

# 1. Einleitung

Vollständig integrierte VCO-Schaltungen (Voltage Controlled Oscillators) sind einer der wichtigsten Funktionsblöcke in Sende- und Empfangsschaltungen moderner Kommunikationsanwendungen. Aufgrund der weltweit stark zunehmenden zu übertragenden Informationsmenge und der rasant ansteigenden Anzahl der Kommunikationsteilnehmer steigen auch die Anforderungen, die eine moderne VCO-Schaltung erfüllen muss, stetig an:

1. Geringe Leistungsaufnahme, um eine hohe Akkulaufzeit mobiler Endgeräte zu ermöglichen
2. Großer Frequenzabstimmbereich, um verschiedenste Telekommunikationsstandards gleichzeitig bedienen zu können
3. Gute Phasenrauscheigenschaften, um die Fehlerraten bei der Datenübertragung zu minimieren und die Kanalselektivität der Sende- und Empfangsschaltungen zu erhöhen
4. Geringe Chipfläche, um einen hohen Integrationsgrad zu erreichen und die Herstellungskosten zu senken

Für den Schaltungsdesigner wird es zunehmend schwerer VCO-Schaltungen zu entwerfen, die diesen hohen Anforderungen gerecht werden. Der Entwurf moderner VCO-Schaltungen stellt daher eine sehr komplexe Aufgabe dar. Der VCO-Entwurfsprozess basiert heutzutage nach wie vor überwiegend auf der Erfahrung des Schaltungsdesigners. Im ersten Schritt wählt der Designer eine geeignete VCO-Architektur aus, mit der es möglich ist alle Anforderungen der Spezifikation zu erfüllen. Anschließend werden in den meisten Fällen, ausgehend von bereits existierenden VCO-Designs oder unter Verwendung der weit verbreiteten linearen Entwurfskonzepte (vgl. Abschnitt 1.2 in diesem Kapitel) oder einer Literaturrecherche, die Startwerte für eine Simulation mit einer professionellen EDA-Software (Electronic Design Automation) festgelegt. In den seltensten Fällen werden bereits jetzt alle in der Spezifikation festgelegten Anforderungen erfüllt. Fast immer schließt sich eine Optimierungsphase an, bei der sich eine Variation der *richtigen* Schaltungsparameter und Simulation mit einer professionellen EDA-Software abwechseln, bis letztendlich die Spezifikation erfüllt ist. Die Dauer dieser Optimierungsphase ist von der Güte der ursprünglichen Startwerte abhängig. Die einzelnen Schritte dieses typischen VCO-Entwurfablaufs sind in der Abbildung 1.1 zusammengefasst.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, ein systematisches VCO-Entwurfskonzept zu entwickeln, der es ermöglicht optimierte Startwerte zu generieren und somit die Zeit der Optimierungsphase im VCO-Entwurf zu verkürzen. Um dieses Ziel zu erreichen, ist ein

