



Vladimir Majkic, BSc

Konzeption und Entwurf von digital trimmbaren RC Silicon Clocks

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Elektrotechnik

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Peter Söser

Institut für Elektronik (IFE)

Externe Betreuer

Dipl.-Ing. Philipp Greiner, BSc und Dipl.-Ing. Christoph Steffan, BSc

Infineon Technologies Austria AG

Graz, Oktober 2014

Eidesstattliche Erklärung

AFFIDAVIT

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources, and that I have explicitly indicated all material which has been quoted either literally or by content from the sources used. The text document uploaded to TUGRAZonline is identical to the present master's thesis.

Datum / Date

Unterschrift / Signature



Diese Masterarbeit wurde unterstützt von
Infineon Technologies Austria AG
Development Center Graz
Abteilung Contactless and RF Exploration
Leitung Dipl.-Ing. Gerald Holweg

Kurzfassung

Im Rahmen dieser Diplomarbeit werden Silicon Clocks basierend auf RC-Ringoszillatoren entwickelt. Der Unterschied von Silicon Clocks zu einem normalen Oszillator besteht darin, dass explizit versucht wird, frequenzbeeinflussende Faktoren zu minimieren. In erster Linie wird in dieser Diplomarbeit versucht, die Temperaturabhängigkeit des RC-Ringoszillators digital trimmbar zu kompensieren.

Um einen trimmbaren RC-Oszillator zu bauen, werden zwei unterschiedliche Methoden des Trimmens untersucht. Einerseits die Methode mit trimmbarem Kondensator, andererseits die Methode mit trimmbarem Widerstand. Es wird der Schaltungsaufbau sowie das Layout von Oszillatoren gezeigt. Außerdem wird mit diversen Simulationen der Trimbereich der Oszillatoren, deren Stromaufnahme, sowie temperaturbedingte Frequenzschwankung dargestellt. Am Ende wird noch die Prozessschwankung simuliert und untersucht, ob diese durch Trimmen ebenfalls kompensierbar ist.

Das Ergebnis der Diplomarbeit ist ein Silicon Clock, welcher vielseitig einsetzbar ist. Nach Abschluss der Diplomarbeit wird ein Testchip in einer 130 nm CMOS Technologie gefertigt. Damit die gebauten Oszillatoren auf dem Testchip unter realistischen Bedingungen betrieben werden können, sind einige zusätzliche Funktionsblöcke ebenfalls auf dem Testchip integriert. Deren Funktion wird in Folge dieser Masterarbeit auch kurz beschrieben. Mit dem gefertigten Testchip können dann die einzelnen Funktionen getestet und verifiziert werden.

Schlüsselworte: RC-Oszillator, Trimmen, Silicon Clock, Testchip

Abstract

In this thesis, Silicon Clocks are developed based on RC ring oscillators. The difference of the Silicon Clock compared to an oscillator is, that the frequency-influencing factors are tried to be minimized. The main task of this thesis was to compensate the temperature dependency of the RC ring oscillator by using digital trimming mechanisms.

In order to develop a trimmable RC oscillator two different methods are investigated: One method using trimmable capacitors and another method using trimmable resistors. Both schematics and layouts of the oscillators are shown. Trimming range, current consumption and temperature influenced frequency dependency are shown for different simulation methods. The process variation is simulated too and it is analysed, whether it can also be compensated through trimming or not.

The result of this thesis is a Silicon Clock for numerous fields of applications. After the end of the thesis, a test chip will be produced based on a 130 nm fabrication technology. To run these oscillators under realistic conditions additional functional blocks are implemented. Their function is described also in this thesis. With the produced chip it is possible to test and verify the different features.

Keywords: RC oscillator, trimming, Silicon Clock, test chip

Danksagung

Die vorliegende Masterarbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit bei Infineon Technologies im Design Center Graz, in Zusammenarbeit mit dem Institut für Elektronik (IFE) an der TU Graz. Diese Masterarbeit stellt den Abschluss meines Studiums der Elektrotechnik mit der Vertiefungsrichtung Mikroelektronik und Schaltungstechnik dar.

Ein besonderer Dank gilt meinem Betreuer an der Technischen Universität Graz Ass. Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Peter Söser vom Institut für Elektronik (IFE).

Weiters gilt mein Dank dem Leiter der Contactless and RF Exploration (CRE) Gerald Holweg, welcher sein Vertrauen in mich gesetzt hat.

Mein Dank gilt vor Allem meinen Betreuern seitens Infineon Philipp Greiner und Christoph Steffan, die mir bei diversen Problemen mit kompetenter Hilfestellung und Know-How zur Seite standen.

Ausserdem möchte ich mich bei all meinen Kolleginnen und Kollegen der Abteilung CRE für die interessanten Anregungen sowie das nette und kollegiale Arbeitsklima bedanken.

Ganz besonderes bedanken möchte ich mich bei meinen Eltern, die mir mein Studium ermöglicht haben. Des Weiteren möchte ich meiner Schwester, meiner Freundin und meinen Studienkollegen für eine unvergessliche Zeit in Graz bedanken.

Vladimir Majkic, BSc

Inhaltsverzeichnis

1	Motivation	1
2	Einleitung	2
2.1	Quarzoszillator	3
2.2	MEMS-Oszillator	4
2.3	All-Silicon CMOS Oszillator	6
2.4	Prozess/Technologie	8
3	Implementierung	9
3.1	Übersicht	9
3.2	Kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator	10
3.2.1	Aufbau	10
3.2.2	Simulation	16
3.2.3	Zusammenfassung	25
3.3	Resistiv trimmbarer RC-Oszillator	26
3.3.1	Aufbau	26
3.3.2	Simulation	36
3.3.3	Zusammenfassung	46
4	Testchip	48
4.1	Aufbau Testchip	50
4.2	SPI Digitalblock	53
4.3	SPI Versorgungsblock	54
4.4	Oszillator Versorgungsblock	56
4.5	Temperatur-Logger	58
5	Schlussbemerkung und Ausblick	61

Abkürzungsverzeichnis

ADC	engl. Analog-to-Digital-Coverter
CDIP	engl. Ceramic Dual Inline Package
CLK	Clock, Takt
CMOS	engl. Complementary Metal Oxide Semiconductor
dtw	engl. digital tuning word
EMI	Elektromagnetische Interferenz
GND	0V, 0-Potenzial, Masse, Abkürzung für engl. Ground
GPS	engl. Global Positioning System
HIGH	Zustand logisch 1
LOW	Zustand logisch 0
LSB	engl. Least Significant Bit
MEMS	engl. Micro Electro Mechanical Systems
MISO	engl. Master Input, Slave Output
MOS	engl. Metal Oxide Semiconductor
MOSI	engl. Master Output, Slave Input
MUX	Multiplexer
NCS	engl. Not Chip Select
NMOS	N-Channel Metal Oxide Semiconductor
PMOS	engl. P-Channel Metal Oxide Semiconductor
ppm	engl. parts per million
SCBG	engl. Switched Capacitor Bandgap
SCK	engl. Serial Clock
Silicon	Silizium
SPI	engl. Serial Peripheral Interface
USB	engl. Universal Serial Bus
VDD	positive Versorgungsspannung von MOS-Schaltkreisen
VSS	negative Versorgungsspannung von MOS-Schaltkreisen, oft identisch mit GND

Abbildungsverzeichnis

2.1	Verschiedene Oszillatorlösungen im Größenvergleich [17]	2
2.2	Quarzresonator (links) und Quarzoszillator (rechts) [19]	3
2.3	MEMS-Oszillator Innenaufbau [12]	4
2.4	Aufteilung der Einsatzgebiete von MEMS-Oszillatoren am Weltmarkt im Jahr 2012 [13]	4
2.5	Wachsender Markt der MEMS-Oszillatoren in den Jahren 2012 - 2016 [13]	5
2.6	eoSemi's All-Silicon CMOS Oszillator (1500 x 1500 μm^2) [15]	6
3.1	Gesamtschaltung des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators	11
3.2	Layout des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators (294, 18 x 294, 18 μm^2) . . .	12
3.3	Layout 6-Bit Thermometer-Codierer (227, 74 x 12, 64 μm^2)	13
3.4	Aufbau des trimmbaren Kondensators	13
3.5	Layout trimmbarer Kondensator (70, 22 x 68, 26 μm^2)	14
3.6	Verschiedene MetalMetalCaps (Cm2m1, Cm3m2, Cm4m3)	15
3.7	Layout MetalMetalCap 2 fF (3, 34 x 3, 34 μm^2)	15
3.8	Trimmbarer Bereich des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators	16
3.9	Trimmbarer Bereich des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators, extrahiert . .	17
3.10	Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit der Versorgungsspannung	18
3.11	Stromaufnahme über den trimmbaren Bereich	18
3.12	Trimmbarer Bereich über Temperatur	19
3.13	Maximale Steilheit der Frequenzänderung von 389 ppm/°C	20
3.14	Minimale Steilheit der Frequenzänderung von 133 ppm/°C	20
3.15	Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; dtw = 7, 1000 Durchläufe	22
3.16	Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; dtw = 32, 1000 Durchläufe	23
3.17	Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; dtw = 64, 1000 Durchläufe	24
3.18	Schaltung des resistiv trimmbaren RC-Oszillators	27
3.19	Layout des resistiv trimmbaren RC-Oszillators (131, 48 x 131, 48 μm^2)	28
3.20	Schaltung der resistiv trimmbare RC-Oszillatorstufe	29
3.21	Layout trimmbarer Widerstand (26, 68 x 18, 28 μm^2)	30

3.22	Schaltung des 3-Bit Thermometer-Codierers	31
3.23	Layout des 3-Bit Thermometer-Codierers (26, 14 x 12, 64 μm^2)	32
3.24	Schaltung des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers	33
3.25	Layout des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers (15, 34 x 12, 64 μm^2)	34
3.26	Schaltung Inverter	35
3.27	Layout Inverter FAST (4, 68 x 4, 55 μm^2)	35
3.28	Layout Inverter SLOW (3, 88 x 4, 55 μm^2)	35
3.29	Trimmbarer Bereich des resistiv trimmbaren RC-Oszillators	37
3.30	Trimmbarer Bereich des resistiv trimmbaren RC-Oszillators, extrahiert	38
3.31	Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit der Versorgungsspannung	39
3.32	Stromaufnahme über trimmbaren Bereich	39
3.33	Trimmbarer Bereich über Temperatur	40
3.34	Maximale Steilheit der Frequenzänderung von 474 ppm/°C	41
3.35	Minimale Steilheit der Frequenzänderung von 35 ppm/°C	41
3.36	Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; dtw = 1, 1000 Durchläufe	43
3.37	Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; dtw = 635, 1000 Durchläufe	44
3.38	Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; dtw = 1280, 1000 Durchläufe	45
4.1	Unterschiedliche Testchip Keramikgehäuse [4]	48
4.2	Bondplan Testchip (nicht maßstabsgetreu)	49
4.3	Blockschaltbild Testchip	50
4.4	Layout Testchip (800 x 900 μm^2)	51
4.5	Layout des SPI Digitalblocks (104 x 324 μm^2)	53
4.6	Blockschaltbild SPI Versorgungslock	54
4.7	Layout SPI Versorgungsblock (121, 47 x 84, 04 μm^2)	55
4.8	Blockschaltbild Oszillator Versorgungsblock	56
4.9	Layout Oszillator Versorgungsblock (88, 73 x 93, 78 μm^2)	57
4.10	Blockschaltbild Temperatur-Logger	58
4.11	Layout Temperatur-Logger (606, 59 x 280, 44 μm^2)	60

Tabellenverzeichnis

3.1	Wahrheitstabelle des 6-Bit Thermometer-Codierers	13
3.2	Wahrheitstabelle des 3-Bit Thermometer-Codierers	31
3.3	Wahrheitstabelle des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers	34
3.4	digital tuning word Tabelle	36
3.5	Vergleichstabelle für verschiedene auf Silizium basierende Oszillatoren . .	47
4.1	Testchip Pad Liste	52
4.2	Testchip Block Liste	52
4.3	Digitalwert des ADCs und entsprechende Chiptemperatur	59

Kapitel 1

Motivation

Aufgrund der Verbrauchernachfrage und der Nachfrage aus der Industrie nach immer kleineren und robusteren Designs mit einem höheren Maß an Innovation und Funktionalität, schreitet die Halbleitertechnologie mit rasantem Tempo voran. Der einzige Bereich, der sich in den letzten 50 Jahren nicht verändert hat, ist die Verwendung von Quarzkristallen als Hauptfrequenzquelle für elektronische Schaltungen. Fast alle elektronischen Geräte erfordern eine oder mehrere Taktquellen, handle es sich dabei um ein Industrie-, Telekom-, Endverbraucherprodukt, oder ein Produkt für die Medizintechnik. Den Schätzungen nach beträgt der Wert des Gesamtweltmarktes der frequenzbestimmenden Bauteile bzw. Oszillatoren mehr als 5 Mrd. US-Dollar. Dieser Markt wird zur Zeit fast vollkommen von Quarzoszillatoren dominiert [18].

Im Rahmen dieser Masterarbeit soll ein Oszillator erschaffen werden, der als Alternative zum Quarzoszillator eingesetzt werden kann. Dabei handelt es sich um einen Silicon Clock, der Quarzoszillatoren für bestimmte Anwendungen ersetzen soll und damit deren Dominanz auf dem Weltmarkt dämpfen könnte.

Kapitel 2

Einleitung

Ein Oszillator ist eine elektronische Schaltung zur Erzeugung von Schwingungen mit bestimmter Frequenz [21]. Ein Oszillator ist im Prinzip eine Taktquelle.

Es gibt zahlreiche Möglichkeiten, eine solche Schaltung aufzubauen. Hier sind die am häufigsten verwendeten Oszillatorarten in heutigen elektronischen Geräten. An erster Stelle steht der Quarzoszillator, der am meisten in Verwendung ist. Als Ersatz vom Quarzoszillator kommt in den letzten Jahren großteils der MEMS-Oszillator zum Einsatz. Diese zwei Oszillatorarten werden in dieser Masterarbeit nur kurz beschrieben und mit dem Hauptthema All-Silicon CMOS Oszillator verglichen.

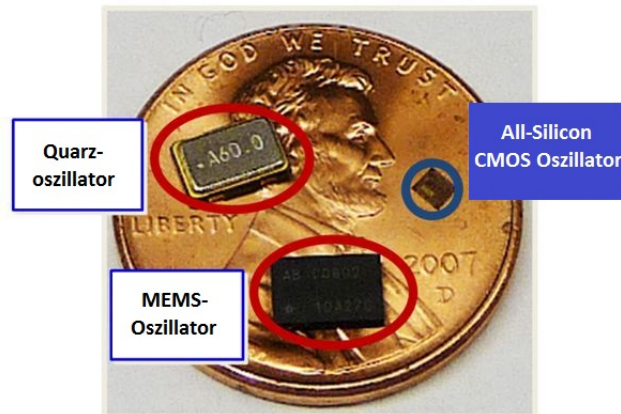


Abbildung 2.1: Verschiedene Oszillatorlösungen im Größenvergleich [17]

Die dritte Art der Oszillatoren, die in den letzten paar Jahren an Bedeutung gewonnen hat und als Alternative zum Quarz- sowie zum MEMS-Oszillator dient, ist der oben gennante All-Silicon CMOS Oszillator. Darunter versteht man auch den Silicon Clock, der im Zuge dieser Masterarbeit entworfen werden soll. In der Abbildung 2.1 sieht man verschiedene Oszillatorlösungen im Größenvergleich.

2.1 Quarzoszillator

Ein Kristalloszillator ist eine elektronische Oszillatorschaltung, welche die mechanische Resonanz eines Schwingkristalls aus piezoelektrischem Material verwendet, um ein elektrisches Signal mit einer sehr genauen Frequenz zu erzeugen. Dieses Taktsignal kommt üblicherweise für digital integrierte Schaltungen oder als Referenzfrequenz für Funksender und Empfänger zum Einsatz. Die am meisten verwendete Art von piezoelektrischen Resonatoren ist der Quarzkristall. Deshalb wird der Kristalloszillator hauptsächlich auch Quarzoszillator genannt [19]. Einen Quarzresonator sowie einen Quarzoszillator sieht man in Abbildung 2.2.

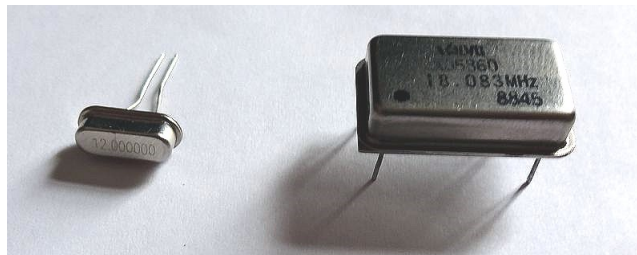


Abbildung 2.2: Quarzresonator (links) und Quarzoszillator (rechts) [19]

Jährlich werden mehr als zwei Milliarden Quarzkristalle hergestellt. Die meisten werden bei Verbraucherprodukten wie Armbanduhren, Uhren, Radios, Computern und Mobiltelefonen eingesetzt. Quarzkristalle findet man auch in Test- und Messgeräten so wie z. B. Zählern, Signalgeneratoren und Oszilloskopen. Einer der wesentlichen Gründe für die breite Nutzung der Quarzoszillatoren ist die hohe Güte. Quarzoszillatoren weisen eine sehr genaue Frequenz auf (Anzahl der Schwingungen pro Zeiteinheit) und haben Abweichungen von weit unter 0,01 % (100 ppm). Wesentlich ungenauer sind andere einfache Oszillatorschaltungen, z. B. solche mit LC-Schwingkreisen, deren Abweichung von der Nennfrequenz mehr als 1 % (10.000 ppm) beträgt [19].

Umwelteinflüsse wie Temperatur, Feuchtigkeit, Druck und Vibration können die Schwingfrequenz eines Quarzkristalls verändern. Obwohl es verschiedene Konzepte gibt, die Auswirkungen dieser Einflussfaktoren zu minimieren, ist dennoch die Empfindlichkeit auf Vibrationen, Druck und mechanischen Stress der Hauptnachteil der Quarzoszillatoren [19].

2.2 MEMS-Oszillator

Auf mikroelektromechanische Systeme (MEMS) basierte Oszillatoren sind Vorrichtungen, welche hochstabile Referenzfrequenzen erzeugen. Diese Referenzfrequenzen werden verwendet um elektronische Systeme zu sequenzieren, die Datenübertragung zu verwalten, Funkfrequenzen zu definieren und um die verstrichene Zeit zu messen. Das Grundprinzip, welches für MEMS-Oszillatoren zum Einsatz kommt, wurde schon Mitte der 1960er Jahre entwickelt, ist aber erst seit 2006 im Gebrauch für die kommerzielle Anwendung. MEMS-Oszillatoren beinhalten MEMS-Resonatoren, welche mikroelektromechanische Strukturen sind und stabile Frequenzen erzeugen [20]. Einen solchen Aufbau sieht man in Abbildung 2.3.

