Im Zuge der Effizienzsteigerung von Halbleiterschaltungen werden auch diese durch Reduktion der Signalpegel vom thermischen Rauschen beeinflusst.
13. Zukünftige Entwicklungen im Bereich der Halbleiterelektronik mit niedriger Schaltenergie können von den in dieser Arbeit entwickelten Entwurfswerkzeugen profitieren.

Erklärung

Ich versichere, dass ich die folgende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt und indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter der Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch angesehen wird und den erfolglosen Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

Ilmenau, den 05. Juli 2010

Olaf Wetzstein

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Theoretische Elektrotechnik der Technischen Universität Ilmenau. Bedanken möchte ich mich als erstes bei dem ehemaligen Leiter des Fachgebietes Univ.-Prof. Dr.-Ing.habil Dr.H.c. i.R. F.Hermann Uhlmann für die wissenschaftliche und organisatorische Betreuung. Die kontinuierliche Fortführung meiner Arbeit wurde mir durch den neuen Fachgebietsleiter Univ.-Prof. Dr.-Ing.habil. Hannes Töpfer ermöglicht, wofür ich mich genauso bedanken möchte wie für seine vielen Hinweise sowie die Anfertigung eines der Gutachten.

Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Prof. Dr.rer.nat.habil. Paul Seidel für die Anfertigung seines Gutachtens.

Für die Begutachtung meiner Arbeit bedanke ich mich auch bei Dr.rer.nat. Martin Weides, der mich außerdem mit seinem Technologiewissen beraten und meine Arbeit durch die Herstellung der SFS-Kontakte bereichert hat.

Ganz besonders herzlich möchte ich mich bei Dr.-Ing. Dipl.-Math. Thomas Ortlepp bedanken. Mit vielen Ideen, viel investierter Zeit und strukturierten Lösungsansätzen hat er zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Die von ihm durchgeführte konsequente Weiterentwicklung der Messtechnik hat viele meiner Experimente erst ermöglicht.

Für die Herstellung des Großteils meiner Schaltungen bedanke ich mich bei dem Institut für Photonische Technologien (IPHT), Abteilung Quantendetektion unter der Leitung von Prof. Dr. Hans-Georg Meyer. Hier möchte ich mich besonders bei Dr.-Ing. Jürgen Kunert für die Unterstützung bei den Chip-Entwürfen sowie für die Vorbereitungen der Experimente bedanken. Frau Marion Sondermann gilt mein Dank für das bonden unzähliger Chips.

Bei meiner zukünftigen Frau Dipl.-Medienwiss. Antje Wetzstein bedanke ich mich für die umfangreiche Unterstützung. Durch die viele Verbesserungsvorschläge hat das Manuskript deutlich an Qualität gewonnen. Ich bedanke mich auch für das Verständnis, mit dem sie meine Launen ertragen hat und für die moralische Unterstützung mit der sie mir geholfen hat diese arbeitsreiche Zeit zu überstehen.

Für viele wertvolle Hinweise zum Manuskript bedanke ich mich bei Dr.-Ing. Torsten Reich, Dipl.-Ing. Sebastian Biller und Dipl.-Ing. Imke Haverkamp.

Bei einer solchen Aufzählung vergisst man leicht viele andere, die durch ihr Wirken und ihre Hilfe mein Arbeitsumfeld geprägt haben. Auch ihnen soll hier gedankt werden.

Im Besonderen möchte ich an dieser Stelle die Möglichkeit nutzen mich bei meiner Familie zu bedanken. Meinen Eltern danke ich für die großzügige Unterstützung während meiner Ausbildungszeit, welche ohne Zweifel den Grundstein für diese Arbeit gelegt hat. Bei meiner Schwester Anita und meinem Cousin Kai bedanke ich mich für viele gute Hinweise und moralische Unterstützung.