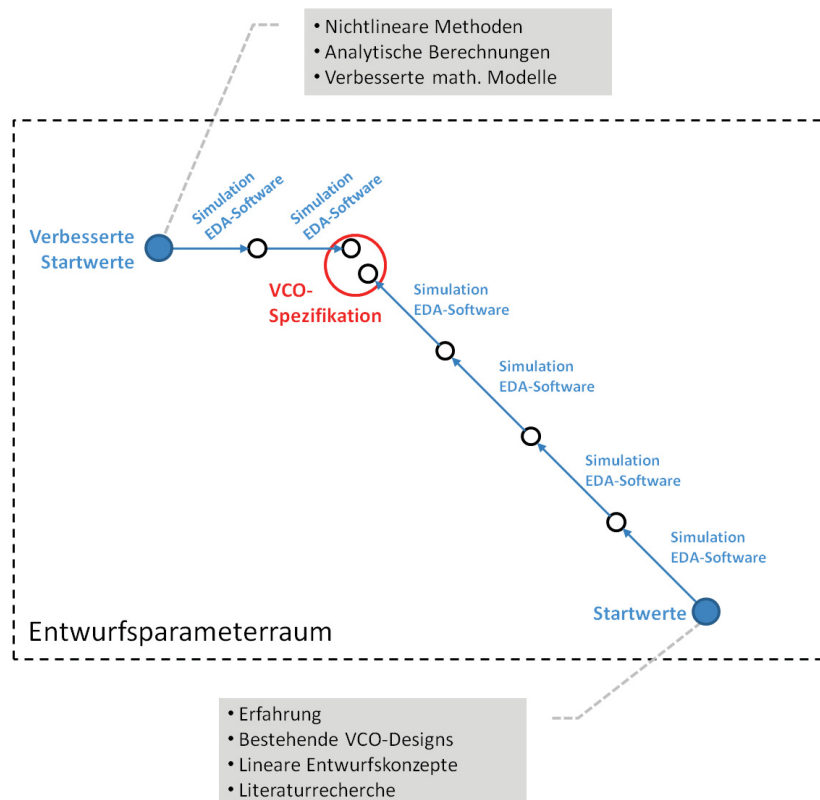


Abbildung 1.1.: Generierung optimierter Startwerte für den VCO-Entwurf (siehe auch [1]).

besseres Verständnis der im Oszillator ablaufenden physikalischen Vorgänge notwendig. Das Theorem von Hartman und Grobman besagt, dass es nicht möglich ist vom Verhalten eines linearen Oszillatormodells auf das reale Verhalten des Oszillators zu schließen [11], [12]. Die Funktionsweise einer VCO-Schaltung basiert intrinsisch auf den in der Schaltung enthaltenen Nichtlinearitäten [13]. Um das reale Verhalten einer VCO-Schaltung zu beschreiben, ist daher eine nichtlineare Modellierung unabdingbar. Die Modellierung einer VCO-Schaltung unter Berücksichtigung der Nichtlinearitäten führt aber im Allgemeinen auf ein System nichtlinearer Differentialgleichungen, welches nicht mehr explizit lösbar ist. Um dennoch Aussagen über die zu erwartende Lösung treffen zu können, muss daher entweder auf analytische Näherungsverfahren, numerische Algorithmen oder eine Kombination von beidem zurückgegriffen werden [11], [14].

Zur Anwendung innerhalb eines systematischen VCO-Entwurfs sind numerische Lösungsverfahren eher ungeeignet, da sie nur zu einer speziellen Lösung führen, bei der alle Systemparameter von Anfang an festgelegt sind. Um eine Optimierung einzelner Schaltungseigenschaften innerhalb eines systematischen Entwurfsablaufs zu ermöglichen, ist eine qualitative Untersuchung des Schaltungsverhaltens, in Abhängigkeit ausgewählter Systemparameter, erforderlich. Im Hinblick auf das zugrundeliegende Differentialgleichungssystem hat man es also nicht mit *einem* Gleichungssystem zu tun, sondern mit

einer *parametrisierten Familie* von Gleichungen [11]. Es werden also Analysemethoden benötigt, die es erlauben ganze Familien von nichtlinearen Differentialgleichungssystemen zu untersuchen.

In der Theorie dynamischer Systeme steht eine Vielzahl effizienter Verfahren zur Bestimmung analytischer Näherungslösungen parametrisierter Familien nichtlinearer Differentialgleichungen zur Verfügung (vgl. z.B. [11], [15], [16], [17]). In mehreren am Institut für Theoretische Elektrotechnik der Leibniz Universität Hannover durchgeführten Arbeiten [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26] konnte gezeigt werden, dass insbesondere die Andronov-Hopf-Bifurkationsanalyse (vgl. [27], [28]) und die sogenannte Mittelungsmethode nach Krylov, Bogoliubov und Mitropolsky [29] sehr gut geeignet sind, parameterabhängige Untersuchungen von Oszillatorschaltungen mit dem Ziel der Entwurfsunterstützung durchzuführen. Diese beiden nichtlinearen Methoden bilden auch die Basis für das in dieser Arbeit vorgestellte systematische Entwurfskonzept für varaktor-basierte VCO-Schaltungen. Zusätzlich wird in dieser Arbeit mit der Methode der Harmonischen Balance (vgl. z.B. [30], [31]) auch noch ein numerisches Verfahren zur Bestimmung der periodischen Lösung des nichtlinearen Differentialgleichungssystems untersucht. Die Methode der Harmonischen Balance besitzt den Vorteil, dass eine einstellbare Anzahl höherer Harmonischer in der Berechnung der periodischen Lösung berücksichtigt werden kann.