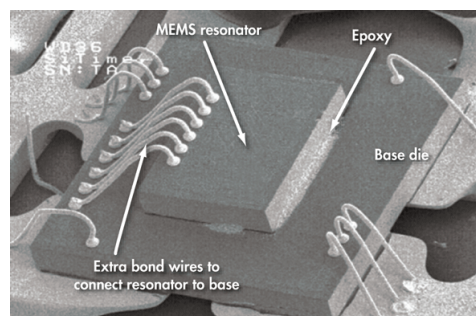


Abbildung 2.3: MEMS-Oszillator Innenaufbau [12]

MEMS-Oszillatoren sind eine Alternative zu älteren und schon etablierten Quarzoszillatoren. Sie sind zudem weniger empfindlich auf Vibrationen sowie mechanischen Stress und bieten weiters hohe Zuverlässigkeit in Bezug auf Temperaturschwankungen. Die MEMS-Oszillatoren ersetzen in einer Vielzahl von Anwendungen die Quarzoszillatoren wie z. B. Kommunikation, Verbraucher- und Industrieprodukte [20]. Eine Übersicht derzeitiger Einsatzgebiete ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

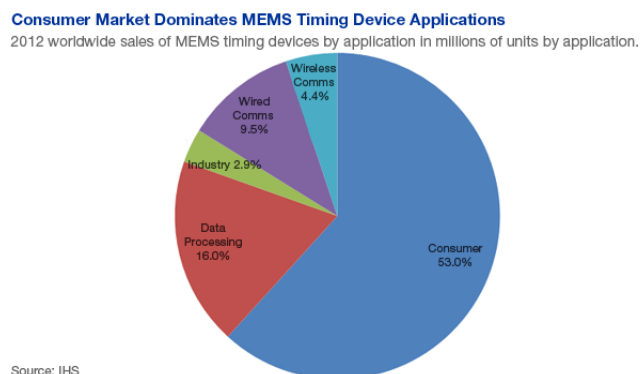


Abbildung 2.4: Aufteilung der Einsatzgebiete von MEMS-Oszillatoren am Weltmarkt im Jahr 2012 [13]

Quarzoszillatoren dominieren den Markt und werden dementsprechend in viel größerer Stückzahl verkauft als MEMS-Oszillatoren. Deshalb werden Quarzoszillatoren gerne zu Vergleichszwecken für MEMS-Oszillatoren, sowie für alle anderen Oszillatoren herangezogen [20].

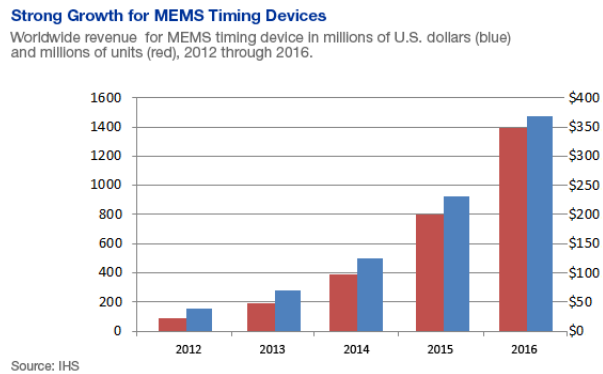


Abbildung 2.5: Wachsender Markt der MEMS-Oszillatoren in den Jahren 2012 - 2016 [13]

Die wichtigsten elektrischen Eigenschaften von MEMS-Oszillatoren wie beispielweise die Startzeit, der Stromverbrauch und die Kurzzeitstabilität sind mit denen von Quarzoszillatoren vergleichbar. In einigen Fällen zeigen MEMS-Oszillatoren sogar einen geringeren Stromverbrauch als Quarzoszillatoren [20], weshalb MEMS-Oszillatoren immer beliebter werden und auf dem Weltmarkt an Bedeutung gewinnen, siehe Abbildung 2.5.

2.3 All-Silicon CMOS Oszillator

Die einfachste Möglichkeit ein Taktsignal zu erzeugen ist die Verwendung einer in sich geschlossenen und rückgekoppelten Oszillatorvorrichtung. Solche Schaltungen erzeugen ein Rechtecksignal mit einer gewünschten Frequenz. Silicon Clocks haben keinen mechanischen Resonator um die Schwingungsfrequenz zu erzeugen. Stattdessen verwenden sie beispielsweise eine interne RC-Zeitkonstante. Diese Architektur macht auf Silizium basierende Oszillatoren relativ immun gegen äußere mechanische Einflüsse [11]. Im Gegensatz zu Quarz- und MEMS-Oszillatoren, die auf einem mechanischen Resonator basieren, sind Silicon Clocks relativ unempfindlich gegenüber:

- Vibration
- Druck
- Feuchtigkeit
- EMI-Effekte
- mechanischen Stress

Silicon Clocks benötigen keine externen Komponenten für Timing und Matching, wodurch sich das Layout der Leiterplatte vereinfacht und der Platzbedarf verringert [11]. Silicon Clocks haben einen geringeren Platzbedarf. Weiters sind sie im Gegensatz zu Quarzoszillatoren voll integrierbar. Ein Beispiel eines Silicon Clock kann man in Abbildung 2.6 sehen.

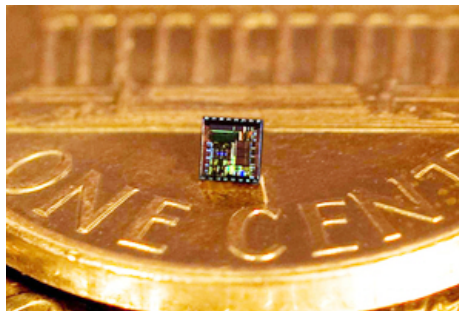


Abbildung 2.6: eoSemi's All-Silicon CMOS Oszillator ($1500 \times 1500 \mu m^2$) [15]

Da Silicon Clocks in Standard-Halbleiterprozessen gefertigt werden können, sind sie billiger, kleiner sowie robuster als bereits erwähnte Konkurrenten und können zudem voll integriert werden. Zusätzlich verbrauchen sie auch weniger Strom. Der Einsatz von Silicon Clocks anstelle von Quarzoszillatoren stellt eine beträchtliche Innovation dar. Ermöglicht wird dies durch besonders robuste Schaltungstechnik und aufwändige Kompensationsmechanismen zum Minimieren von äußeren Einflussfaktoren wie etwa Temperatur [5]. Für Silicon Clocks kann grundsätzlich ein RC oder LC Oszillator verwendet werden, um einen

trimmbaren Oszillator zu bauen. In dieser Masterarbeit wird eine RC Oszillator verwendet.

Verschiedene elektronische Systeme haben an ihre Frequenzreferenzen unterschiedliche Anforderungen bezüglich der Genauigkeit. In typischen Mikrocontroller-Anwendungen können Genauigkeiten der Referenzen von 0,01 % (100 ppm) bis 1 % (10.000 ppm) erforderlich sein, während eine wire-line Datenverbindung wie etwa USB 2.0 eine Taktgenauigkeit von 500 ppm benötigt. Drahtlose Kommunikationskanäle erfordern besonders hohe Genauigkeiten. Beispielsweise kann ein Handset für Mobiltelefone Frequenzen mit 2,5 ppm Stabilität benötigen, während ein GPS-Empfänger oder ein Mobilfunk-Basisstation-System eine sub-ppm Genauigkeit erfordert [8].

Zweifelsohne ist der Aufbau eines solchen Oszillators in Silizium nicht einfach. Ein Silizium basierter Oszillator weist eine Frequenzvariation von bis zu 30.000 ppm über den Betriebstemperaturbereich auf. Weiters können mechanische Belastung Änderungen in der Größenordnung von 1.000 ppm verursachen. All diese Punkte müssen bei der Entwicklung beachtet werden. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass es eine Herausforderung darstellt einen Silizium basierten Oszillator zu bauen, [3].

Im Rahmen dieser Masterarbeit soll ein Oszillator mit trimmbarer Frequenz gebaut werden. Der Schwerpunkt der Arbeit soll darauf gelegt werden, eine geeignete Technik zu finden, die Temperaturabhängigkeit zu kompensieren.

2.4 Prozess/Technologie

Bei der verwendeten Technologie handelt es sich um einen CMOS P-Substrat/N-Wannen-Prozess. Die minimale Länge der MOS-Transistoren beträgt 130 nm. Der Prozess bietet verschiedene MOS-Transistoren, welche für das jeweilige Anwendungsgebiet optimiert sind. Somit stehen sowohl für digitale, als auch für analoge Anwendungen optimierte MOS-Transistoren zur Verfügung [2].

Kapitel 3

Implementierung

3.1 Übersicht

Im Rahmen dieser Masterarbeit werden zwei Methoden zur Realisierung des trimmbaren RC-Oszillators untersucht:

- Methode mit trimmbarem Kondensator
- Methode mit trimmbarem Widerstand

In Kapitel 3 wird ein kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator (nach erster Methode, Kapitel 3.2) und ein resistiv trimmbarer RC-Oszillator (nach zweiter Methode, Kapitel 3.3) gezeigt. In den Kapiteln 3.2.1 und 3.3.1 wird das Schaltungs- und Layout-Design der Oszillatoren gezeigt. Kapitel 3.2.2 und 3.3.2 zeigen, wie sich die gebauten Oszillatoren bei Temperatur- und Prozessschwankungen verhalten und welchen trimmbaren Bereich bzw. welche Auflösung sie haben. In den Kapiteln 3.2.3 und 3.3.3 werden die Vor- und Nachteile der kapazitiv bzw. resistiv trimmbaren RC-Oszillator zusammengefasst. Es wird geschildert, welche Methode leichter und besser zu realisieren ist, welche Methode z. B. im Layout weniger Fläche braucht und welcher Herangehensweise man in Zukunft folgen sollte.

3.2 Kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator

3.2.1 Aufbau

Gesamtschaltung

In der Abbildung 3.1 sieht man den Aufbau bzw. die Gesamtschaltung des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators. Dieser Aufbau basiert auf einem RC-Ringoszillator. Dabei handelt es sich um eine Reihenschaltung von einer ungeraden Anzahl an Invertern [1]. In diesem Fall ist der Ringoszillator fünfstufig. Davon sind vier Stufen mit einem RC-Glied versehen. Aufgrund der einfacher zu realisierenden Layoutsymmetrie und des besseren Matchings wurde eine der fünf Stufen als einfacher Inverter ausgeführt.

Die RC-Glieder bilden die frequenzbestimmende Elemente. Der trimmbare Kondensator aus dem RC-Glied dient zum Trimmen der Frequenz. Damit wird in erster Linie versucht, die Änderung der Ausgangsfrequenz durch Temperaturschwankungen zu kompensieren.

Weiter sieht man in der Gesamtschaltung, dass das Trimmen mit einem 6-Bit Thermometer-Codierer umgesetzt wurde. Der Thermometercode verbessert die Linearität der Trimm Schritte im Vergleich zum Binärcode, welcher auf Basis von Zweierpotenzen arbeitet. Der Thermometer-Codierer eignet sich sehr gut für das Trimmen von Kondensatoren. Es werden alle vier oben genannten Stufen gleichzeitig im gleichem Ausmaß getrimmt. Der Aufbau des 6-Bit Thermometer-Codierers, die Realisierung des trimmbaren Kondensators sowie die grundsätzliche Struktur des Kondensators sind auf den folgenden Seiten dargestellt.

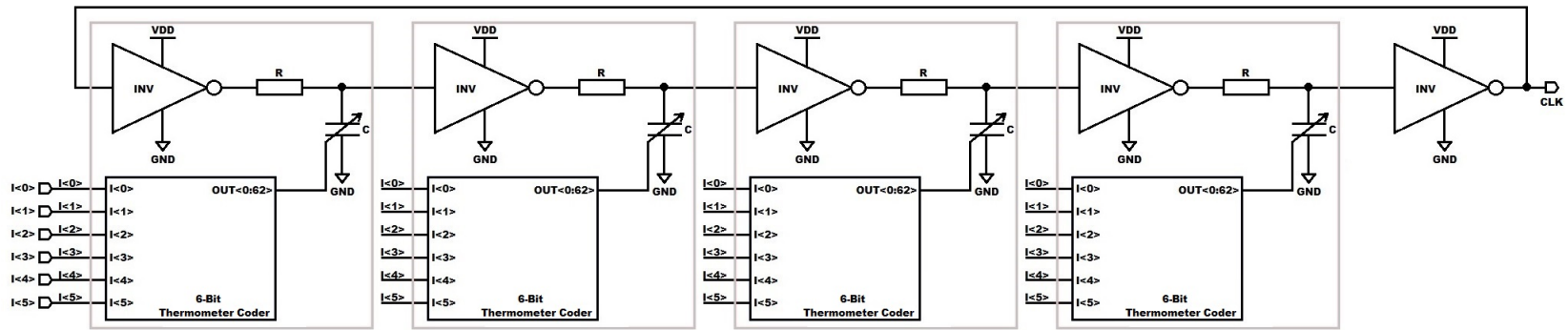


Abbildung 3.1: Gesamtschaltung des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators

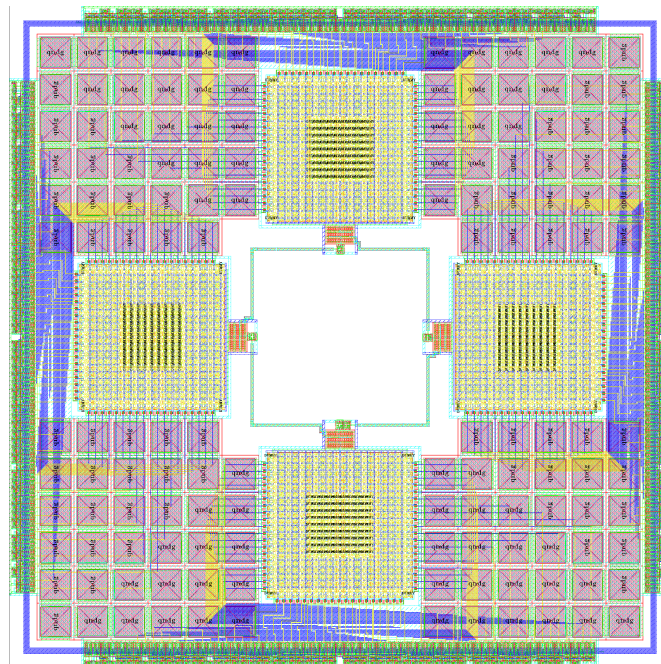


Abbildung 3.2: Layout des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators ($294, 18 \times 294, 18 \mu\text{m}^2$)

Wenn es auf gute Layoutsymmetrie und Matching ankommt, muss man grundlegende Regeln für die Layouterstellung unbedingt beachten [16]:

- Gleiche Orientierung der matchenden Bauelemente
- Räumliche Nähe der Komponenten
- Gleiche Umgebungsbedingungen für die Bauelemente
- Verwendung von Einheitsstrukturen
- Große Strukturen in gleiche kleinere Einzelstrukturen aufspalten und diese kreuzweise anordnen

In Abbildung 3.2 sieht man das Layout des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators. Layoutsymmetrie und Matching sind durch die gezeigte Anordnung optimiert. Man kann leicht den vierstufigen Aufbau erkennen und daraus schließen, dass mit einer anderen Anzahl von Stufen weder Layoutsymmetrie noch Matching realisierbar wären.

6-Bit Thermometer-Codierer

Das Trimmen des Kondensators erfolgt mit einem 6-Bit Thermometer-Codierer. Die Funktionsweise des 6-Bit Thermometer-Codierers ist aus der Tabelle 3.1 ersichtlich.

dtw	Dezimal	Binärcode	Thermometercode
~	~	I<5:0>	OUT<62:0>
1	63	111111	111...111
2	62	111110	011...111
3	61	111101	001...111
⋮	⋮	⋮	⋮
62	2	000010	000...011
63	1	000001	000...001
64	0	000000	000...000

Tabelle 3.1: Wahrheitstabelle des 6-Bit Thermometer-Codierers

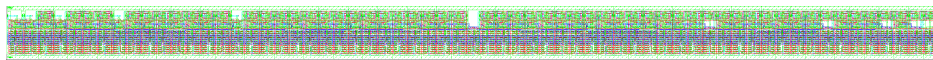


Abbildung 3.3: Layout 6-Bit Thermometer-Codierer (227, 74 x 12, 64 μm^2)

Da die Schaltung für den 6-Bit Thermometer-Codierer sehr groß ist, wird sie hier nicht gezeigt. Das Schaltungsprinzip kann man jedoch am Beispiel des 3-Bit Thermometer-Codierers in der Abbildung 3.22 sehen. Das Layout des 6-Bit Thermometer-Codierers mit der angegebenen Größe sieht man in Abbildung 3.3.

Trimmbarer Kondensator

Da ein kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator gebaut wird, braucht man dafür einen trimmbaren Kondensator. Die Realisierung des trimmbaren Kondensators sieht man in der Abbildung 3.4.

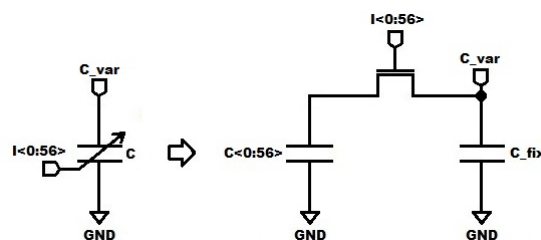


Abbildung 3.4: Aufbau des trimmbaren Kondensators

In diesem Fall sind die Möglichkeiten des Schaltungsdesigns aufgrund des komplizierten Layouts beschränkt, weshalb bei diesem Aufbau statt 63 Schalter und 63 Kondensatoren nur jeweils 57 Verwendung finden. Das ist aus Abbildung 3.5 ersichtlich. Zum Trimmen steht ein 6-Bit Thermometer-Codierer zur Verfügung. Man kann also 63 Schalter betätigen und den 64. Zustand bekommt man, wenn alle Schalter ausgeschaltet sind (6 Bit entspricht 64 Zustände).

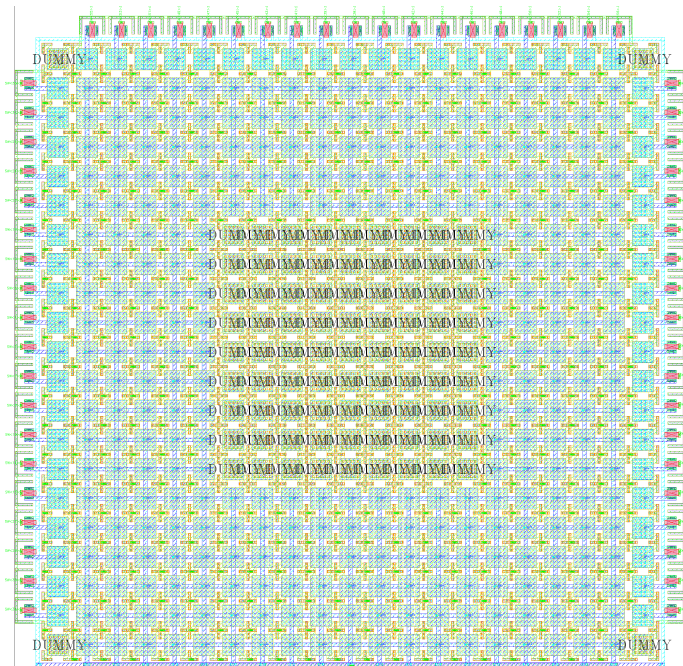


Abbildung 3.5: Layout trimmbarer Kondensator ($70,22 \times 68,26 \mu\text{m}^2$)

An drei der vier Seiten des in Abbildung 3.5 gezeigten Layouts sind jeweils 19 NMOS Schalter platziert, welche 57 Kondensatoren mit fixer Kapazität schalten können. Diese 57 Kondensatoren befinden sich am Rand des trimmbaren Kondensators. An den vier äußeren Ecken sowie in der Mitte des trimmbaren Kondensators sind Dummy Strukturen eingefügt. Der in Abbildung 3.4 gezeigte nicht trimmbare Anteil (C_{fix}) ist zwischen dem Rand und der Dummystruktur angeordnet.

