

# **Differentieller Mikrowellen-Leistungoszillator für die Realisierung ultrakompakter Plasmaquellen in Matrixanordnung**

vorgelegt von

**Dipl.-Ing.**

**Christian Bansleben**

geboren in Greiz

von der Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik

der Technischen Universität Berlin

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor der Ingenieurwissenschaften**

**- Dr.-Ing. -**

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Roland Thewes

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Heinrich

Prof. Dr.-Ing. Matthias Rudolph

Prof. Dr.-Ing. Martin Vossiek

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 9. Dezember 2016

Berlin 2017

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Abkürzungen .....</b>  | <b>4</b>  |
| <b>Formelzeichen .....</b>  | <b>5</b>  |
| <b>1 Einleitung.....</b>  | <b>9</b>  |
| 1.1 Zieldefinition.....   | 9         |
| 1.2 Stand der Technik.....  | 11        |
| 1.3 Aufgabenstellung.....   | 14        |
| 1.4 Gliederung der Arbeit.....  | 15        |
| <b>2 Grundlagen .....</b>   | <b>16</b> |
| 2.1 Schwingkreise .....   | 16        |
| 2.2 Phasenrauschen.....   | 17        |
| 2.3 Vierpoloszillatoren.....  | 17        |
| 2.4 Grundlegende Verfahren zur nichtlinearen Schaltungsanalyse.....               | 19        |
| 2.4.1 Zeitbereichsintegration (TDI).....  | 20        |
| 2.4.2 Harmonische Balance (HB) .....  | 21        |
| 2.5 Der verwendete GaN-HEMT .....   | 22        |
| 2.5.1 Großsignalmodell.....   | 25        |
| 2.5.2 Relevante Transistoreigenschaften auf Grundlage des Großsignalmodells ..... | 26        |
| <b>3 Der kreuzgekoppelte Oszillator.....</b>                                      | <b>30</b> |
| 3.1 Frequenzabhängigkeit der Leistungsausbeute.....                               | 30        |
| 3.2 Phasenrauschen.....   | 39        |
| 3.3 Schlussfolgerungen.....   | 40        |
| <b>4 Der modifizierte, kreuzgekoppelte Leistungsozillator .....</b>               | <b>41</b> |
| 4.1 Das phasenkorrigierte Rückkoppelnetzwerk.....                                 | 41        |
| 4.1.1 Struktur.....   | 41        |
| 4.1.2 Entwurfsstrategie und Dimensionierungsalgorithmus .....                     | 42        |
| 4.2 Synthese des Netzwerks zur Impedanzanpassung am Oszillatorausgang .....       | 56        |
| 4.2.1 Einfache Transformationsleitung .....                                       | 56        |
| 4.2.2 Transformationsleitung mit kapazitivem Spannungsteiler .....                | 59        |
| 4.3 Praktischer Entwurf .....   | 60        |
| 4.3.1 Prototyp 1 .....  | 60        |
| 4.3.2 Prototyp 2 .....  | 65        |

|          |   |            |
|----------|---|------------|
| <b>5</b> | <b>Elektronische Frequenzsteuerung</b> .....                                  | <b>76</b>  |
| 5.1      | Wichtige Varaktorengrößen .....   | 76         |
| 5.2      | Anforderungen an Varaktoren für die Frequenzsteuerung in Leistungoszillatoren | 77         |
| 5.2.1    | Die Durchbruchspannung .....  | 77         |
| 5.2.2    | Schaltungsstruktur und effektive Kapazität .....                              | 78         |
| 5.2.3    | Die effektive Varaktorgüte .....  | 82         |
| 5.3      | Prototyp 3 .....  | 86         |
| <b>6</b> | <b>Die modulare Matrixplasmaquelle QUADRIGA</b> .....                         | <b>95</b>  |
| 6.1      | Auswahl des Resonators.....   | 95         |
| 6.2      | Aufbaukonzept des Plasmaquellenmoduls .....                                   | 96         |
| 6.2.1    | Funktionsprinzip des idealen Doppel-ICP-Resonators .....                      | 97         |
| 6.2.2    | Nichtlinearität und Modenverhalten des Plasmas im Doppel-ICP-Resonator .....  | 98         |
| 6.2.3    | Oszillator .....  | 100        |
| 6.2.4    | Richtkopplerplatine (RKP).....  | 101        |
| 6.2.5    | Wechselwirkung zwischen Leistungoszillator und Resonatoren .....              | 102        |
| 6.2.6    | Modulaufbau .....   | 106        |
| 6.3      | Aufbaukonzept einer vierfach Matrixquelle.....                                | 107        |
| 6.4      | PEALD-Prozessergebnisse .....   | 108        |
| 6.4.1    | Analyse der Abscheidungen einer Einzelquelle.....                             | 108        |
| 6.4.2    | Analyse der Abscheidungen einer Vierfach-Matrixquelle.....                    | 109        |
| <b>7</b> | <b>Zusammenfassung und Ausblick</b> .....                                     | <b>110</b> |
|          | <b>Literatur</b> .....  | <b>113</b> |
|          | <b>Anhang</b> .....   | <b>117</b> |