Generell ist das in dieser Arbeit vorgestellte systematische Entwurfskonzept auf eine Vielzahl verschiedener VCO-Architekturen anwendbar. Aufgrund der weltweit sehr hohen Verbreitung wurde die in CMOS ausgeführte LC-Tank VCO-Architektur ausgewählt, um die Anwendung des Entwurfskonzeptes zu veranschaulichen. Die hohe Verbreitung dieser VCO-Architektur ist auf die einstellbaren Leistungsaufnahme, die guten Phasenrauscheigenschaften, die vollständig differentielle Arbeitsweise und vor allem auf die einfache Implementierung zurückzuführen [32], [33]. Im nächsten Abschnitt folgt eine Beschreibung der untersuchten LC-Tank VCO-Architektur und ein Vergleich der weit verbreiteten linearen VCO-Entwurfskonzepte mit dem in dieser Arbeit entwickelten nichtlinearen Konzept. Abschließend wird die Gliederung dieser Arbeit vorgestellt.

## 1.1. LC-Tank VCO-Architektur

Wie in der Einleitung beschrieben, soll das in dieser Arbeit gezeigte systematische VCO-Entwurfskonzept für eine CMOS LC-Tank VCO-Schaltung entwickelt werden. Es existiert jedoch nicht nur eine LC-Tank VCO-Architektur, sondern viele verschiedene Schaltungsstrukturen, die sich in ihrem Aufbau unterscheiden. Die VCO-Architekturen unterscheiden sich z.B. dadurch, ob sie über eine Stromquelle verfügen, die entweder im Fußpunkt der Schaltung oder an der Versorgungsspannung oberhalb der Spulen realisiert ist. Das differentielle Transistorpaar der Schaltung kann entweder in NMOS oder PMOS ausgeführt werden. Zudem besteht die Möglichkeit, zwei differentielle NMOS-PMOS Transistorpaare vorzusehen. Eine Übersicht über die verschiedenen

LC-Tank VCO-Architekturen ist z.B. in den folgenden Arbeiten [33], [34] zu finden. Zusätzlich existieren LC-Tank VCO-Schaltungsstrukturen, in die strukturelle Erweiterungen, wie z.B. zusätzliche Filternetzwerke, eingefügt wurden, um gezielt einzelne Eigenschaften der Schaltung zu verbessern (vgl. z.B. [33], [35]).

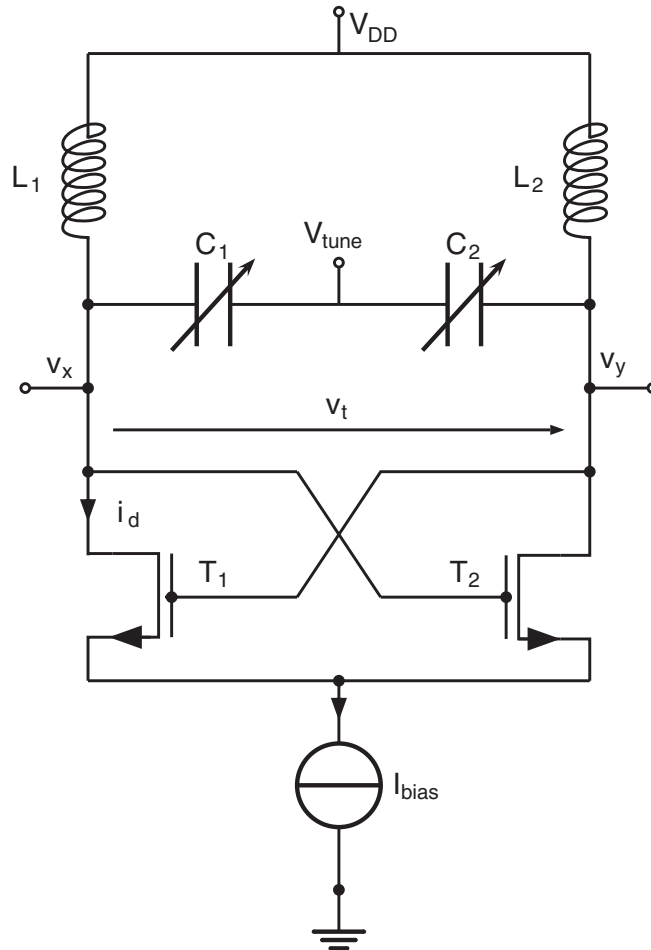


Abbildung 1.2.: Schaltungsmodell der im Fußpunkt stromgespeisten LC-Tank VCO-Architektur mit einfachem differentiellen NMOS-Transistorpaar.