Kondensator

Zum Schluss wird hier die Aufbau des Kondensators selbst gezeigt. Mit der verfügbaren Technologie ergeben sich verschieden Möglichkeiten einen Kondensator zu bauen, wie z. B.:

- PolyCap
- MetalPolyCap
- MetalMetalCap
- MIMCap

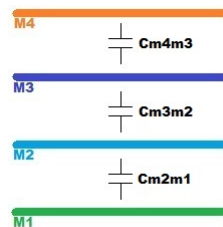


Abbildung 3.6: Verschiedene MetalMetalCaps (Cm2m1, Cm3m2, Cm4m3)

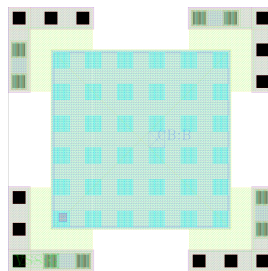


Abbildung 3.7: Layout MetalMetalCap 2 fF ($3,34 \times 3,34 \mu\text{m}^2$)

Aufgrund der guten Eigenschaften wird ein MetalMetalCap verwendet, wie in Abbildung 3.6 ersichtlich. Ein MetalMetalCap ist linear, konstant und genau, benötigt jedoch im Vergleich zu einer PolyCap aufgrund der geringeren spezifischen Kapazität mehr Fläche. Das Layout des verwendeten Kondensators ist in Abbildung 3.7 ersichtlich.

3.2.2 Simulation

In diesem Kapitel werden Simulation des trimmbaren Bereichs, Simulation über Temperatur und Monte Carlo Simulation des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators gezeigt. Der Oszillator wird mit 1,2 V versorgt.

Simulation des trimmbaren Bereichs

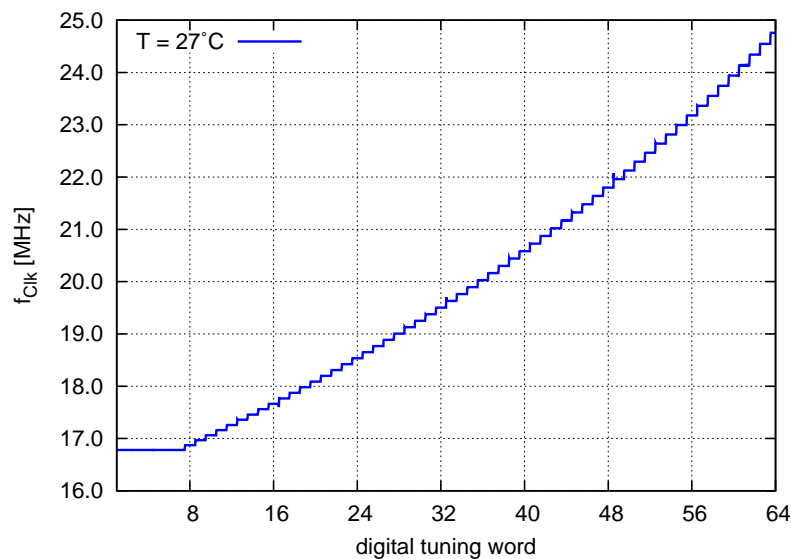


Abbildung 3.8: Trimmbarer Bereich des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators

Abbildung 3.8 zeigt die Simulation der Schaltung des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators. Dabei ist die Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit des digitalen Datenworts dargestellt. Mit 64 Schritten kann die Ausgangsfrequenz zwischen 16,779 MHz und 24,757 MHz getrimmt werden. Die Schrittweite beträgt 124 kHz. Für die Simulation wird die Tabelle 3.1 verwendet.

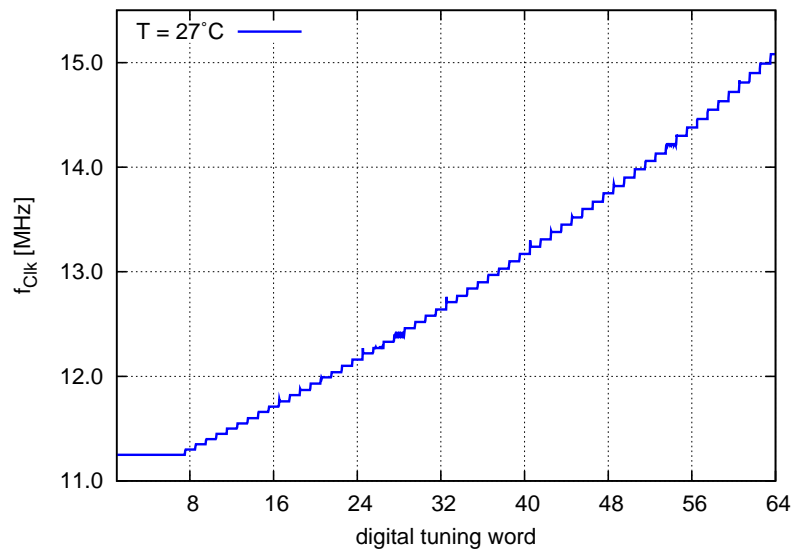


Abbildung 3.9: Trimmbarer Bereich des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators, extrahiert

In Abbildung 3.9 sieht man die extrahierte Simulation des trimmbaren Bereichs. Der trimmbarer Bereich verändert sich durch die Extraktion auf 11,25 MHz bis 15,08 MHz. Die Verschiebung der einstellbaren Frequenzen zu kleineren Werten entsteht durch parasitäre Kondensatoren, die die Schaltung verlangsamen.

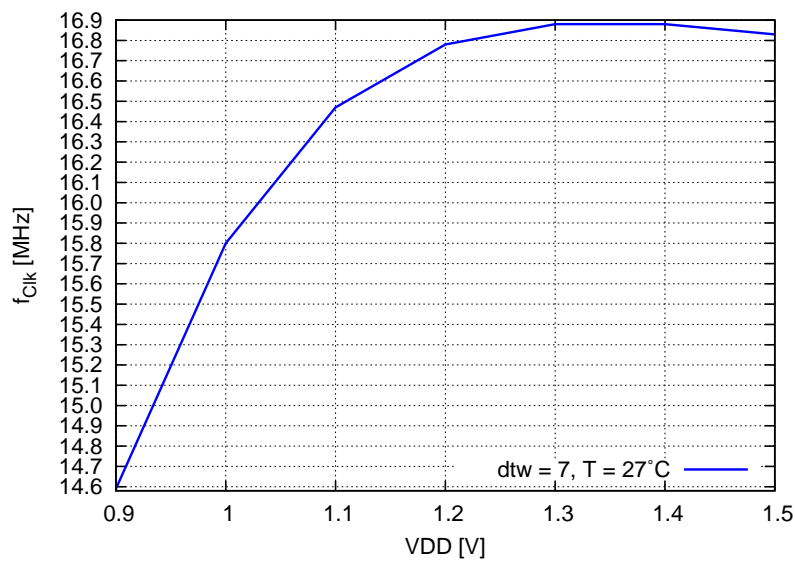


Abbildung 3.10: Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit der Versorgungsspannung

Da wir an unserem Testchip die Möglichkeit haben, die Versorgungsspannung in 100 mV Schritten zu trimmen, sieht man in der Abbildung 3.10 die Ausgangsfrequenzabhängigkeit der Versorgungsspannung. Es wäre gut, wenn man kleinere Trimmsschritte der Versorgungsspannung hätte, weil damit eine zusätzliche Trimmmöglichkeit entsteht.

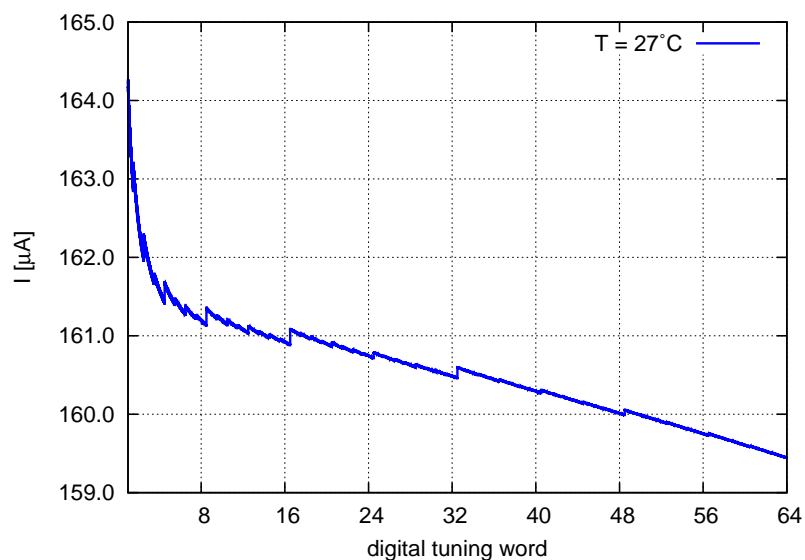


Abbildung 3.11: Stromaufnahme über den trimmbaren Bereich

In Abbildung 3.11 sieht man die Stromaufnahme des kapazitiv trimmbaren RC-Oszillators mit einem Maximalwert von $164 \mu\text{A}$.

Simulation über Temperatur

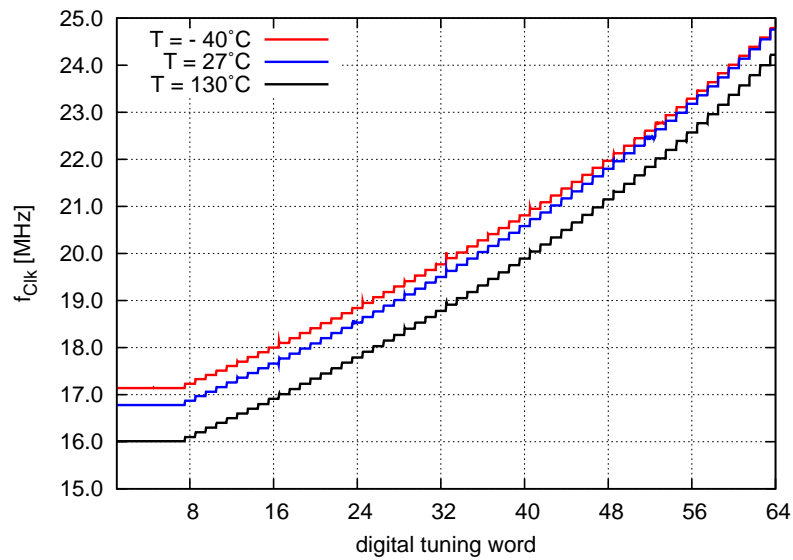


Abbildung 3.12: Trimmbarer Bereich über Temperatur

In der Abbildung 3.12 wird der trimmbare Bereich über drei Temperaturen -40°C , 27°C und 130°C gezeigt. Hier ist die Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur ersichtlich. Man wählt aus Abbildung 3.12 zwei Punkte, wo eine maximale bzw. eine minimale Temperaturabhängigkeit ist. Z. B. im unteren Bereich bei $\text{dtw} = 7$ ist eine maximale Temperaturabhängigkeit und im oberen Bereich bei $\text{dtw} = 64$ ist eine minimale Temperaturabhängigkeit. Die Ergebnisse sieht man in Abbildung 3.13 bzw. in Abbildung 3.14.

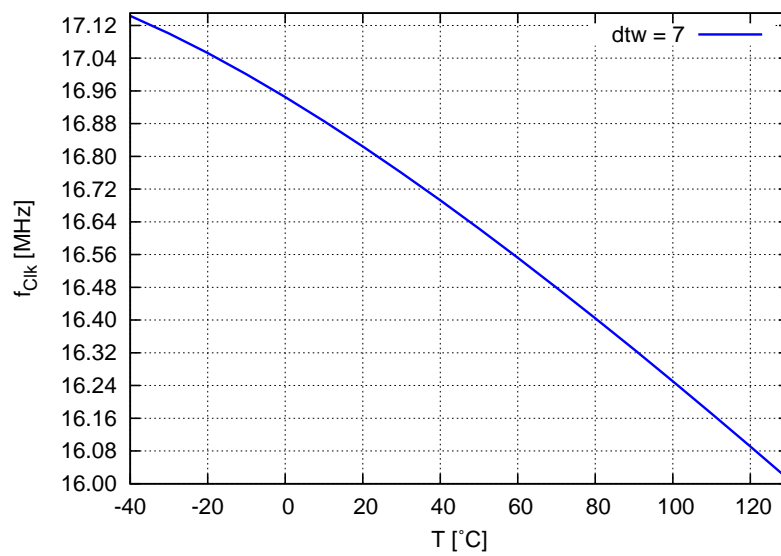


Abbildung 3.13: Maximale Steilheit der Frequenzänderung von 389 ppm/°C

Abbildung 3.13 zeigt eine maximale Frequenzänderung über den gesamten Temperaturbereich mit einer Steilheit von 389 ppm/°C.

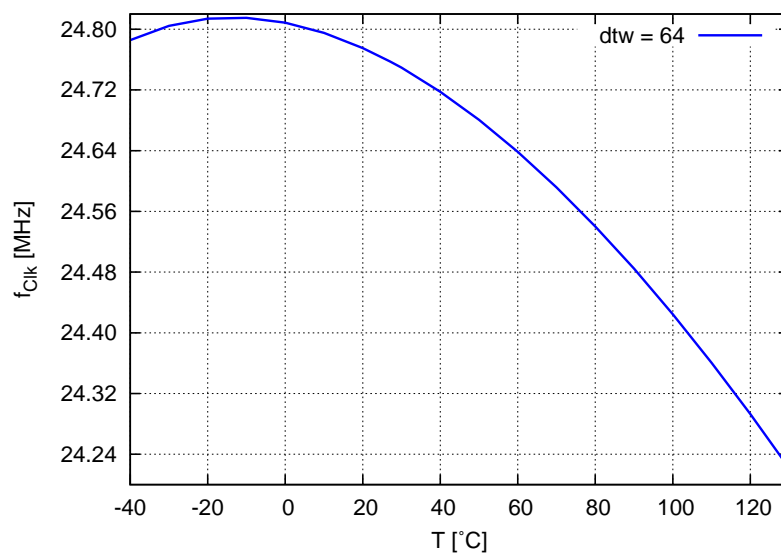


Abbildung 3.14: Minimale Steilheit der Frequenzänderung von 133 ppm/°C

Abbildung 3.14 zeigt eine minimale Frequenzänderung über den gesamten Temperaturbereich mit einer Steilheit von 133 ppm/°C.

Monte Carlo Simulation

Um die tatsächliche Streuung der Ausgangsfrequenz zu bewerten, müssen die Bauteile- und Fertigungstoleranzen mitberücksichtigt werden. Deshalb macht man eine Monte Carlo Simulation für drei verschiedene Punkte im verfügbaren trimmbaren Bereich. Es sind für jeden Punkt 1000 Durchläufe verwendet worden.

Das Histogramm der Monte Carlo Simulation in Abbildung 3.15 zeigt die Verteilung der Ausgangsfrequenz, $dtw = 7$.

- Mittelwert $m = 16,8$ MHz
- Standardabweichung $s = 624$ kHz

Das Histogramm der Monte Carlo Simulation in Abbildung 3.16 zeigt die Verteilung der Ausgangsfrequenz, $dtw = 32$.

- Mittelwert $m = 19,6$ MHz
- Standardabweichung $s = 735$ kHz

Das Histogramm der Monte Carlo Simulation in Abbildung 3.17 zeigt die Verteilung der Ausgangsfrequenz, $dtw = 64$.

- Mittelwert $m = 24,7$ MHz
- Standardabweichung $s = 961$ kHz

Daraus kann man schließen, dass die Standardabweichung über den gesamten verfügbaren Frequenzbereich circa 3,8 % aufweist. Das heißt, dass im Großteil des verfügbaren Frequenzbereichs die Standardabweichung durch Trimmen kompensierbar ist.