## Abkürzungen

|       |   |
|-------|---|
| 2DEG  | zweidimensionales Elektronengas   |
| ADS   | advanced design system  |
| CCP   | kapazitiv gekoppeltes Plasma (capacitively coupled plasma)  |
| DDS   | induktiv gekoppeltes Plasma (direct digital synthesis)  |
| EMV   | elektromagnetische Verträglichkeit  |
| FBH   | Ferdinand-Braun-Institut, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik  |
| FFT   | schnelle Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform)  |
| GaN   | Galliumnitrid   |
| GPC   | Einheit: Wachstum pro Zyklus (growth per cycle)   |
| HB    | harmonische Balance   |
| HEMT  | Transistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit (high electron mobility transistor)  |
| IFFT  | inverse schnelle Fourier-Transformation (Inverse Fast Fourier Transform)  |
| ISM   | Frequenzbereich zur Nutzung durch industrielle, wissenschaftliche und medizinische Geräte (industrial, scientific, medical) |
| OFDM  | orthogonales Frequenzmultiplexverfahren (orthogonal frequency-division multiplexing)  |
| PEALD | plasmagestützte Atomlagenabscheidung (plasma-enhanced atomic layer deposition)  |
| PECVD | plasmagestützte Abscheidung aus der Dampfphase (plasma-enhanced chemical vapor deposition)                                  |
| sccm  | Standardkubikzentimeter pro Minute  |
| TDI   | Zeitbereichsintegration (time domain integration)   |
| TMA   | Trimethylaluminium  |
| VCO   | Spannungsgesteuerter Oszillator (voltage controlled oscillator)   |

---

## Formelzeichen

|   |   |
|---|---|
| $\underline{a}$                             | komplexer Effektivwert einer Wellengröße (allg.)  |
| $a_0, a_1, \dots, a_k, a_n$                 | Koeffizienten einer reellen Fourierreihe  |
| $A$   | Flächeninhalt (allg.)   |
| $\underline{b}$                             | komplexer Effektivwert einer Wellengröße (allg.)  |
| $b_0, b_1, \dots, b_k, b_n$                 | Koeffizienten einer reellen Fourierreihe  |
| $b_{Tr}$                                    | Transistorbreite  |
| $C$   | Kapazität (allg.)   |
| $C_{DS}$                                    | Transistor Drain-Source-Kapazität   |
| $C_{GD}$                                    | Transistor Gate-Drain-Kapazität   |
| $C_{GS}$                                    | Transistor Gate-Source-Kapazität  |
| $C_{V,eff}$                                 | effektive Varaktorkapazität   |
| $d$   | Abstand (allg.)   |
| $d_{fb}$                                    | Weglänge der Rückkopplungsleitung   |
| $f$   | Frequenz (allg.)  |
| $f_0$                                       | Resonanzfrequenz des Schwingkreises   |
| $f_{osz}$                                   | Oszillationsfrequenz der Oszillatorschaltung  |
| $f_T$                                       | Transistor-Transitfrequenz  |
| $g_m$                                       | Transistor-Transkonduktanz  |
| $G$   | Leitwert (allg.), Leistungsgewinn (allg.)   |
| $G_a$                                       | verfügbare Leistungsgewinn  |
| $h_{sub}$                                   | Substrathöhe  |
| $i$   | Wechselstrom in Zeitbereichsdarstellung (allg.)   |
| $\underline{i}$ bzw. $\underline{i}^{Harm}$ | Wechselstrom in Frequenzbereichsdarstellung (allg.) bzw. mit Angabe der jeweiligen Harmonischen ( <i>Harm</i> ) |