Aufgrund des einfachen Aufbaus wurde die in Abbildung 1.2 dargestellte, im Fußpunkt stromgespeiste Schaltungsarchitektur mit einfachem differentiellen NMOS-Transistorpaar ausgewählt, um die Anwendbarkeit des systematischen Entwurfskonzeptes zu zeigen. Durch die Stromquelle im Fußpunkt ist es möglich, die Leistungsaufnahme der Schaltung zu kontrollieren. Die Schaltung besteht aus zwei symmetrischen, integrierten Spulen, aus zwei in Reihe geschalteten MOS-Varaktoren, aus einem kreuzgekoppelten,

differentiellen NMOS-Transistorpaar und aus einer Stromquelle im Fußpunkt, die in der Praxis als Stromspiegel realisiert wird.

## 1.2. Lineare Oszillatorkonzepte

Ein sehr weit verbreiteter linearer VCO-Entwurfsansatz basiert auf den Arbeiten von Ham und Hajimiri [36] [37]. In dem Ansatz werden die einzelnen Elemente der zu entwerfenden VCO-Schaltung auf das in Abbildung 1.3 gezeigte lineare zweidimensionale Schaltungsmodell abgebildet.

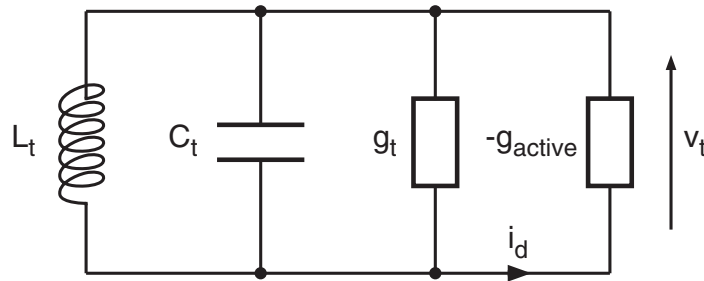


Abbildung 1.3.: Lineares Oszillatormodell.

Die parasitären Kapazitäten der Schaltung und die Kapazität der verwendeten Varaktoren werden in dem linearen Oszillatormodell in der Gesamtkapazität  $C_t$  zusammengefasst. Die Gesamtinduktivität  $L_t$  setzt sich aus den Induktivitäten der integrierten Spulen und den parasitären Induktivitäten der Schaltung zusammen. Der Leitwert  $g_t$  repräsentiert die gesamten ohmschen Verluste der Schaltung. Aufgrund der speziellen Verschaltung besitzt das differentielle Transistorpaar einen negativen differentiellen Leitwert, der eine Kompensation der ohmschen Verluste  $g_t$  ermöglicht. Dieser negative differentielle Leitwert des Transistorpaares wird in dem linearen zweidimensionalen Schaltungsmodell durch  $g_{active}$  repräsentiert [36].

Der große Vorteil dieser linearen Modellierung ist, dass sich sowohl die Frequenz als auch die Anschwingbedingung für die untersuchte VCO-Schaltung sehr leicht berechnen lassen. Die beiden Transistoren des differentielle Transistorpaares besitzen im eingeschwungenen Zustand eine Transkonduktanz von  $-g_m/2$  [38]. Werden die Transistoren des differentielle Transistorpaares so dimensioniert, dass

$$-g_{active} = \left| \frac{-g_m}{2} \right| = g_t \quad (1.1)$$

gilt, werden die ohmschen Verluste in der Schaltung vollständig kompensiert und man erhält einen idealen LC-Schwingkreis, dessen Frequenz wie folgt berechnet werden kann

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_t \cdot C_t}}. \quad (1.2)$$

Dieser Fall entspricht einem konjugiert komplexen Eigenwertepaar auf der imaginären Achse mit verschwindendem Realteil und ist äquivalent zu dem im Schaltungsentwurf viel verwendeten Barkhausenkriterium [11], [18].