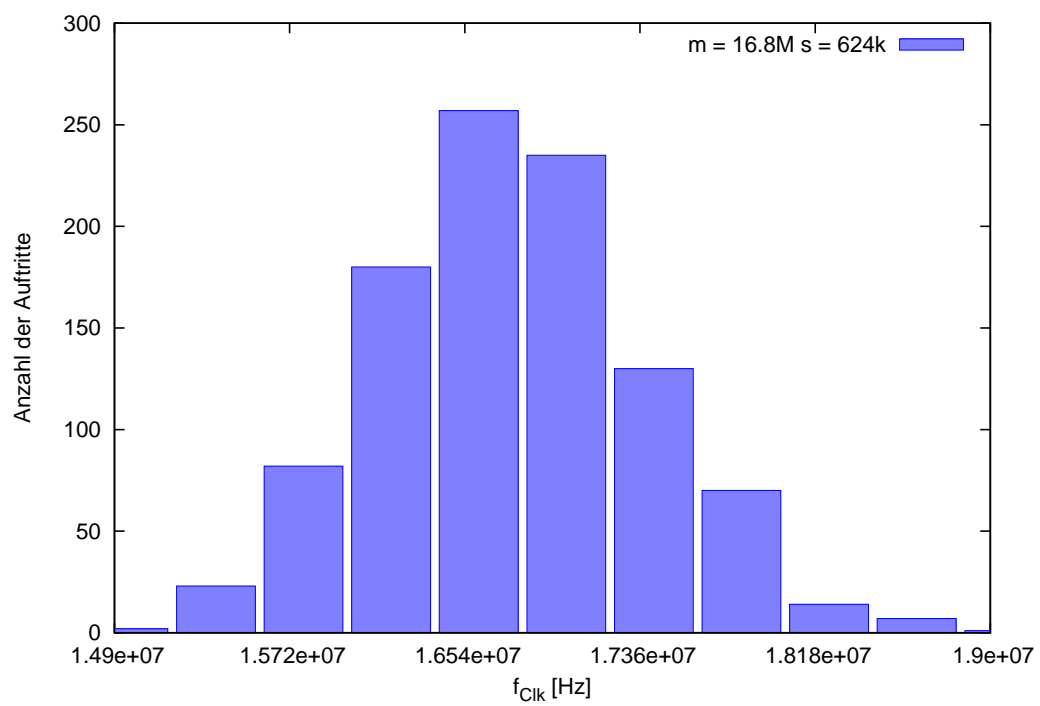


Abbildung 3.15: Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; $\text{dtw} = 7$, 1000 Durchläufe

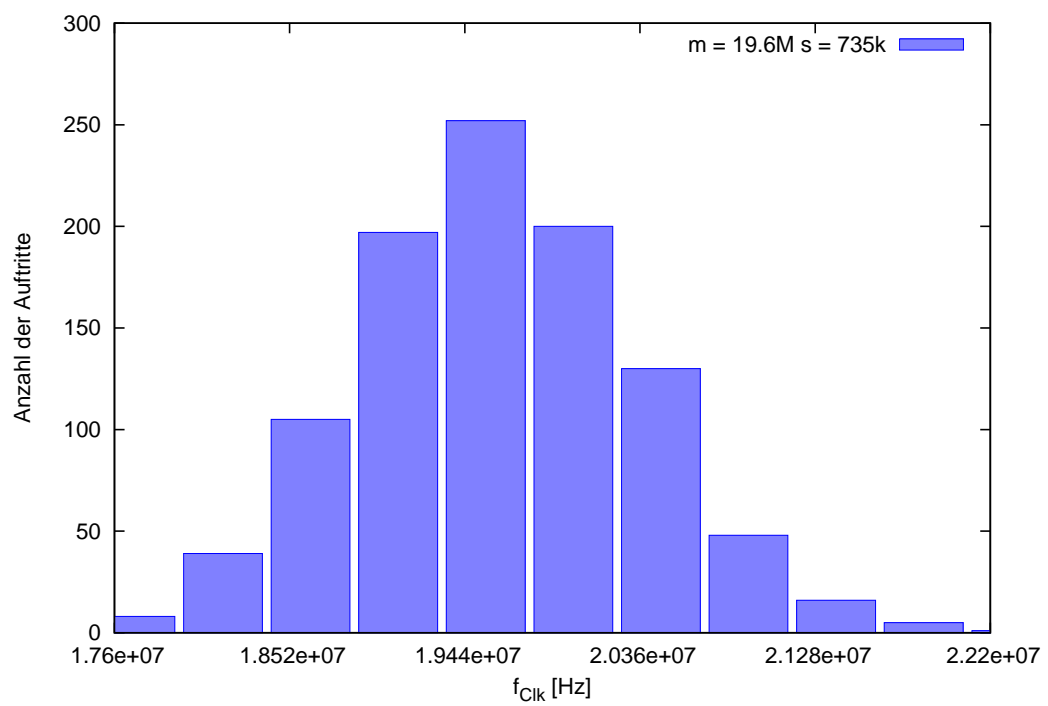


Abbildung 3.16: Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; $dtw = 32$, 1000 Durchläufe

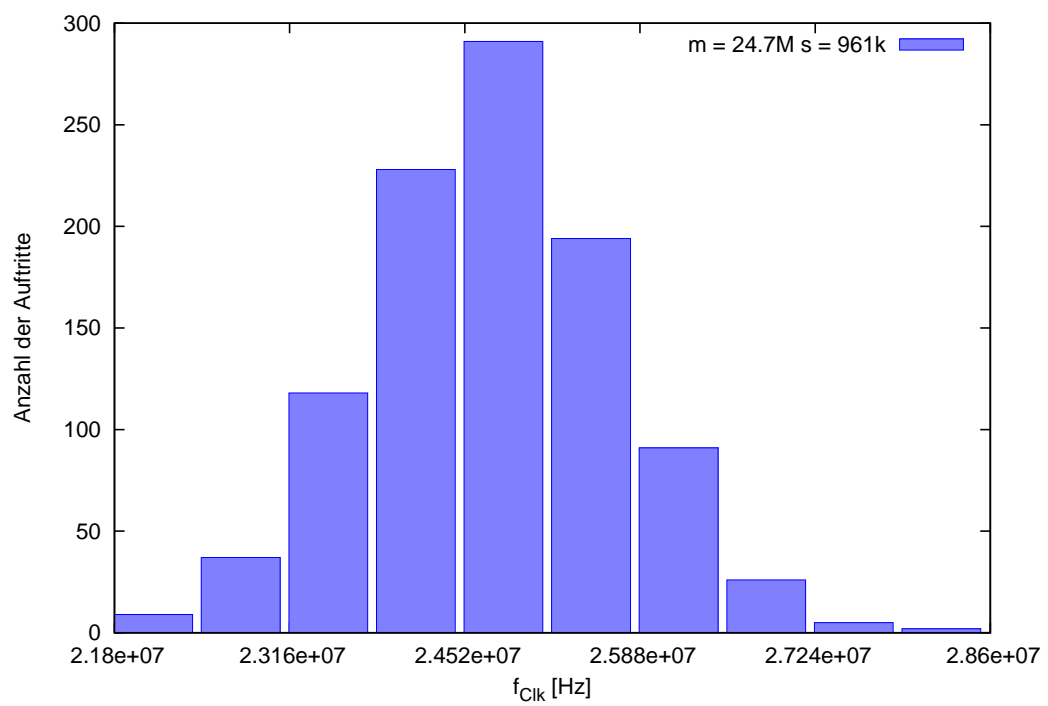


Abbildung 3.17: Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; $\text{dtw} = 64$, 1000 Durchläufe

3.2.3 Zusammenfassung

Es wurde ein kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator gebaut, welcher mit einer Auflösung von 64 Schritten einen Trimbereich von 16,779 MHz bis 24,757 MHz (11,25 MHz bis 15,08 MHz, extrahiert) ermöglicht und eine Schrittweite von 124 kHz aufweist. Der kapazitiv trimmbare RC-Oszillator hat einen Stromverbrauch von bis zu 164 μA .

Über den simulierten Temperaturbereich zeigt der kapazitiv trimmbare RC-Oszillator eine Frequenzänderung mit einer Steilheit von 133 ppm (best-case). Da die Auflösung des Trimmens klein ist, ist die Temperaturabhängigkeit der Frequenz nicht vollständig kompensierbar.

Andererseits sind die Prozessschwankungen von circa 3,8% im Großteil des verfügbaren Frequenzbereichs vollkommen kompensierbar. Die Fläche, die der kapazitiv trimmbare RC-Oszillator in Layout braucht, ist mit 294,18 x 294,18 μm^2 relativ groß.

Kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator:

- Vorteile
 - mit 6 Bits relativ großer Trimbereich
 - Stromverbrauch von bis zu 164 μA nicht zu hoch
 - geringe Prozessschwankungen
 - Prozessschwankungen digital kompensierbar
- Nachteile
 - große Schrittweite bzw. kleine Auflösung
 - großer Bedarf an Fläche
 - große extrahierte Kapazitäten
 - großer Schaltungsaufwand für trimmbaren Kondensator nötig

3.3 Resistiv trimmbarer RC-Oszillator

3.3.1 Aufbau

Gesamtschaltung

Der resistiv trimmbare RC-Oszillator wurde nach zweiter Methode gebaut. Das Gesamtschaltbild sieht man in der Abbildung 3.18. Dieser Aufbau basiert auch auf einem RC-Ringoszillator, einer Reihenschaltung, einer ungeraden Anzahl an Inverterstufen [1]. Gleich wie bei der ersten Methode, ist es ein fünfstufiger Ringoszillator. Davon sind vier Stufen mit einem RC-Glied versehen. Aufgrund der einfacher zu realisierenden Layoutsymmetrie und des besseren Matchings wurde eine der fünf Stufen als einfacher Inverter ausgeführt.

Bei dieser Methode wird zum Trimmen der Frequenz nicht der Widerstand des RC-Gliedes verändert. Wie in Abbildung 3.18 ersichtlich, ist jeweils ein weiterer Widerstand in den Versorgungspfad des Inverters geschlossen. Dieser zusätzliche Widerstand ist trimmbar ausgeführt und dient der Frequenzeinstellung. Es wird durch Trimmen versucht die temperaturbedingte Änderung von der Ausgangsfrequenz zu kompensieren. Man kann in der Gesamtschaltung auch die Inverter Slow und Inverter Fast sehen, deren Funktion später erklärt wird.

Weiter sieht man in der Gesamtschaltung, dass das Trimmen mit der Kombination von Binärcode und Thermometercode gemacht wurde. Der Thermometercode verhindert Unstetigkeiten in der Kennlinie. Zum Fine-Tuning der einzelnen Stufen wird ein eigener Thermometer-Codierer verwendet. Da nicht alle möglichen Digitalwörter dieses Thermometercodes benötigt bzw. genutzt werden, wird der Thermometer-Codierer in weiterer Folge als reduziert bezeichnet. Den genauen Aufbau des Thermometer-Codierers, sowie die Realisierung der trimmbaren Widerstandes, sieht man im folgenden Kapitel.

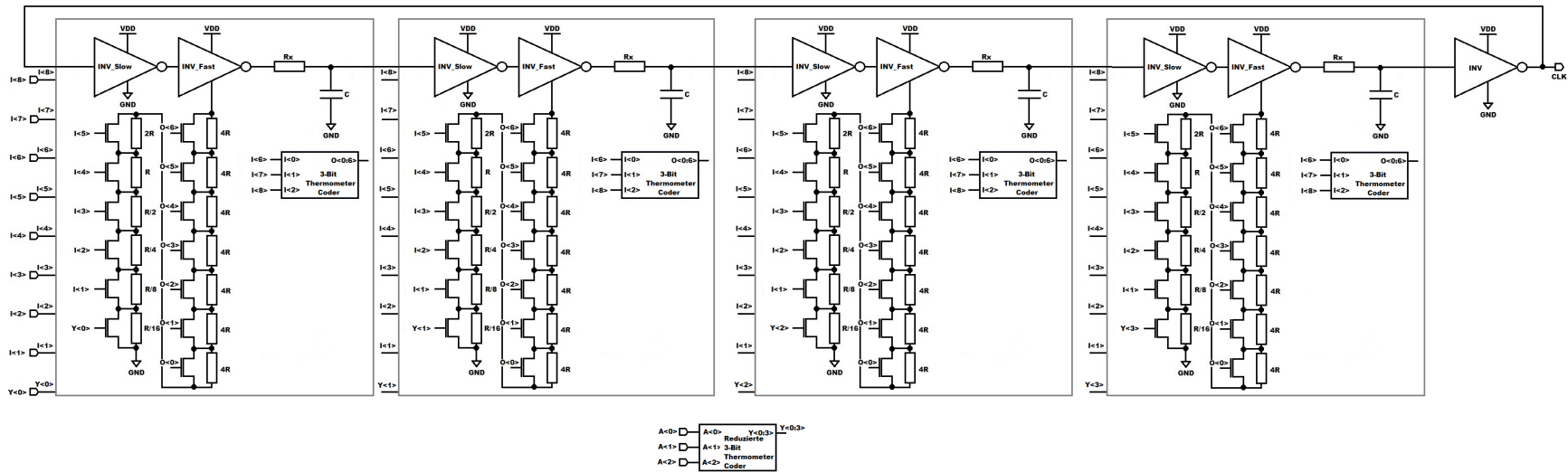


Abbildung 3.18: Schaltung des resistiv trimmbaren RC-Oszillators

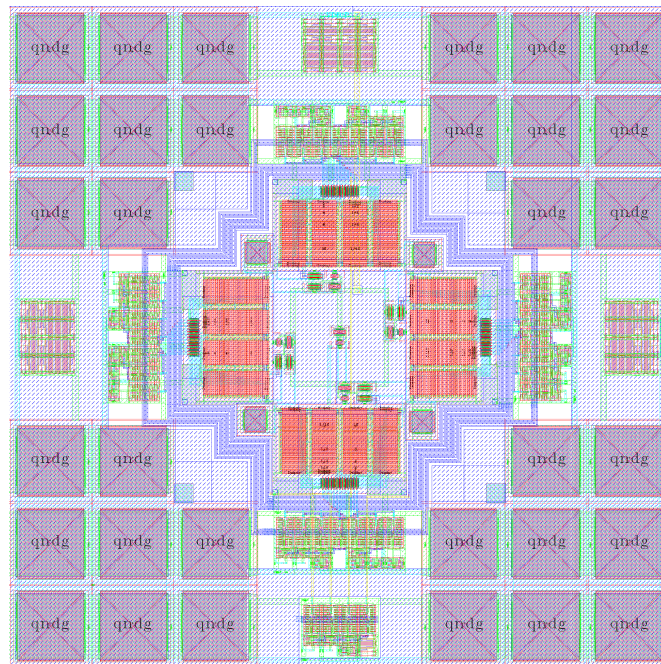


Abbildung 3.19: Layout des resistiv trimmbaren RC-Oszillators ($131,48 \times 131,48 \mu\text{m}^2$)

In der Abbildung 3.19 sieht man das Layout des resistiv trimmbaren RC-Oszillators. Auch hier sind die Layoutsymmetrie und das Matching durch die gezeigte Anordnung optimiert. Man kann leicht den vierstufigen Aufbau erkennen und wieder denn Schluss daraus ziehen, dass mit einer anderen Anzahl von Stufen so eine Layoutsymmetrie und Matching nicht realisierbar wären.

Trimmbarer Widerstand

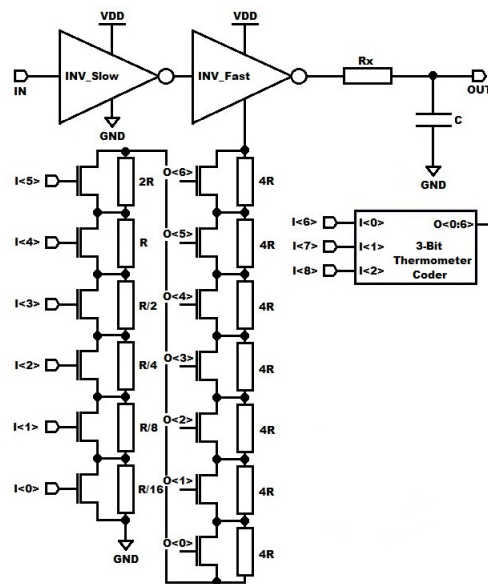


Abbildung 3.20: Schaltung der resistiv trimmbare RC-Oszillatorstufe

Wie am Beginn des Kapitels bereits erwähnt wurde, geschieht das Frequenztrimmen durch eine Widerstandsänderung im Versorgungszweig der Inverter. Für das Widerstandstrimmen stehen 9 Bit zur Verfügung. Wir haben schon gesehen, dass ein Thermometer-Codierer sehr gut für ein Glitch reduziertes Trimmen geeignet ist. Das Layout für einen 9 Bit Codierer wäre jedoch einfach zu groß. Deshalb ist der trimmbare Widerstand wie folgt aufgebaut. Die ersten 6 Bits sind binär gewichtet und die am höchsten gewichteten 3 Bit in Thermometercode. Man sieht in der Abbildung 3.20 die binär gewichteten Widerstände $R/16$, $R/8$, $R/4$, $R/2$, R und $2R$, danach die Widerstände $4R$ in Thermometercode. Damit sind die Übergangssprünge beim Schalten von hohen Bits minimiert.

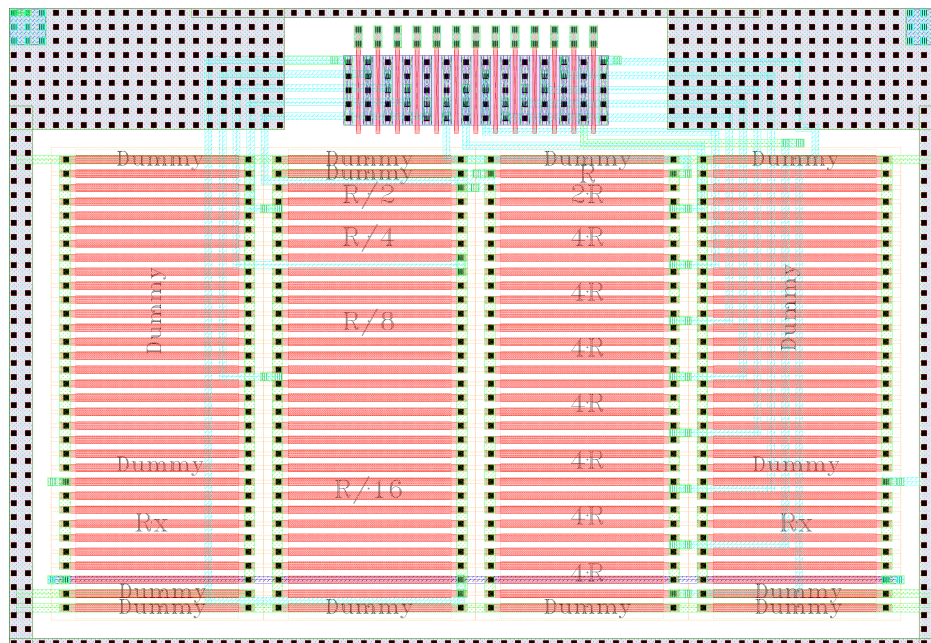


Abbildung 3.21: Layout trimmbarer Widerstand ($26,68 \times 18,28 \mu\text{m}^2$)

In Abbildung 3.21 sieht man das Layout der Poly-Widerstände mit den dazugehörigen NMOS Schaltern für das Trimmen. Der Widerstand R_x des RC-Gliedes ist ebenfalls in diesem Layoutblock vorhanden. Es wurde bei der Erstellung des Layouts darauf geachtet, dass das Poly-Silizium nahe Metall (unterster Metall Layer) nicht über die Widerstände führt. Dadurch soll versucht werden, den temperaturbedingten Stress an den Frequenzbestimmenden Bauteilen so gering wie möglich zu halten.

3-Bit Thermometer-Codierer

Um ein binär codiertes Signal in einen Thermometercode überzuführen wird ein Thermometer-Codierer benötigt. In Abbildung 3.22 ist die Schaltung des Thermometer-Codierers dargestellt, welche die Wandlung eines binären 3 Bit Signals in einem Thermometercode ermöglicht. Die entsprechende logische Funktion ist aus Tabelle 3.2 ersichtlich.