---

|                   |   |
|-------------------|---|
| $I$               | Gleichstrom (allg.)   |
| $I_{DQ}$          | Transistor Drainruhestrom   |
| $I_{Gsat}$        | Transistor Gatesättigungsstrom                                      |
| $I_s$             | Transistor Drainsättigungsstrom                                     |
| $j$               | imaginäre Einheit ( $j^2 = -1$ )                                    |
| $k$               | Boltzmann-Konstante   |
| $\underline{K}$   | komplexe Übertragungsfunktion des Rückkoppelvierpols                |
| $l_G$             | Transistor Gatelänge  |
| $l_{Tr}$          | Transistorlänge   |
| $l_{Ltg}$         | Länge einer Leitung   |
| $L$               | Induktivität (allg.)  |
| $L(\Delta\omega)$ | Rauschleistungsdichtespektrum                                       |
| $n$               | Zählvariable  |
| $P$               | Wirkleistung (allg.)  |
| $P_{abs}$         | absorbierte Wirkleistung  |
| $\hat{P}_{abs}$   | minimal erforderliche absorbierte Wirkleistung für Zustandsübergang |
| $P_{hin}$         | vorlaufende Wirkleistung  |
| $P_{in}$          | Wirkleistung am Eingang des Transistors                             |
| $P_L$             | in Lastimpedanz absorbierte Wirkleistung                            |
| $P_{out}$         | Wirkleistung am Ausgang des Transistors                             |
| $P_{rück}$        | rücklaufende Wirkleistung   |
| $P_{sat}$         | Transistor Sättigungsleistung                                       |
| $q$               | Reaktanzfaktor (allg.)  |
| $Q$               | Gütefaktor (allg.)  |
| $Q_V$             | Güte des Varaktors  |
| $Q_{V,min}$       | minimale Güte des Varaktors   |

---

|   |   |
|---|---|
| $Q_{v,eff}$                                 | effektive Güte des Varaktors  |
| $r$   | Wirkwiderstand eines Zweitors in Seriendarstellung (allg.)  |
| $r_{DS}$                                    | Drain-Source Kleinsignalwirkwiderstand  |
| $R$   | Wirkwiderstand (allg.) eines Zweitors in Paralleldarstellung (allg.)                                    |
| $\underline{S}$                             | komplexer Streuparameter (allg.)  |
| $S_\varphi$                                 | Phasensteilheit   |
| $t$   | Zeit (allg.)  |
| $t_0$                                       | Anfangszeit   |
| $T$   | Periodendauer, absolute Temperatur  |
| $u$   | Wechselspannung in Zeitbereichsdarstellung (allg.)  |
| $\underline{u}$ bzw. $\underline{u}^{Harm}$ | Wechselspannung in Frequenzbereichsdarstellung (allg.) bzw. mit Angabe der Harmonischen ( <i>Harm</i> ) |
| $U$   | Gleichspannung (allg.)  |
| $U_b$                                       | Durchbruchspannung des Varaktors  |
| $U_{D,DC}$                                  | Gleichspannung zur Drainversorgung  |
| $U_{G,DC}$                                  | Gleichspannung zur Gateversorgung   |
| $U_{V,max}$                                 | Aussteuergrenzspannung des Varaktors  |
| $v_C$                                       | Verhältnis der maximalen zur minimalen Varaktorkapazität  |
| $v_{C,eff}$                                 | Verhältnis der maximalen zur minimalen effektiven Varaktorkapazität                                     |
| $\underline{V}$                             | komplexe Übertragungsfunktion des Verstärkervierpols  |
| $\underline{V}_S$                           | komplexe Schleifenverstärkung   |
| $w_G$                                       | Transistor Gateweite  |
| $x$   | Blindwiderstand eines Zweitors in Seriendarstellung (allg.)   |
| $X$   | Blindwiderstand eines Zweitors in Paralleldarstellung (allg.)   |
| $\underline{Y}$                             | komplexe Admittanz (allg.)  |
| $\underline{Z}$                             | komplexe Impedanz (allg.)   |