Der auf der linearen Modellierung basierende VCO-Entwurfsansatz besitzt jedoch mehrere Einschränkungen. So ist es mit Hilfe des linearen Modells nicht möglich, das Verhalten der Amplitude einer Oszillatorschaltung physikalisch korrekt zu beschreiben. Eine reale Oszillatorschaltung besitzt unabhängig von der im System enthaltenen Anfangsenergie eine stabile periodische Lösung mit konstanter Amplitude. Selbst nach kleinen Störungen des Systems kehrt die stabile periodische Schwingung zu dieser Amplitude zurück [39]. Dieses Verhalten der Amplitude wird durch die in der Schaltung enthaltenen Nichtlinearitäten bestimmt [33], [40]. Im linearen Modell hingegen ist die sich einstellende Amplitude von der im System enthaltenen Anfangsenergie abhängig. Für den Fall  $-g_{active} > g_{tank}$  würde die Amplitude unbeschränkt ansteigen. Daher kann das Verhalten der Amplitude einer realen Oszillatorschaltung mit dem linearen Ansatz nicht korrekt modelliert werden. Des Weiteren ist es mit dem linearen Ansatz nicht möglich, das Verhalten einer spannungsgesteuerten Oszillatorschaltung zu modellieren, da die nichtlineare Kapazitäts-Spannungscharakteristik der verwendeten MOS-Varaktoren nicht berücksichtigt werden kann. Somit ist es mit dem linearen Entwurfsansatz nicht möglich, das resultierende Frequenzabstimmverhalten einer realen VCO-Schaltung zu beschreiben.

### 1.3. Nichtlineares VCO-Entwurfskonzept dieser Arbeit

In den von Buonomo et al. veröffentlichten Arbeiten [2], [3] wurde ein Konzept vorgestellt, das es ermöglicht, die LC-Tank VCO-Schaltung auf ein zweidimensionales Schaltungsmodell abzubilden, welches die nichtlineare Strom-Spannungs-Charakteristik des gekoppelten Transistorpaares in Form eines nichtlinearen Widerstandes  $-R_{NL}$  mitberücksichtigt (vgl. Abb. 1.4). Wie zuvor im linearen Modell werden in dem Schaltungsmodell die gesamten ohmschen Verluste der VCO-Schaltung in dem Widerstand  $R_t$ , die Induktivitäten in  $L_t$  und die Kapazitäten in  $C_t$  zusammengefasst. Dieses von Buonomo et al. vorgestellte zweidimensionale, nichtlineare Schaltungsmodell bildet auch die Grundlage für den von Prochaska in [18], [20], [21] vorgestellten VCO-Entwurfsansatz, in dem bereits die Andronov-Hopf-Bifurkationsanalyse und die Mittelungsmethode für den VCO-Entwurf eingesetzt worden sind.

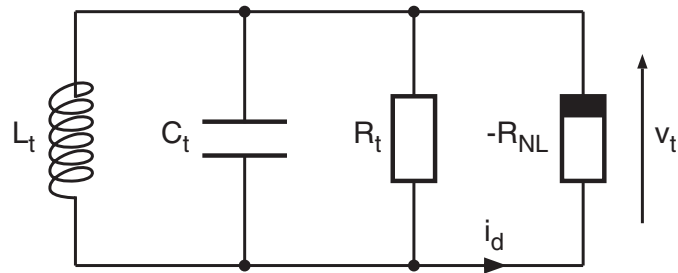


Abbildung 1.4.: Zweidimensionales, nichtlineares Modell der LC-Tank VCO-Schaltung unter Berücksichtigung der nichtlinearen Strom-Spannungs-Charakteristik des gekoppelten Transistorpaares [2], [3].

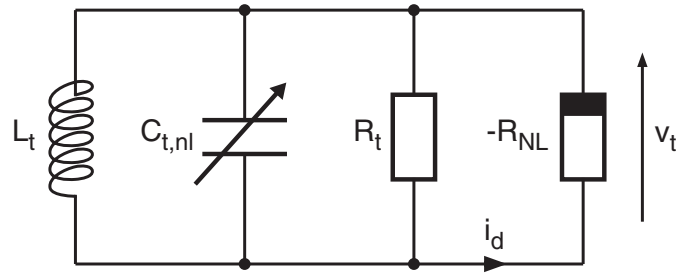


Abbildung 1.5.: Zweidimensionales, nichtlineares Modell der LC-Tank VCO-Schaltung unter Berücksichtigung der nichtlinearen Strom-Spannungs-Charakteristik des gekoppelten Transistorpaares und der nichtlinearen, spannungsabhängigen Kapazität  $C_t(v_t)$ .