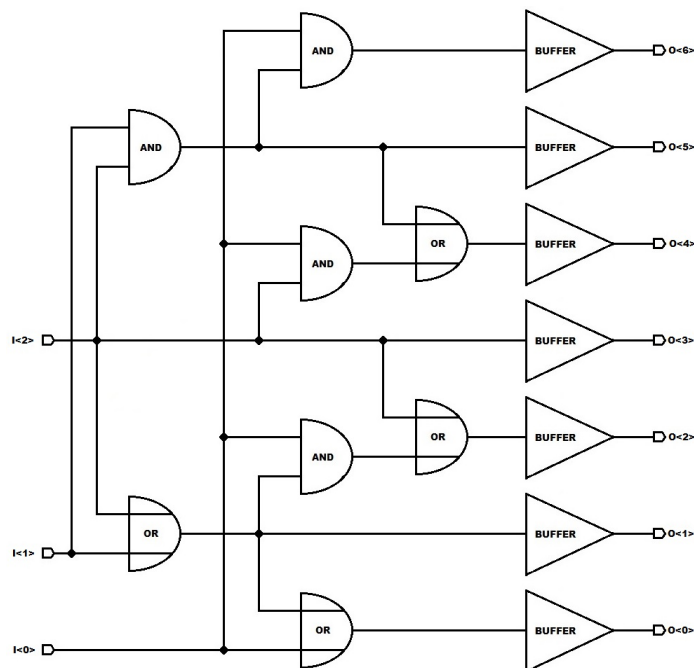


Abbildung 3.22: Schaltung des 3-Bit Thermometer-Codierers

Dezimal	Binärcode	Thermometercode
~	$I_{<2:0>}$	$O_{<6:0>}$
7	111	1111111
6	110	0111111
5	101	0011111
4	100	0001111
3	011	0000111
2	010	0000011
1	001	0000001
0	000	0000000

Tabelle 3.2: Wahrheitstabelle des 3-Bit Thermometer-Codierers

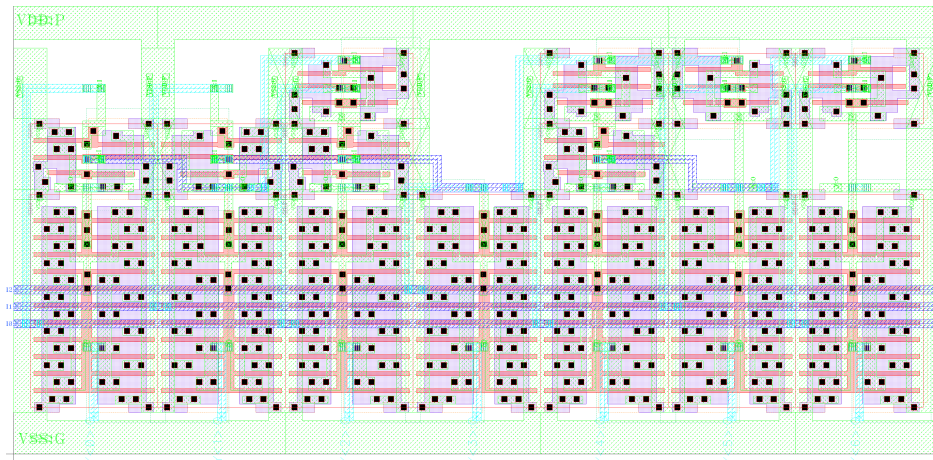


Abbildung 3.23: Layout des 3-Bit Thermometer-Codierers ($26,14 \times 12,64 \mu\text{m}^2$)

Das Layout des 3-Bit Thermometer-Codierers sieht man in Abbildung 3.23.

Reduzierter 3-Bit Thermometer-Codierer

Wie bereits in Kapitel 3.3.1 beschrieben, stehen zum Trimmen 9 Bits zur Verfügung. Dies entspricht 512 verschiedenen Zuständen. Grundsätzlich werden alle vier (in Kapitel 3.3.1 genannten) Stufen mit dem gleichen (digitalen) Signal angesteuert. Um die mögliche Auflösung zu erhöhen, kann das LSB aller Stufen gesondert eingestellt werden. Dabei ergeben sich fünf Möglichkeiten:

- LSB aller vier Stufen wird auf HIGH gelegt
- LSB der 3 Stufen wird auf HIGH gelegt
- LSB der 2 Stufen wird auf HIGH gelegt
- LSB einer Stufe wird auf HIGH gelegt
- LSB aller vier Stufen wird auf LOW gelegt

Somit ergeben sich anstelle von zwei Zuständen (LSB aller vier Stufen HIGH oder LOW) fünf verschiedene Zustände, wodurch die Auflösung des Trimbereichs von 512 Schritte auf 1280 Schritte erweitert wird. Der trimmbare Bereich bleibt dabei unverändert. Ermöglicht wird dies durch den reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierer, dessen Schaltbild in Abbildung 3.24 gezeigt wird.

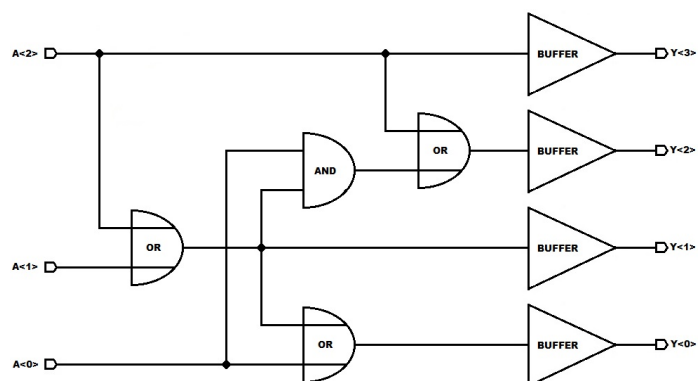


Abbildung 3.24: Schaltung des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers

Die logische Funktion des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers ist aus der Tabelle 3.3 ersichtlich.

Dezimal	Binärcode	Thermometercode
~	A<2:0>	Y<3:0>
7	111	1111
6	110	1111
5	101	1111
4	100	1111
3	011	0111
2	010	0011
1	001	0001
0	000	0000

Tabelle 3.3: Wahrheitstabelle des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers

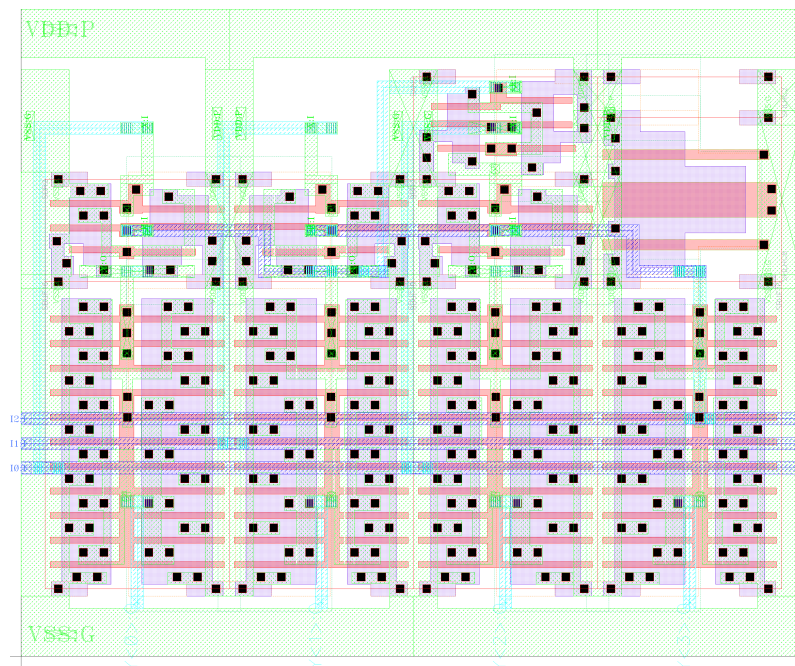


Abbildung 3.25: Layout des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers (15,34 x 12,64 μm^2)

Das Layout des reduzierten 3-Bit Thermometer-Codierers mit angegebener Größe sieht man in Abbildung 3.25.

Inverter

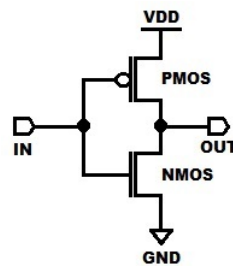


Abbildung 3.26: Schaltung Inverter

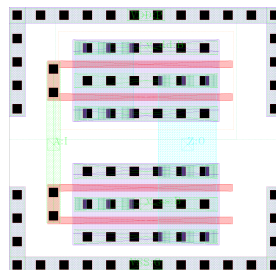


Abbildung 3.27: Layout Inverter FAST ($4,68 \times 4,55 \mu\text{m}^2$)

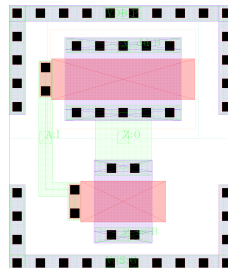


Abbildung 3.28: Layout Inverter SLOW ($3,88 \times 4,55 \mu\text{m}^2$)

Da das Signal aus dem RC-Glied eine relativ geringe Flankensteilheit aufweist, sind die Transistoren der nachfolgenden Inverterstufe SLOW nicht mit minimaler Länge dimensioniert um die Spannungsverstärkung dieser Stufe zu erhöhen. Die geringe Flankensteilheit des RC-Glieds kann auf das Lade- bzw. Entladeverhalten des Kondensators zurückgeführt werden. Das Ausgangssignal des Inverters SLOW liefert ein Rechtecksignal mit hoher Flankensteilheit und wird in weiterer Folge als Eingangssignal für den Inverter FAST verwendet. Die Schaltung sowie das Layout der gebauten Inverter sind in Abbildung 3.26 bzw. Abbildung 3.27 und 3.28 zu sehen.

3.3.2 Simulation

In diesem Kapitel werden die Simulation des trimmbaren Bereichs, das Temperaturverhalten sowie eine Monte Carlo Analyse des resistiv trimmbaren RC-Oszillators gezeigt. Der Oszillator wird mit 1,2 V versorgt.

Simulation des trimmbaren Bereichs

Die Simulation des resistiv trimmbaren RC-Oszillators wird ausgehend von Tabelle 3.4 durchgeführt.

dtw	I<8:1>	A<2:0>	Beschreibung
1	11111111	100	LSB aller vier Stufen auf HIGH
2	11111111	011	LSB der 3 Stufen auf HIGH
3	11111111	010	LSB der 2 Stufen auf HIGH
4	11111111	001	LSB einer Stufe auf HIGH
5	11111111	000	LSB aller 4 Stufen auf LOW
6	11111110	100	LSB aller 4 Stufen auf HIGH
7	11111110	011	LSB der 3 Stufen auf HIGH
8	11111110	010	LSB der 2 Stufen auf HIGH
9	11111110	001	LSB einer Stufe auf HIGH
10	11111110	000	LSB aller 4 Stufen auf LOW
⋮	⋮	⋮	⋮
1271	00000001	100	LSB aller 4 Stufen auf HIGH
1272	00000001	011	LSB der 3 Stufen auf HIGH
1273	00000001	010	LSB der 2 Stufen auf HIGH
1274	00000001	001	LSB einer Stufe auf HIGH
1275	00000001	000	LSB aller 4 Stufen auf LOW
1276	00000000	100	LSB aller 4 Stufen auf HIGH
1277	00000000	011	LSB der 3 Stufen auf HIGH
1278	00000000	010	LSB der 2 Stufen auf HIGH
1279	00000000	001	LSB einer Stufe auf HIGH
1280	00000000	000	LSB aller 4 Stufen auf LOW

Tabelle 3.4: digital tuning word Tabelle

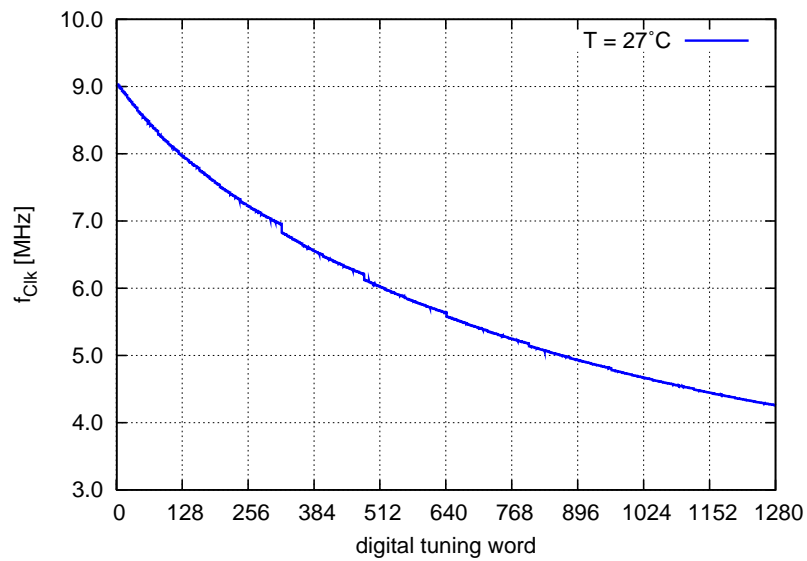


Abbildung 3.29: Trimmbarer Bereich des resistiv trimmbaren RC-Oszillators

Abbildung 3.29 zeigt die Simulation der Schaltung des resistiv trimmbaren RC-Oszillators. Dabei ist die Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit des digitalen Datenworts dargestellt. Mit 1280 Schritten kann die Ausgangsfrequenz zwischen 9,03 MHz und 4,26 MHz getrimmt werden. Die Schrittweite beträgt 3,5 kHz.

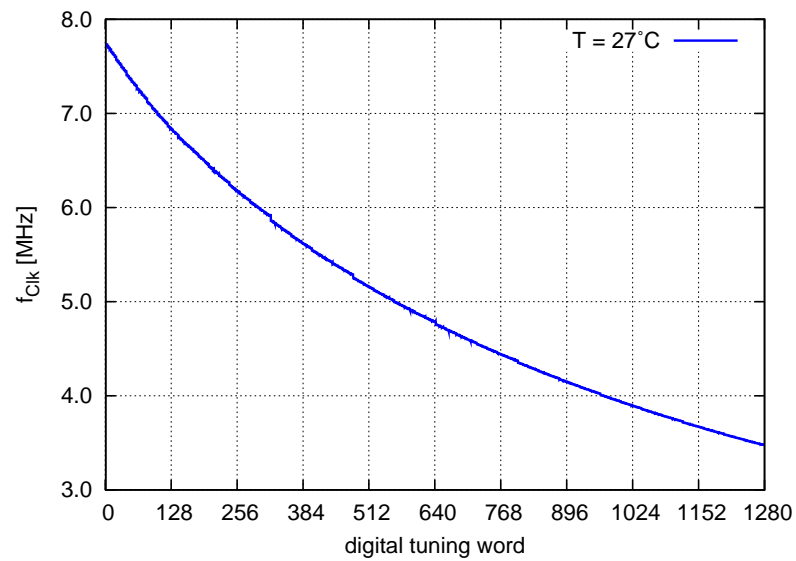


Abbildung 3.30: Trimmbarer Bereich des resistiv trimmbaren RC-Oszillators, extrahiert

In Abbildung 3.30 sieht man die gleiche Simulation unter Berücksichtigung der parasitären Elemente, welche sich durch die Extraktion aus dem Layout ergeben. Dadurch verändert sich das Verhalten der Schaltung. Der trimmbare Bereich liegt nun zwischen 7,732 MHz und 3,477 MHz.

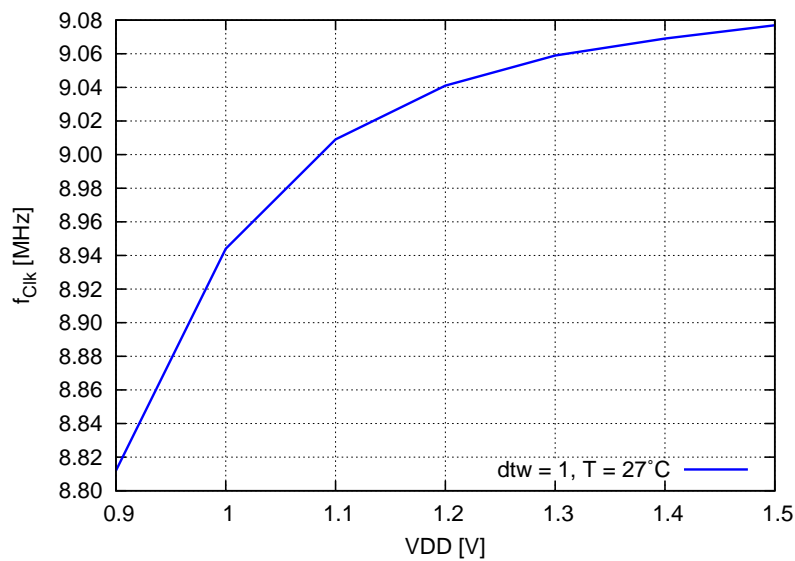


Abbildung 3.31: Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit der Versorgungsspannung

Die Frequenz des resistiv trimmbaren RC-Oszillators weist eine Abhängigkeit von der Versorgungsspannung auf. Da die Versorgungsspannung in 100 mV Schritten eingestellt werden kann, ist sie dazu geeignet die Spannungsabhängigkeit zu bestimmen, welche in Abbildung 3.31 dargestellt ist. Für eine Frequenztrimmung über die Versorgungsspannung müssten die Abstufungen jedoch verfeinert werden.

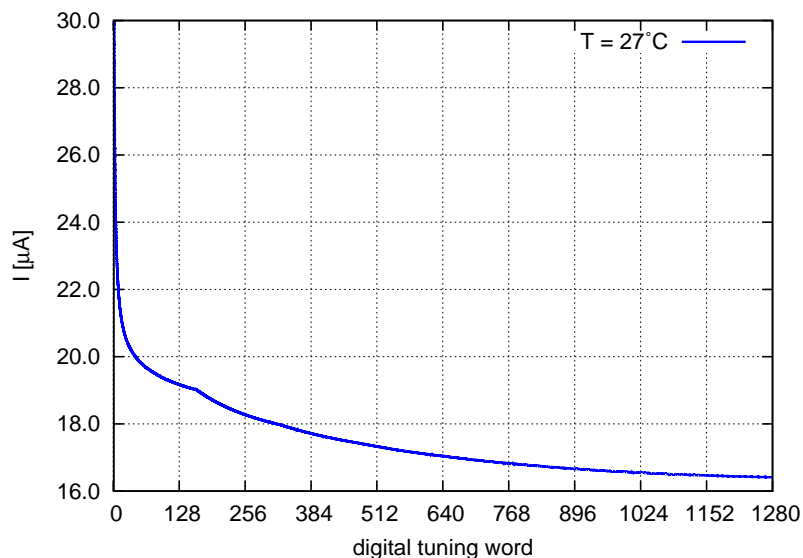


Abbildung 3.32: Stromaufnahme über trimmbaren Bereich

In Abbildung 3.32 sieht man die Stromaufnahme des resistiv trimmbaren RC-Oszillators mit einem Maximalwert von 30 μA .