---

|                         |   |
|-------------------------|---|
| $Z_0$                   | Systemimpedanz (häufig 50 $\Omega$ )                                      |
| $\underline{Z}_G$       | komplexe Transistor Gateimpedanz  |
| $\underline{Z}_L$       | komplexe Lastimpedanz, an die die Leistungsabgabe des Oszillators erfolgt |
| $\underline{Z}'_L$      | transformierter Wert von $\underline{Z}_L$                                |
| $Z_{Ltg}$               | Wellenwiderstand einer Leitung  |
| $\underline{Z}_{opt,P}$ | komplexe Lastimpedanz für maximale Ausgangsleistung des Transistors       |
| $\underline{\Gamma}$    | komplexer Reflexionsfaktor (allg.)  |
| $\epsilon_0$            | Permittivität des Vakuums (Dielektrizitätskonstante)                      |
| $\epsilon_r$            | relative Permittivität  |
| $\epsilon_{rel}$        | relativer Fehler  |
| $\eta$                  | Wirkungsgrad DC zu HF   |
| $\lambda_{Ltg}$         | Wellenlänge auf einer Leitung   |
| $\varphi$               | Phasenwinkel (allg.)  |
| $\varphi_K$             | Phasenwinkel der Spannungsübertragungsfunktion des Rückkoppelpfades       |
| $\varphi_{kr}$          | Phasenwinkel der Spannungsübertragungsfunktion des Transistors            |
| $\varphi_{min}$         | minimaler Phasenwinkel der Spannungsübertragungsfunktion des Transistors  |
| $\varphi_V$             | Phasenwinkel der Transistorgrundsaltung (z.B. 180° bei Sourceschaltung)   |
| $\omega = 2\pi f$       | Kreisfrequenz (allg.)   |
| $\omega_0$              | Resonanzkreisfrequenz des Schwingkreises                                  |

## 1 Einleitung

Seit bekannt ist, wie hochfrequente elektrische Signale nutzbringend einsetzbar sind, wird nach Methoden gesucht, sie möglichst günstig und platzsparend zu erzeugen. Abhängig vom Frequenzbereich, der gewünschten Leistung und dem Anwendungsgebiet sind zu diesem Zweck bis heute verschiedene Generatorkonzepte entstanden. Die vorliegende Arbeit wird diese Vielfalt weiter ergänzen. Aufbauend auf den Errungenschaften aktueller Halbleitertechnologie dokumentiert sie die Entwicklung einer neuen Generation hochkompakter Mikrowellengeneratoren. Im Fokus der Anwendung steht hierbei die Erzeugung mikrowellenangeregter Plasmen. Plasmen können zur zielgerichteten Steuerung chemischer Prozesse eingesetzt werden und sind aus modernen technologischen Prozessen nicht mehr wegzudenken. Sie kommen unter anderem in verschiedenen Verfahren der Halbleiter- und Elektroindustrie zum Einsatz, wo sie beispielsweise für die Nanostrukturierung von Oberflächen durch hochpräzise Ätzungen genutzt werden. Auch die Abscheidung extrem dünner, dielektrischer Schichten nach dem PECVD<sup>1</sup>-Verfahren ist von der Existenz leistungsfähiger Plasmaquellen abhängig. Überall dort, wo außerordentlich exakte Schichtdicken von Bedeutung sind, wird das PEALD<sup>2</sup>-Verfahren angewendet. Es herrscht ein permanenter Innovationsdruck, der eine stete Weiterentwicklung der Prozesstechnik hin zu größeren Behandlungsflächen, kürzeren Zykluszeiten und kleineren Strukturgrößen erfordert.

Eine Möglichkeit, dies zu erreichen, liegt im Einsatz räumlich verteilter Plasmaquellen. Im Rahmen dieser Arbeit konnte eine solche Quelle während einer Projektzusammenarbeit mit einem Industriepartner realisiert werden.