Das in dieser Arbeit innerhalb des systematischen VCO-Entwurfskonzeptes verwendete nichtlineare, zweidimensionale Schaltungsmodell ist in Abbildung 1.5 dargestellt. Mit der Zielsetzung das Frequenzabstimmverhalten der VCO-Schaltung in dem Modell zu berücksichtigen, wurde in dem von Buonomo et al. vorgestellten zweidimensionalen Schaltungsmodell die konstante Tankkapazität  $C_t$  durch eine nichtlineare, spannungsabhängige Kapazität  $C_t(v_t)$  ersetzt. Mit Hilfe der in Kapitel 2 abgeleiteten analytischen Varaktorkapazitätsmodelle wird es durch diese Vorgehensweise möglich, die nichtlineare Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik der verwendeten MOS-Varaktoren im VCO-Entwurfsablauf miteinzubeziehen. Darüber hinaus wurden auf Grundlage der verwendeten Halbleitertechnologie versucht, möglichst viele parasitäre Effekte in der Modellierung der einzelnen Schaltungskomponenten der LC-Tank VCO-Architektur zu berücksichtigen.

## 1.4. Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist folgendermaßen gegliedert. Mit dem Ziel den Einfluss der Varaktoren in dem systematischen VCO-Entwurfsablauf miteinzubeziehen, ist es notwendig, die nichtlineare Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik der verwendeten MOS-Varaktoren in der nichtlinearen VCO-Modellierung zu berücksichtigen. Daher werden in Kapitel 2 auf Grundlage von geeigneten Transistorkompaktmodellen (EKV-Modell und MOS Model 11) analytische Varaktorkapazitätsmodelle für die in dieser Arbeit untersuchten MOS-Varaktorarchitekturen aufgestellt. In Kapitel 3 wird zunächst die nichtlineare Modellierung der einzelnen Schaltungskomponenten der untersuchten LC-Tank VCO-Architektur vorgestellt. Basierend auf dieser nichtlinearen Modellierung und den in Kapitel 2 hergeleiteten analytischen Varaktorkapazitätsmodellen wird am Ende des Kapitels ein nichtlineares, zweidimensionales Differentialgleichungssystem erster Ordnung aufgestellt. Dieses Differentialgleichungssystem bildet die Grundlage für das in dieser Arbeit vorgestellte nichtlineare VCO-Entwurfskonzept. Das Kapitel 4 setzt sich aus drei Teilabschnitten zusammen, in denen jeweils die Andronov-Hopf-Bifurkationsanalyse, die Mittelungsmethode nach Krylov, Bogoliubov Mitropolsky und das Verfahren der Harmonischen Balance beschrieben werden. Der Fokus des Kapitels liegt darauf, die Anwendung der Methoden im VCO-Entwurf zu zeigen. Am Ende des jeweiligen Teilabschnittes wird ein VCO-Entwurfsbeispiel mit Hilfe der nichtlinearen Methoden analysiert und die berechneten Ergebnisse auf Grundlage von Spectre Simulationsergebnissen verifiziert. In Kapitel 5 werden die einzelnen Schritte des systematischen VCO-Entwurfsablaufs noch einmal anhand eines schematischen Ablaufdiagramms zusammengefasst. Gegenstand von Kapitel 6 ist der Entwurf einer 5,5 GHz LC-Tank VCO-Schaltung für WLAN IEEE 802.11a Anwendungen unter Verwendung des systematischen Entwurfsablaufs. Auf Grundlage der nichtlinearen Modellierung der LC-Tank VCO-Schaltung und den analytischen Varaktorkapazitätsmodellen werden die Leistungsaufnahme und der Frequenzabstimmungsbereich der VCO-Schaltung optimiert. Wie zuvor werden die Ergebnisse am Ende des Kapitels mit Spectre Simulationen verifiziert. Im letzten Kapitel werden die in dieser Arbeit erzielten Ergebnisse noch einmal kurz zusammengefasst.