Simulation über Temperatur

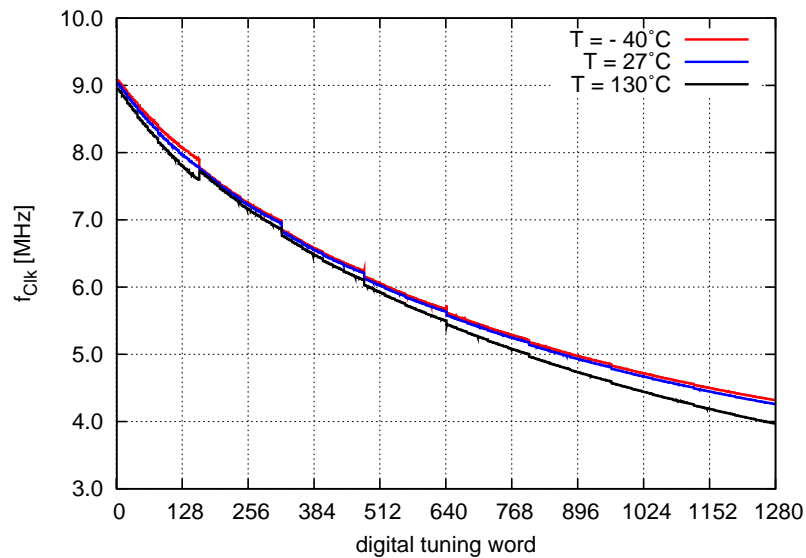


Abbildung 3.33: Trimmbarer Bereich über Temperatur

In der Abbildung 3.33 wird der trimmbare Bereich über drei Temperaturen -40°C , 27°C und 130°C gezeigt. Hier ist die Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur ersichtlich. Um jeweils eine Kurve mit minimaler und eine mit maximaler Temperaturabhängigkeit darstellen zu können, wurden aus Abbildung 3.33 zwei dtw bestimmt, bei denen die drei Kennlinien möglichst gut übereinander liegen, bzw. möglichst stark von einander abweichen. Die beiden dtw befinden sich zum einen im unteren Frequenzbereich bei $\text{dtw} = 1280$ und zum anderen im oberen Frequenzbereich bei $\text{dtw} = 160$. Die Ergebnisse sieht man in Abbildung 3.34 bzw. in Abbildung 3.35.

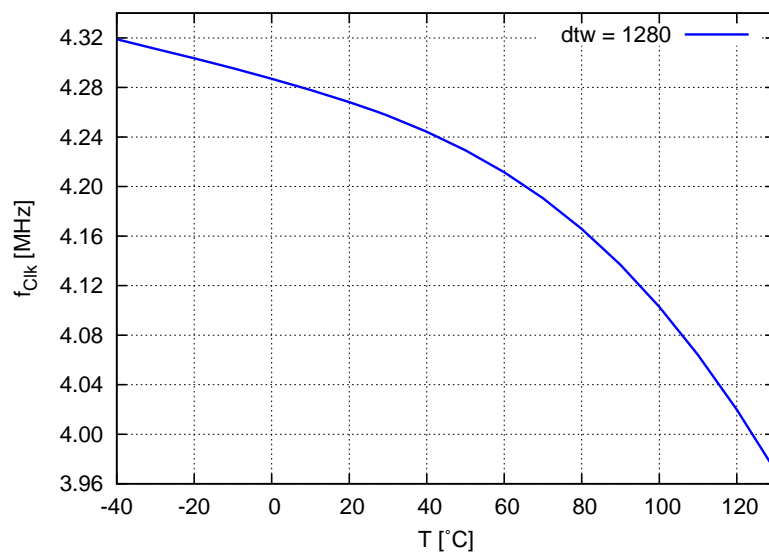


Abbildung 3.34: Maximale Steilheit der Frequenzänderung von 474 ppm/°C

Abbildung 3.34 zeigt eine maximale Frequenzänderung über gesamten Temperaturbereich mit einer Steilheit von 474 ppm/°C.

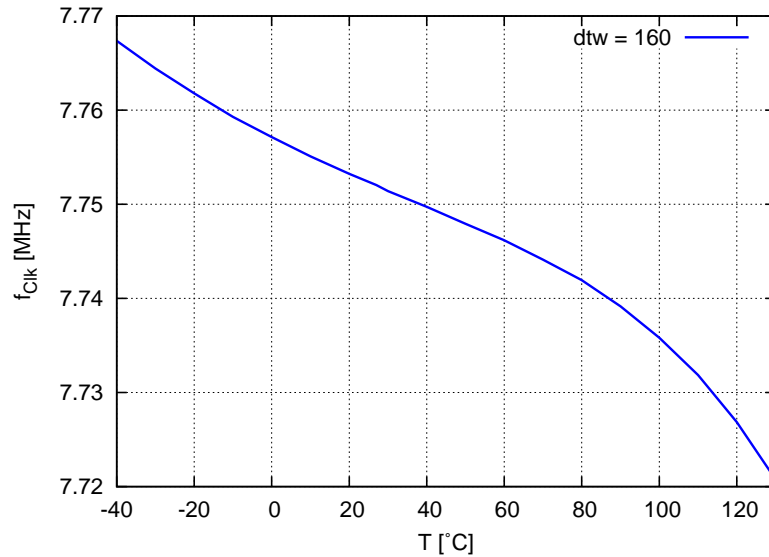


Abbildung 3.35: Minimale Steilheit der Frequenzänderung von 35 ppm/°C

Abbildung 3.35 zeigt eine minimale Frequenzänderung über gesamten Temperaturbereich mit einer Steilheit von 35 ppm/°C.

Monte Carlo Simulation

Um die tatsächliche Streuung der Ausgangsfrequenz zu bewerten, müssen die Bauteile- und Fertigungstoleranzen mitberücksichtigt werden. Deshalb wird eine Monte Carlo Simulation für drei verschiedene Punkte im verfügbaren trimmbaren Bereich gemacht. Es sind für jeden Punkt 1000 Durchläufe verwendet worden.

Das Histogramm der Monte Carlo Simulation in Abbildung 3.36 zeigt die Verteilung der Ausgangsfrequenz, $dtw = 1$.

- Mittelwert $m = 9,01$ MHz
- Standardabweichung $s = 867$ kHz

Das Histogramm der Monte Carlo Simulation in Abbildung 3.37 zeigt die Schwankung der Ausgangsfrequenz, $dtw = 635$.

- Mittelwert $m = 5,56$ MHz
- Standardabweichung $s = 572$ kHz

Das Histogramm der Monte Carlo Simulation in Abbildung 3.38 zeigt die Schwankung der Ausgangsfrequenz, $dtw = 1280$.

- Mittelwert $m = 4,25$ MHz
- Standardabweichung $s = 460$ kHz

Daraus kann man schließen, dass die Standardabweichung über den gesamten verfügbaren Frequenzbereich circa 10 % ausmacht. Das heißt, dass im Großteil des verfügbaren Frequenzbereichs die Standardabweichung durch das Trimmen kompensierbar ist.

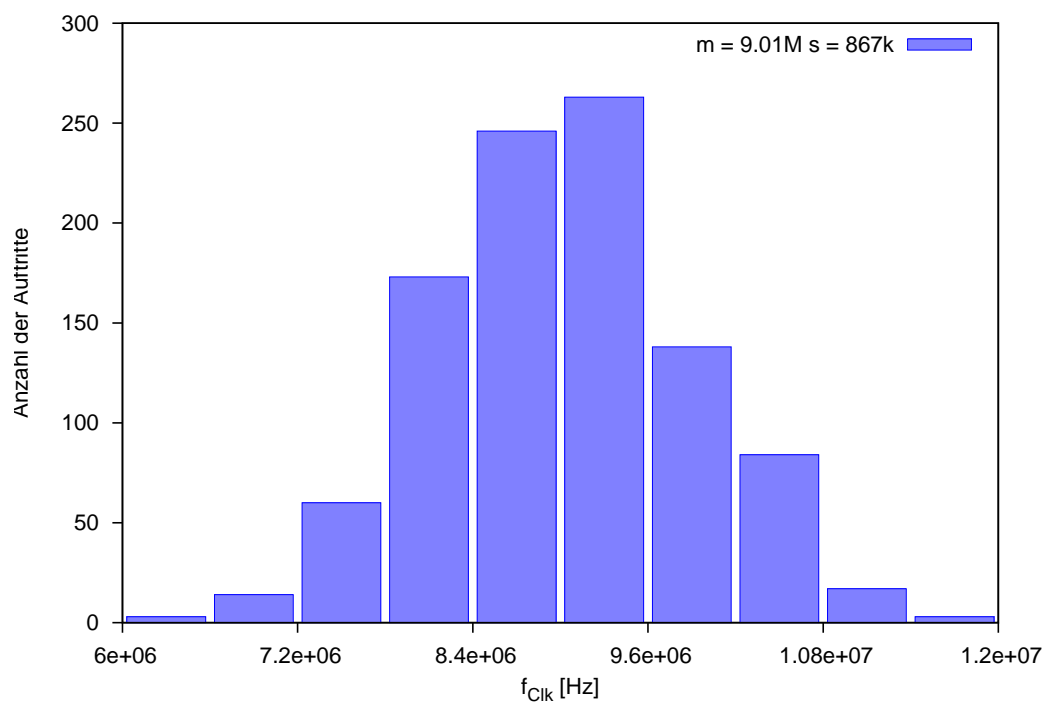


Abbildung 3.36: Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; $dtw = 1$, 1000 Durchläufe

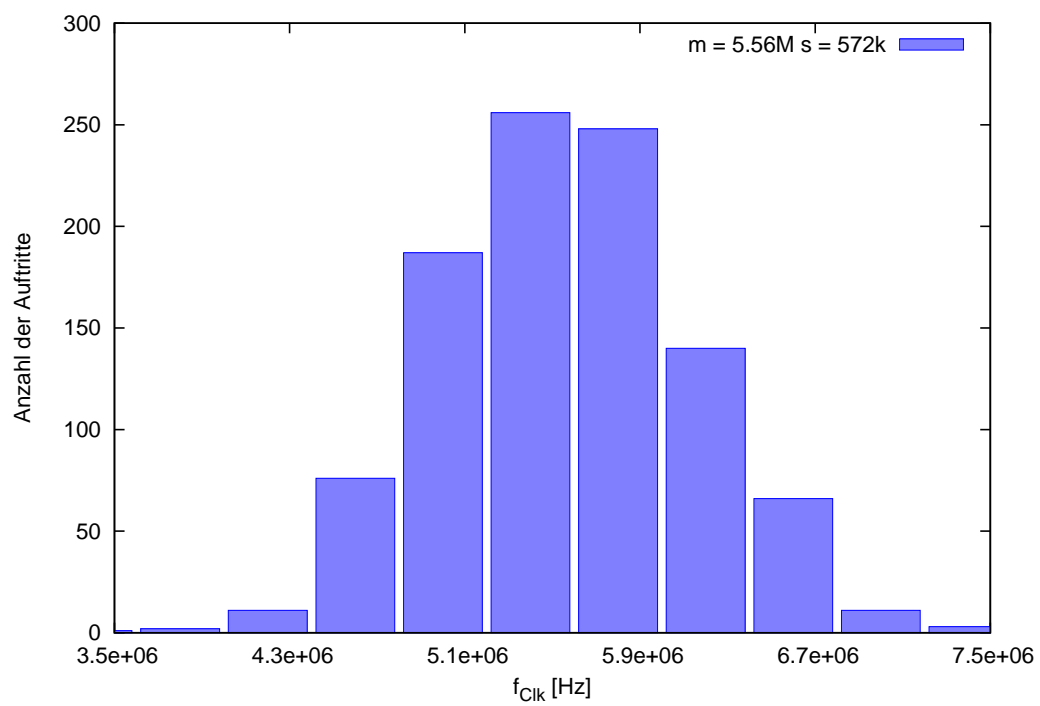


Abbildung 3.37: Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; $dtw = 635$, 1000 Durchläufe

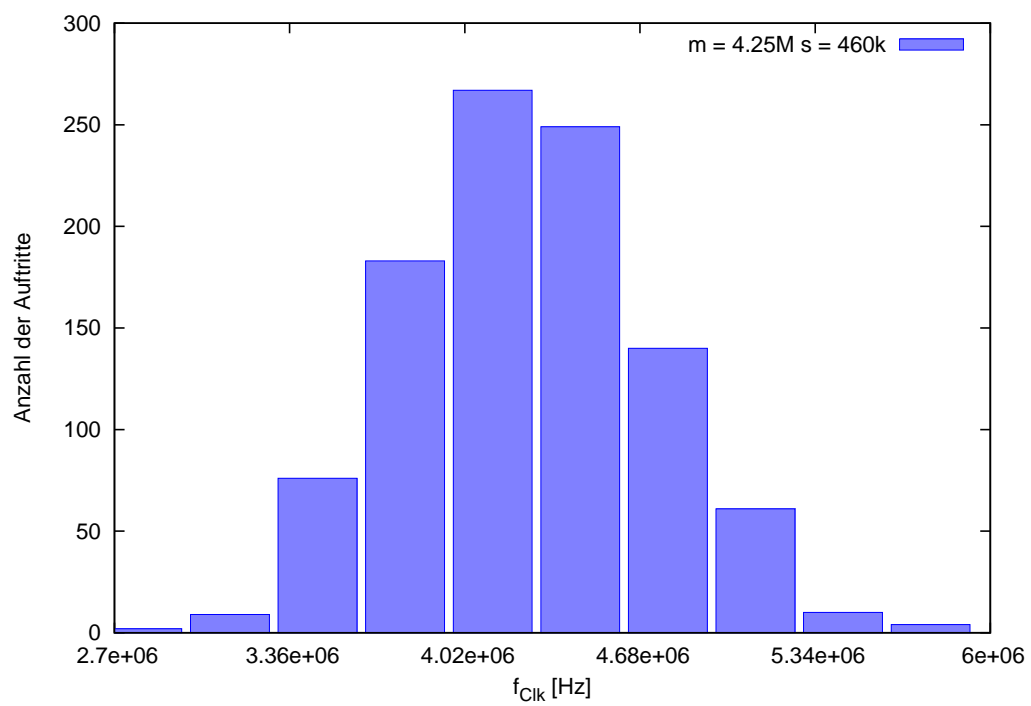


Abbildung 3.38: Histogramm der Monte Carlo Simulation von der Ausgangsfrequenz; $dtw = 1280$, 1000 Durchläufe

3.3.3 Zusammenfassung

Es wurde ein resistiv trimmbarer RC-Oszillator gebaut, welcher mit einer Auflösung von 1280 Schritten einen Trimbereich von 9,03 MHz bis 4,26 MHz (7,732 MHz bis 3,477 MHz, extrahiert) ermöglicht und eine Schrittweite von 3,5 kHz aufweist. Der resistiv trimmbare RC-Oszillator hat einen Stromverbrauch von bis zu 30 μA .

Über den simulierten Temperaturbereich zeigt der resistiv trimmbare RC-Oszillator eine Frequenzänderung mit einer Steilheit von 35 ppm (best-case). Da mit hoher Auflösung getrimmt werden kann, ist die Temperaturabhängigkeit der Frequenz gut kompensierbar.

Auch die Prozessschwankungen von circa 10% sind im Großteil des verfügbaren Frequenzbereichs vollkommen kompensierbar. Die Fläche, die der hier vorgestellte resistiv trimmbare RC-Oszillator im Layout braucht, beträgt $131,48 \times 131,48 \mu\text{m}^2$ und ist somit verglichen mit der Fläche, die der kapazitiv trimmbare RC-Oszillator braucht, sehr klein.

Resistiv trimmbarer RC-Oszillator:

- Vorteile
 - große Auflösung bzw. kleine Schrittweite
 - geringer Stromverbrauch von 30 μA
 - geringer Bedarf an Fläche
 - Prozessschwankungen digital kompensierbar
- Nachteile
 - große Prozessschwankungen
 - großer Schaltungsaufwand für trimmbaren Widerstand nötig

Um den resistiv trimmbaren RC-Oszillator sowie den kapazitiv trimmbaren RC-Oszillator aus dieser Masterarbeit besser bewerten zu können, sind in Tabelle 3.5 die wichtigsten Parameter zusammengefasst.

	Prozess [nm]	Frequenz [MHz]	Frequenzschwankung	Leistungsverbrauch [μ W]
[6]	250	7	$\pm 0,84\%$ @ -40°C bis 125°C	1500
[14]	65	0,15	$\pm 0,5\%$ @ -55°C bis 125°C	51
[10]	180	10	$\pm 0,4\%$ @ -20°C bis 100°C	80
[7]	350	30	$\pm 0,7\%$ @ -20°C bis 100°C	180
[22]	180	14	$\pm 0,75\%$ @ -20°C bis 100°C	45
[9]	28	30	$\pm 0,285\%$ @ -40°C bis 125°C	252
Kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator	130	2,475	$\pm 1,137\%$ @ -40°C bis 130°C	196,8
Resistiv trimmbarer RC-Oszillator	130	7,752	$\pm 0,3\%$ @ -40°C bis 130°C	36

Tabelle 3.5: Vergleichstabelle für verschiedene auf Silizium basierende Oszillatoren

Kapitel 4

Testchip

Der im Rahmen dieser Masterarbeit entstandene Silicon Clock soll bei verschiedenen Systemen zum Einsatz kommen. Um die Funktion des Silicon Clock zu überprüfen, wird ein Testchip gefertigt werden.

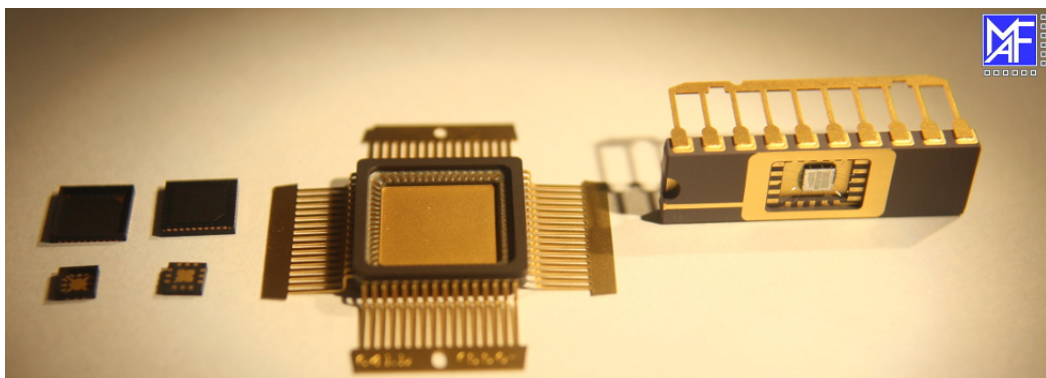


Abbildung 4.1: Unterschiedliche Testchip Keramikgehäuse [4]

In der Abbildung 4.1 sieht man unterschiedliche Keramikgehäuse, die man für Testchips verwenden kann. In meinem Fall wird der Testchip in ein CDIP 24 Gehäuse gebondet. Den Bondplan sieht man in Abbildung 4.2.