### 1.1 Zieldefinition

Für den eigentlichen Plasmaprozess, also die Wirkung des Plasmas auf das behandelte Objekt, ist das Dissoziationsverhalten des Gases ausschlaggebend. Je mehr chemische Spezies der gewünschten Art dabei entstehen, desto günstiger ist normalerweise das Prozessergebnis. Die dabei stattfindenden physikalisch-chemischen Vorgänge sind jedoch äußerst komplex und noch nicht vollständig verstanden. In der Regel wird versucht, möglichst viel Leistung in das Plasma einzuspeisen. Empirische Beobachtungen legen aber nahe, dass die Dichte erwünschter Spezies nicht beliebig mit dieser Leistung skaliert. Vielmehr scheint eine gleichmäßige räumliche Verteilung des Plasmas interessanter. Zur Überprüfung dieser Annahme wird eine neuartige, verteilte Niederdruckplasmaquelle entwickelt, die ein großflächig uniformes Downstream-Plasma erzeugt. Das kleinste Element der Quelle bildet ein integriertes Plasmaquellenmodul, welches so kompakt ist, dass mehrere gleichartige Module in beliebiger Anzahl nebeneinander angeordnet werden können. Der praktische Nachweis über die Wirksamkeit der verteilten Quelle wird anhand eines PEALD-Prozesses geführt. Es wird überprüft, ob die Uniformität der Schichtdicke

---

<sup>1</sup> Engl. Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition

<sup>2</sup> Engl. Plasma Enhanced Atomic Layer Deposition

erhalten bleibt, wenn die Behandlungsfläche von derzeit 100 mm auf 200 mm Durchmesser vergrößert wird.

Die Plasmaanregung mit Mikrowellen erscheint für die Umsetzung eines so ehrgeizigen Projekts sehr vorteilhaft. Hierbei spielt besonders die geringe Wellenlänge im Gigahertzbereich eine wichtige Rolle. Sie bestimmt besonders die Dimensionen der Resonatorstrukturen, die für die elektrische Anregung des Plasmas benötigt werden und Teil einer jeden HF-Plasmaquelle sind. Regt man ein Plasma mit hoher Generatorfrequenz an, erhöht dies außerdem die Homogenität des Plasmas und es ergeben sich bessere Prozessergebnisse.

Damit ergeben sich einige Randbedingungen, die bestimmte Parameter des Generators und des Resonators diktieren:

- Die Erzeugung von Mikrowellenplasma ist eine typische ISM<sup>3</sup>-Anwendung. Als solche ist sie regulatorisch an bestimmte Frequenzbänder gebunden, außerhalb derer keine nennenswerte Hochfrequenzleistung emittiert werden darf [BNA03].
- Ein Plasma kann als elektrische Komponente aufgefasst und bezüglich seiner Impedanz charakterisiert werden [Kühn10]. Um maximale Leistung vom Generator ins Plasma einzukoppeln, bedarf es der Impedanzanpassung. Diese wird durch eine spezielle Anpasstruktur erreicht [Port12], [Port13]. Die geometrischen Abmessungen dieser Struktur, die auch als Resonator bezeichnet wird, sind dabei durch die Arbeitsfrequenz bestimmt.
- Die Bereitstellung von Generatorleistung erfordert Schaltungsfläche und muss mit dem Platzangebot auf dem Modul im Einklang stehen. Für eine sichere Plasmazündung darf eine Mindestleistung nicht unterschritten werden [Kühn07], sie hängt vom Resonator ab.
- Um möglichst viele Plasmaquellen in einem Areal unterzubringen, muss die Fläche des Einzelmoduls so gering wie möglich sein. Die Anordnung der Plasmazonen in einem homogenen Raster bietet die besten Voraussetzungen für eine hohe Uniformität.

Aus diesen Zusammenhängen heraus wurden folgende Festlegungen getroffen:

- Die Betriebsfrequenz liegt im 2,45 GHz ISM-Band.
- Der Generator liefert eine Mindestleistung von 50 W.
- Für die Schaltung steht eine Grundfläche von etwa 35 cm<sup>2</sup> zur Verfügung.