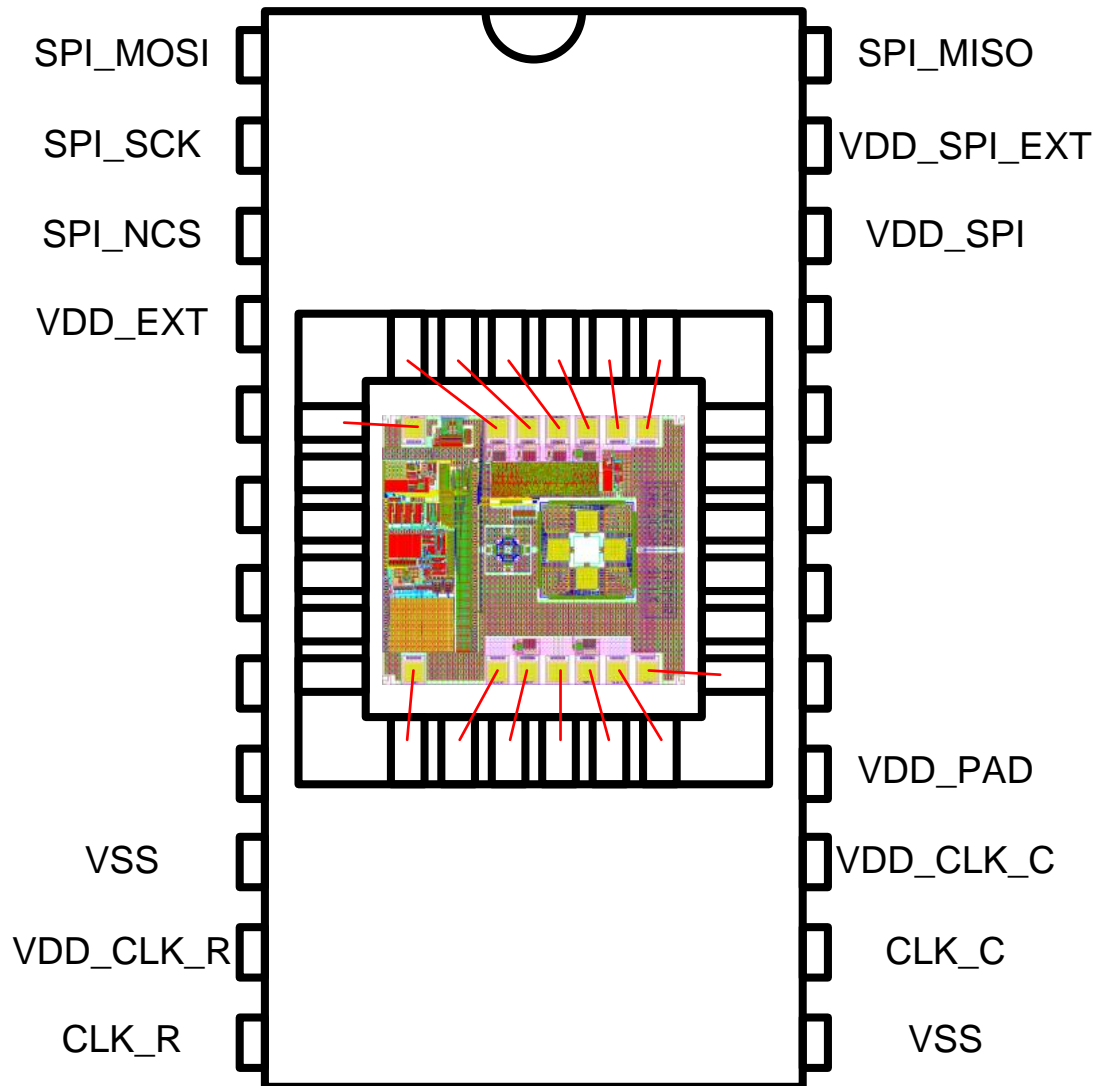


Abbildung 4.2: Bondplan Testchip (nicht maßstabsgetreu)

4.1 Aufbau Testchip

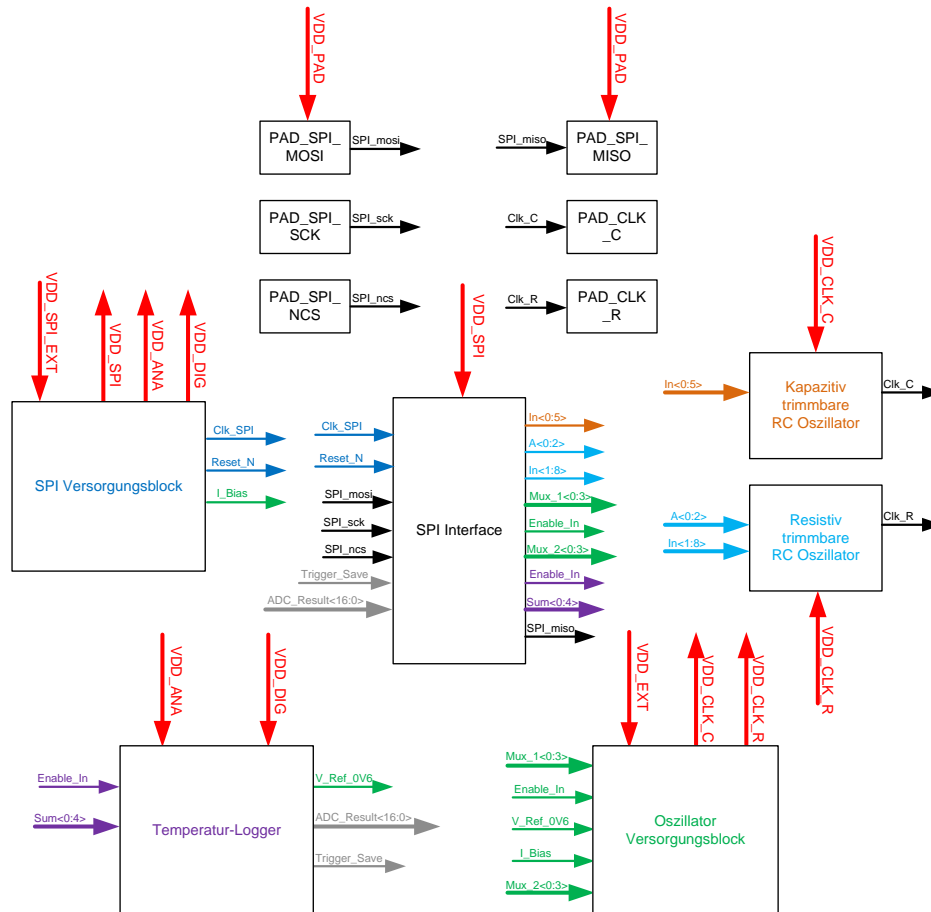


Abbildung 4.3: Blockschaltbild Testchip

Damit die gebauten Oszillatoren auf dem Testchip unter realistischen Bedingungen betrieben werden können, sind einige zusätzliche Funktionsblöcke ebenfalls auf dem Testchip integriert. Die Spannungsversorgung der Oszillatoren macht der Oszillator Versorgungsblock. Damit man selektiv nur die Stromaufnahme der Oszillatoren messen kann, ist auf dem Chip noch eine zweite, von den Oszillatoren unabhängige, Versorgung eingebaut. Die zweite Versorgung ist der SPI Versorgungsblock, welcher den SPI Digitalblock und den Temperatur-Logger versorgt. Der SPI Digitalblock ist für die digitale Kommunikation mit dem Chip nötig und der Temperatur-Logger dient zur aktuellen Temperaturbestimmung des Chips. Das gesamte Versorgungsschema bzw. der gesamte Aufbau des Testchips sieht man im Blockschaltbild des Testchips, Abbildung 4.3.

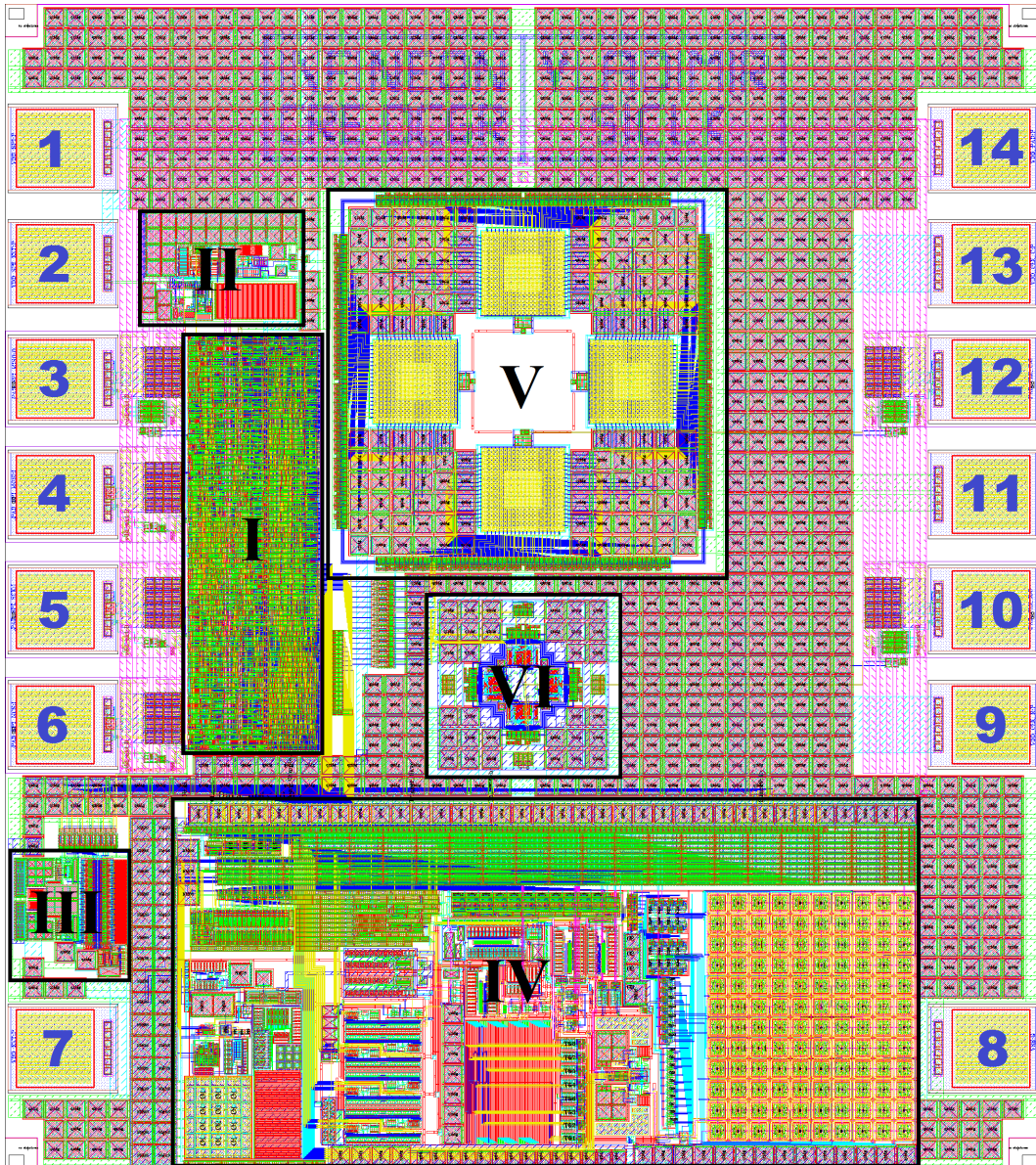


Abbildung 4.4: Layout Testchip ($800 \times 900 \mu m^2$)

In Abbildung 4.4 ist das Layout des Testchips mit der angegebenen Größe ersichtlich. Die Nummerierung im Layout ist in den folgenden Tabellen erklärt. In Tabelle 4.1 ist die kurze Beschreibung der 14 Testchip Pads.

Nr.	Netz Name	Beschreibung
1	VDD SPI	VDD SPI Überwachungspunkt
2	VDD SPI EXT	SPI und Temperatur Logger Spannungsversorgung
3	SPI MISO	SPI Slave MISO
4	SPI MOSI	SPI Slave MOSI
5	SPI SCK	SPI Slave SCK
6	SPI NCS	SPI Slave NCS
7	VDD EXT	RC Oszillator Spannungsversorgung
8	VSS	Ground Connection
9	VDD CLK R	VDD CLK R Überwachungspunkt
10	CLK R	Clock R
11	VSS	Ground Connection
12	CLK C	Clock C Überwachungspunkt
13	VDD CLK C	VDD CLK C Überwachungspunkt
14	VDD PAD	Pad Spannungsversorgung

Tabelle 4.1: Testchip Pad Liste

Nr.	Block Name
I	SPI Digitalblock
II	SPI Versorgungsblock
III	Oszillator Versorgungsblock
IV	Temperatur-Logger
V	Kapazitiv trimmbarer RC Oszillator
VI	Resistiv trimmbarer RC Oszillator

Tabelle 4.2: Testchip Block Liste

In Tabelle 4.2 sind die nummerierten Namen der Testchip Funktionsblöcke eingetragen. Mit römischen Zahlen kann man die Platzierung des bestimmten Blocks im Layout schön erkennen.

4.2 SPI Digitalblock

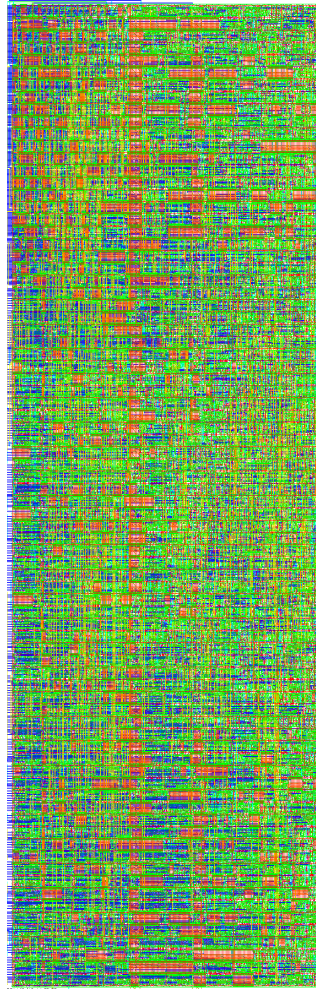


Abbildung 4.5: Layout des SPI Digitalblocks ($104 \times 324 \mu m^2$)

Der SPI Digitalblock ist der einzige synthetisierte Schaltungsteil auf dem Testchip. Der SPI Digitalblock dient dazu, dass man mit dem Chip von außen kommunizieren kann, dass man bestimmte Befehle bzw. Konfigurationen in den Chip schreiben kann, sowie Daten (z. B. Temperaturwert) aus dem Chip herauslesen kann. Die ganze Datenumrechnung und Konfiguration wird bei diesem Testchip mit einem externem Mikrocontroller gemacht. Die geschriebene Konfiguration bleibt im SPI Digitalblock gespeichert, solange die Versorgungsspannung vorhanden ist oder die Konfiguration von außen nicht geändert wird. Das Layout des SPI Digitalblocks mit der angegebenen Größe ist in Abbildung 4.5 ersichtlich.

4.3 SPI Versorgungsblock

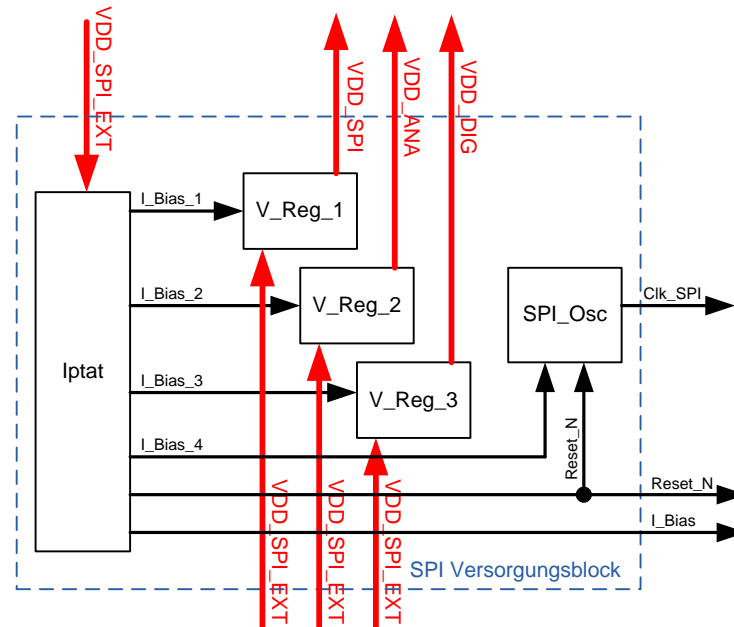


Abbildung 4.6: Blockschaltbild SPI Versorgungsblock

Für den SPI Digitalblock und den Temperatur-Logger braucht man eine Spannungsversorgung von 1,2V. Diese stellt der SPI Versorgungsblock zur Verfügung. Der Block regelt die extern angeschlossene Spannung (VDD_SPI_EXT), die z. B. eine Batterie darstellt, auf 1,2V. Da man für den SPI Digitalblock ein Taktsignal braucht, ist hier auch ein Oszillator eingebaut, siehe Abbildung 4.6.

Der SPI Versorgungsblock liefert die drei benötigten Versorgungsspannungen von 1,2V (VDD_SPI, VDD_ANA und VDD_DIG), ein Taktsignal (Clk_SPI), ein Steuersignal (Reset_N) und einen Biasstrom (I_Bias).

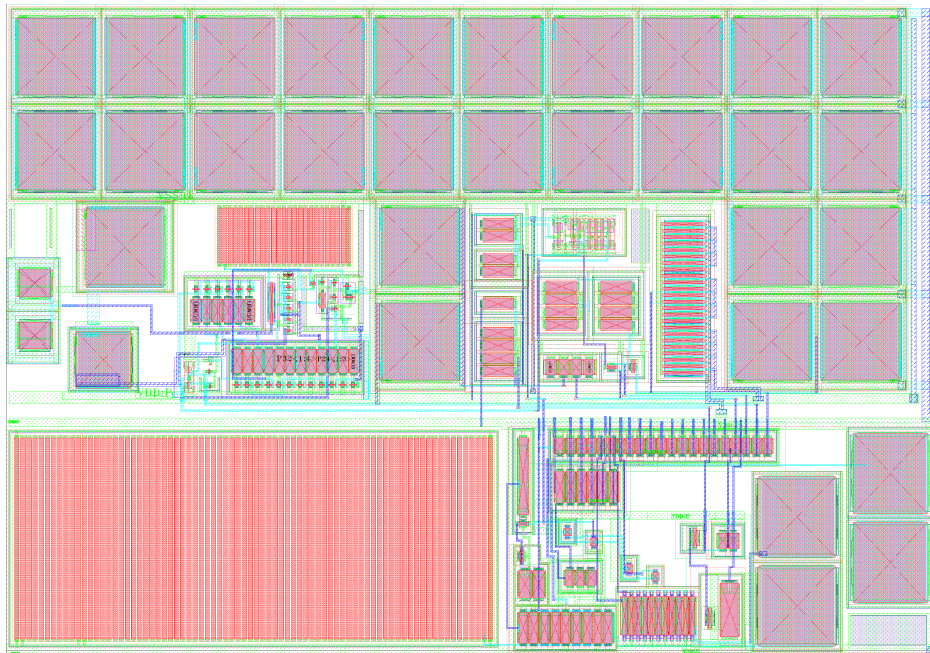


Abbildung 4.7: Layout SPI Versorgungsblock (121,47 x 84,04 μm^2)

Das Layout des SPI Versorgungsblocks mit der angegebenen Größe ist in Abbildung 4.7 ersichtlich.

4.4 Oszillator Versorgungsblock

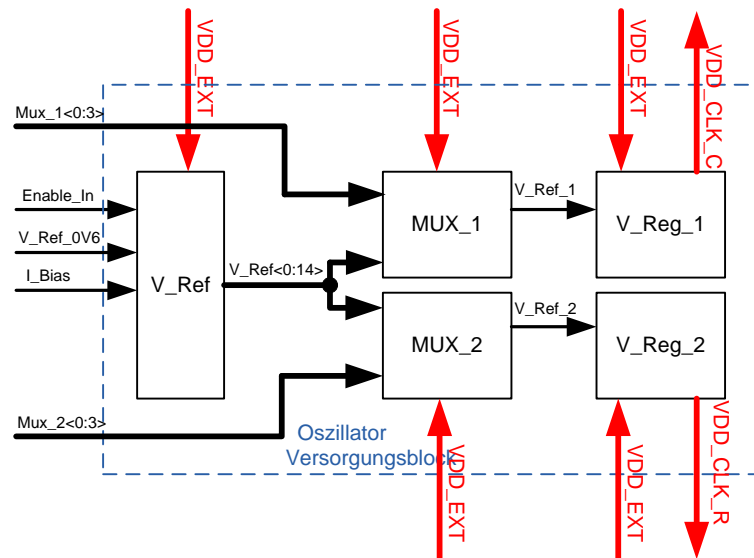


Abbildung 4.8: Blockschaltbild Oszillator Versorgungsblock

Da man die Stromaufnahme von den gebauten Oszillatoren (kapazitiv- bzw. resistiv trimmbaren RC Oszillator) getrennt von den anderen Schaltungsteilen messen will, ist auf diesem Testchip eine eigene Spannungsversorgung nur für diese Oszillatoren aufgebaut.

Der Oszillator Versorgungsblock ist so gebaut, dass man die Versorgungsspannung des Oszillators im 100 mV Schritten von 0 V bis 1,5 V digital einstellen kann. In Abbildung 4.8 sieht man einen V_Ref Block, der Spannungsreferenzen in 100 mV Schritten von 0 V bis 1,5 V macht. Dann sieht man MUX_1 und MUX_2, die der Auswahl der Spannungsreferenz dienen. Mit V_Reg_1 und V_Reg_2 wird die externe Spannung (VDD_EXT) auf die gewählte Spannungsreferenz geregelt. Die geregelte Spannung ist dann die Versorgungsspannung für den Oszillator (VDD_CLK_C bzw. VDD_CLK_R).

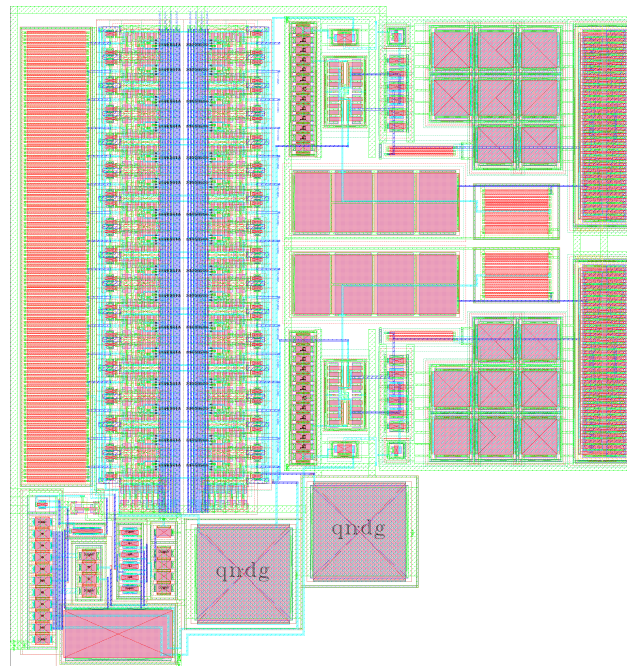


Abbildung 4.9: Layout Oszillator Versorgungsblock ($88,73 \times 93,78 \mu\text{m}^2$)

Das Layout des Oszillator Versorgungsblocks mit der angegebenen Größe ist in Abbildung 4.9 ersichtlich.

4.5 Temperatur-Logger

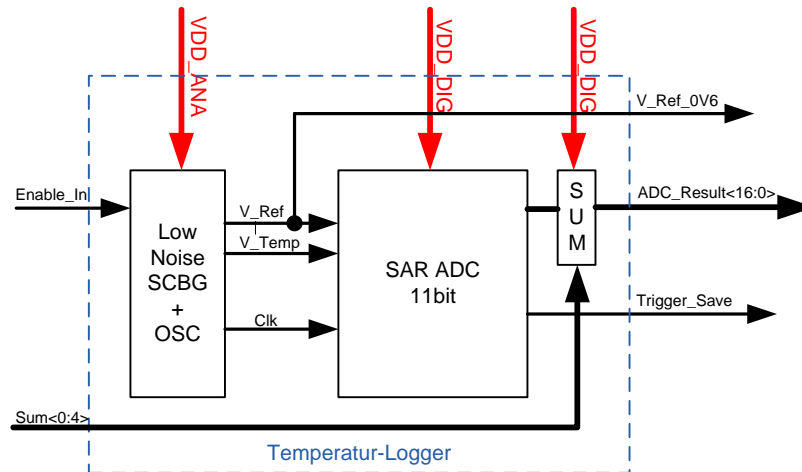


Abbildung 4.10: Blockschaltbild Temperatur-Logger

Wir möchten mit trimmbaren Oszillatoren die temperaturbedingten Ausgangsfrequenzschwankungen kompensieren. Also müssen wir die aktuelle Temperatur des Chips feststellen. Der Temperatur-Logger ermöglicht uns die Temperaturüberwachung des Chips.

In Abbildung 4.10 sieht man die Switched Capacitor Bandgap (SCBG), die eine temperaturabhängige (V_{Temp}) und eine temperaturunabhängige Spannung (V_{Ref}) liefert. Im Temperatur-Logger ist noch ein weiterer Oszillator vorhanden, der das Taktsignal (Clk) für den Analog-to-Digital-Converter (ADC) liefert. Da die Spannungsreferenz (V_{Ref}) temperaturunabhängig ist, kann der ADC durch Messung von V_{Temp} ein der absoluten Temperatur proportionales Ergebnis liefern. Dieser digitale Wert sowie die Spannungen und die umgerechnete Temperatur sind in Tabelle 4.3 gezeigt. Um die Genauigkeit zu erhöhen, bietet der ADC die Möglichkeit, die gemessenen Daten zu summieren. In weiterer Folge kann der externe Mikrocontroller das summierte Ergebnis dividieren, wodurch eine Mittelung entsteht. Da die Daten im ADC nach jedem Zyklus überschrieben werden, ist ein Steuersignal ($Trigger_Save$) vorhanden, das das Ende von jedem ADC Zyklus anzeigt und damit man zu diesem Zeitpunkt die gültigen Daten in SPI Digitalblock speichern kann.

Der Temperatur-Logger liefert also einen digitalen Wert (ADC_Result Bus), eine temperaturunabhängige Spannungsreferenz von 0,625 V (V_{Ref_0V6}) und ein Steuersignal ($Trigger_Save$). Das Layout des Temperatur-Loggers mit der angegebenen Größe ist in Abbildung 4.11 ersichtlich.

Temperatur [°C]	V_Ref [mV]	V_Temp [mV]	Digitalwert [hex]
-40	625	756	495
-30	625	737	477
-20	625	717	459
-10	625	698	439
0	625	679	418
10	625	660	3FD
20	625	641	3DF
27	625	627	3D0
30	625	621	3B5
40	625	602	39F
50	625	582	384
60	625	563	364
70	625	543	350
80	625	524	31F
90	625	504	307
100	625	484	2ED
110	625	464	2C7
120	625	445	2C1
130	625	425	297

Tabelle 4.3: Digitalwert des ADCs und entsprechende Chiptemperatur

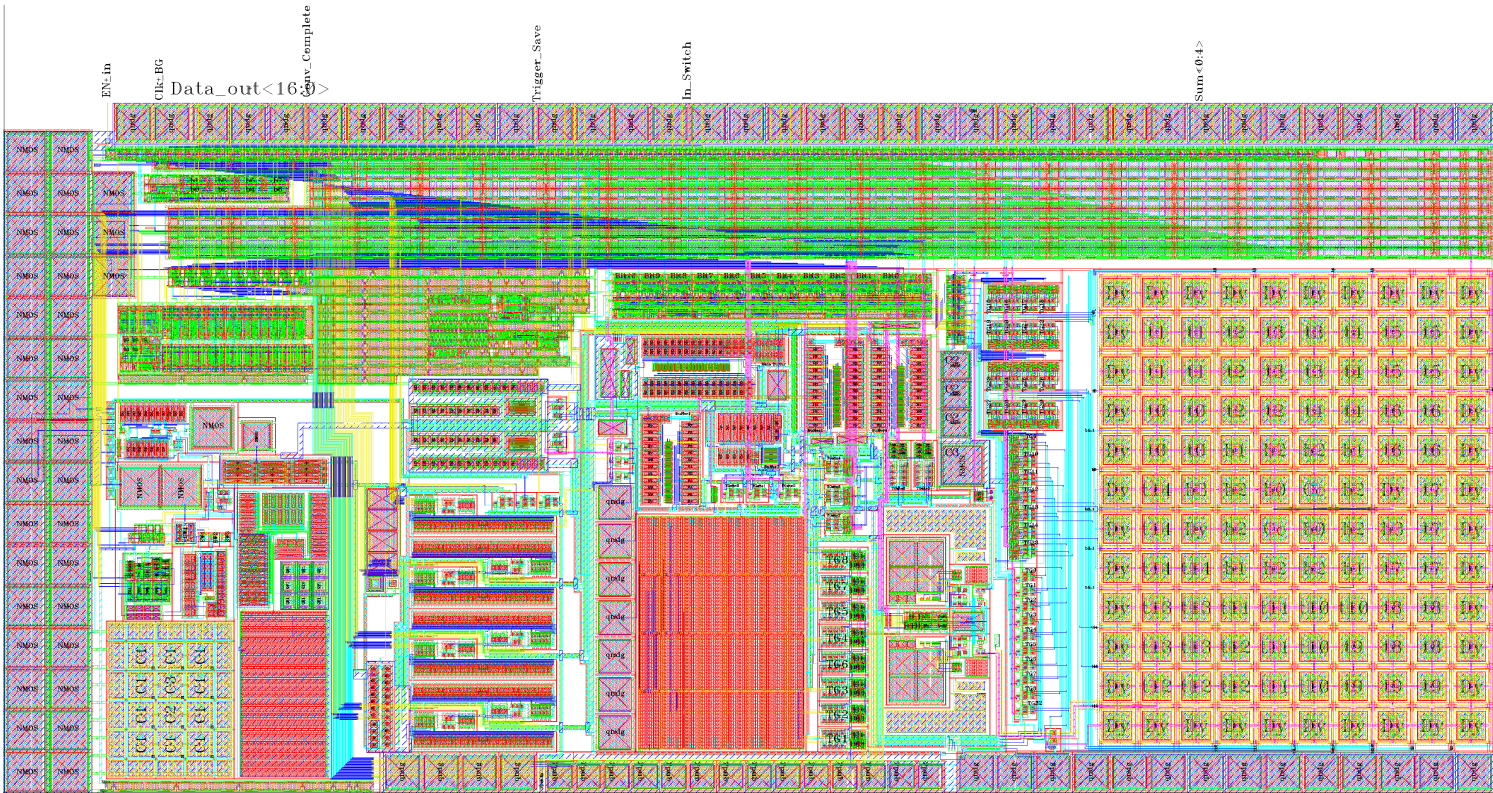


Abbildung 4.11: Layout Temperatur-Logger (606, 59 x 280, 44 μm^2)

Kapitel 5

Schlussbemerkung und Ausblick

Ziel der Arbeit war es, einen Silicon Clock basierend auf RC-Ringoszillatoren zu bauen. Die Hauptaufgabe war die Temperaturabhängigkeit des RC-Ringoszillators digital trimmbar zu kompensieren. Im Zuge der Masterarbeit sind zwei Versionen von trimmbaren RC-Oszillatoren entstanden:

- kapazitiv trimmbarer RC-Oszillator
- resistiv trimmbarer RC-Oszillator

Die erste Version, der kapazitiv trimmbare RC-Oszillator, zeigt eine relativ gute Lösung für einen trimmbaren RC-Oszillator. Zu bemerken ist, dass man hier unbedingt eine kleinere Schrittweite braucht um feineres Trimmen zu ermöglichen und damit eine bessere Temperaturkompensation zu erreichen. Das Problem besteht aber darin, die kleineren Schrittweiten zu realisieren. Kleinere Kondensatoren zu bauen ist nur beschränkt möglich, weil die hier eingesetzten ohnehin schon sehr klein gebaut sind. Den fixen Anteil des trimmbaren Kondensators größer und somit den trimmbaren Anteil kleiner zu machen (Folge: Trimmschrittweite wird kleiner) wäre eine Lösung. Das Ganze wirkt sich dann aber stark auf die Größe der Fläche aus, die man im Layout braucht. Zu berücksichtigen sind auch die sehr großen extrahierten parasitären Kapazitäten, die die Schaltung verlangsamen.

Die zweite Version, der resistiv trimmbare RC-Oszillator, zeigt eine bessere Lösung für einen trimmbaren RC-Oszillator. Hier ist die Trimmschrittweite sehr klein, man kann sie aber sehr leicht noch mehr verkleinern. Kleinere Widerstände sind beispielsweise durch Parallelschaltung realisierbar. Man hat bei resistiv trimmbaren RC-Oszillatoren eine große Auflösung, eine kleine Schrittweite, einen kleineren Stromverbrauch und eine kleinere Fläche im Layout. Berücksichtigen muss man die großen Prozessschwankungen. Diese können aber z. B. durch Vergrößern der Widerstandsweiten verringert werden. Das wirkt sich dann auf die Fläche aus, jedoch nicht sehr stark. Der Vergleich der beiden Architekturen zeigt eindeutig den Vorteil des resistiv trimmbaren Oszillators und damit den

Weg, dem man, im Fall der Silicon Clocks basierend auf trimmbaren RC-Ringoszillatoren, weiter folgen sollte.

Das Fazit dieser Masterarbeit basiert auf Simulationsergebnissen. Leider hat man keine Schlussfolgerung, die auf Messergebnissen basiert, da der Testchip erst nach Abschluss der Masterarbeit gefertigt wird.

Literaturverzeichnis

- [1] Dipl.-Ing. Christoph Steffan BSc, *Konzeption und Entwurf einer integrierten DC/DC Spannungsregelung für On-Chip Ladeschaltungen*, Master's thesis, TU-Graz, 2013.
- [2] Dipl.-Ing. Philipp Greiner BSc, *Konzeption und Entwurf eines NFC und EPC-HF kompatiblen analogen Frontends mit Lastregler*, Master's thesis, TU-Graz, 2013.
- [3] Steve Cliffe, *Building a Successful All-CMOS Silicon Oscillator - An Age-old Problem Finally Solved*, <http://www.wirelessdesignmag.com>, 2012, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [4] MAF Microelectronic Assembly Frankfurt GmbH, *MONTAGE IM KERAMIKGEHÄUSE*, <http://www.maf-ffo.de/mustermontage-in-keramikgehaeuse.html>, 2014, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [5] Julien Happich, *All-CMOS silicon oscillator replaces traditional bulky crystal oscillators*, http://www.microwave-eetimes.com/en/all-cmos-silicon-oscillator-replaces-traditional-bulky-crystal-oscillators.html?cmp_id=7&news_id=222902628, 2012, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [6] P. Allen K. Sundaresan and F. Ayazi, *Process and temperature compensation in a 7-MHz CMOS clock oscillator*, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 2, pp. 433–442, Feb. 2006.
- [7] T. Asai K. Ueno and Y. Amemiya, *A 30 MHz, 90-ppm/°C fully integrated clock reference generator with frequency-locked loop*, in Proc. ESSCIRC's, Sept. 2009, pp. 392–395.
- [8] S.Mahdi Kashmiri and KofiA.A. Makinwa, *Silicon-Based Frequency References*, Electrothermal Frequency References in Standard CMOS, Analog Circuits and Signal Processing, Springer New York, 2013, pp. 15–44 (English).
- [9] Abhirup Lahiri and Anurag Tiwari, *A 140 μ A 34 ppm/°C 30 MHz clock oscillator in 28 nm CMOS bulk process*, IEEE Technology Research and Development Group, STMicroelectronics, India, 2013.

- [10] J. Lee and S. Cho, *A 10 MHz 80 μ W 67 ppm/ $^{\circ}$ C CMOS reference clock oscillator with a temperature compensated feedback loop in 0.18 μ m CMOS*, in Proc. VLSI, June 2009, pp. 226 –227.
- [11] Inc. Maxim Integrated Products, *Replacing Crystals and Ceramic Resonators with Silicon Oscillators*, <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3582>, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [12] Mike Petrowski, *Transform Traditional Frequency Control With CMOS+MEMS Integration*, <http://electronicdesign.com/analog/transform-traditional-frequency-control-cmosmems-integration>, 2013, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [13] Bill Schweber, *MEMS Poised to Disrupt Another Long-Established Market: Crystal Oscillators*, <http://www.electronics360.globalspec.com/article/148/>, 2013, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [14] F. Sebastiano and B. Nauta et al, *A 65-nm CMOS Temperature-Compensated Mobility-Based Frequency Reference for Wireless Sensor Networks*, in Proc. ESS-CIRCS, Sept. 2010. pp. 102-105.
- [15] Chris Shaw, *Silicon technology offers cheaper alternative to quartz crystal oscillators*, <http://www.newelectronics.co.uk/image-store/articles/40936%5CeoSemi-1.jpg>, 2012, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [16] Peter Söser, *Skriptum und Unterlagen zur Vorlesung aus Integrierte Schaltungen*, vol. 1.1.4, Institut für Elektronik, Technische Universität Graz, 2012, p.p. 127.
- [17] Stefan Tauschek, *Monolithische CMOS-Oszillatoren ersetzen Quarze*, <http://www.elektronikpraxis.vogel.de/hardwareentwicklung/articles/279389/index3.html>, 2010, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [18] Integrated Device Technology, *Silicon oscillators can take on crystals, says IDT*, <http://www.electronicweeky.com/news/components/analogue-and-discretes/silicon-oscillators-can-take-on-crystals-says-idt-2012-01/>, 2012, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [19] Wikipedia, *Crystal oscillator – wikipedia, the free encyclopedia*, http://en.wikipedia.org/wiki/Crystal_oscillator, 2014, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [20] ———, *Microelectromechanical system oscillator – wikipedia, the free encyclopedia*, en.wikipedia.org/wiki/Microelectromechanical_system_oscillator, 2014, [Online; accessed 25. Oktober 2014].

- [21] ———, *Oszillatorschaltung* – wikipedia, die freie Enzyklopädie, <http://de.wikipedia.org/wiki/Oszillatorschaltung>, 2014, [Online; accessed 25. Oktober 2014].
- [22] A. Matsumoto Y. Tokunaga, S. Sakiyama and Shiro Dosho, *An On-Chip CMOS Relaxation Oscillator With Voltage Averaging Feedback*, IEEE J. Solid-State Circuits , vol. 45, pp. 1150-1158, June 2010.