---

<sup>3</sup> Engl. industrial, scientific, medical

## 1.2 Stand der Technik

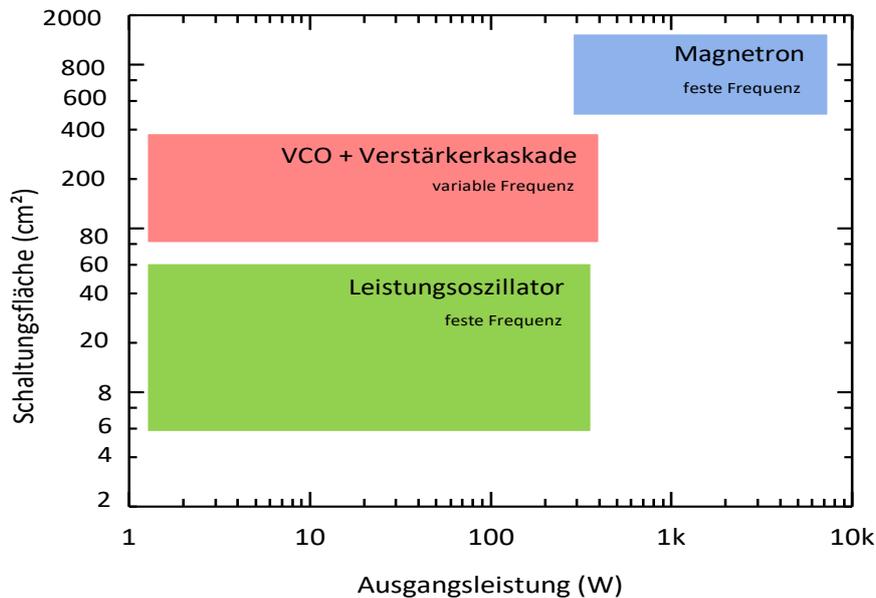
Derzeit arbeiten die meisten kommerziellen Hochfrequenzplasmaquellen bei sehr niedrigen Frequenzen deutlich unterhalb von einem Gigahertz. Die existierenden Mikrowellenplasmaquellen werden häufig mit Magnetrongeneratoren hoher Leistung betrieben. Hier diktiert der Generator die Gesamtgröße der Plasmaquelle. Das Platzsparpotential, dass die geringen Resonatorabmessungen bieten, wird nicht auf das Plasmaquellenmodul übertragen. Im Leistungsbereich unterhalb von 100 W besteht prinzipiell die Möglichkeit, Halbleitergeneratoren einzusetzen und diese zu integrieren. Hier existieren vorwiegend Systeme zur Erzeugung atmosphärischen Plasmas [Heu12]. Integrierte Lösungen sind jedoch rar und wurden bislang nur mit geringer Leistung demonstriert [Kühn12]. Nach Kenntnis des Autors gehen die einzigen bekannten Systeme integrierter Mikrowellenplasmaquellen für Anwendungen im Niederdruck auf Arbeiten des FBH in Zusammenarbeit mit der Firma Sentech Instruments zurück und sind als CCP-Quellen realisiert [Epil07], [Epil13]. Den aktuellen State of the Art auf diesem Gebiet definiert eine verteilte CCP<sup>4</sup>-Quelle aus dem Jahr 2012, deren vier Einzelquellen je etwa 15 W Mikrowellenleistung abgeben [Epil13].

Zur Erzeugung hoher elektrischer Leistungen im Frequenzbereich der Mikrowellen stehen derzeit im Wesentlichen drei Arten von Generatoren zur Verfügung. Neben ihren konzeptionellen Unterschieden differenzieren sie sich insbesondere durch die Parameter Ausgangsleistung und Schaltungsgröße. Aus Abbildung 1.1 geht hervor, dass die höchsten Leistungen - bis in den Kilowatt-Bereich hinein - mit Laufzeitröhren erzielbar sind. Stellvertretend für diese Gruppe soll hier das Magnetron gelten, dass zwar ein sehr hohes Leistungspotential aufweist, sich aufgrund seiner voluminöse Bauform aber kaum integrieren lässt. Nur ein Minimum an Schaltungsfläche erfordern hingegen Leistungoszillatoren auf Halbleiterbasis, die für 2,45 GHz bereits bis in den Bereich von 300 W demonstriert wurden [Shi12]. Mit beiden Konzepten konnten bislang ausschließlich Signale mit fester Frequenz erzeugt werden. Kombiniert man einen herkömmlichen VCO<sup>5</sup> mit einer Verstärkerkette, lässt sich die Frequenzeinschränkung überwinden, sodass hohe Ausgangsleistungen über einen breiten Frequenzbereich hinweg generiert werden können. Wie auch für die Leistungoszillatoren werden hierbei die maximalen Ausgangsleistungen durch die Transistoren beschränkt. Die Verstärkerekaskade benötigt weniger Platz als ein Magnetron, jedoch deutlich mehr als Leistungoszillatoren vergleichbarer Leistung.

---

<sup>4</sup> Engl. capacitively coupled plasma

<sup>5</sup> Oszillatoren mit spannungsveränderlicher Schwingfrequenz (Engl. voltage controlled oscillator) sind bislang nur mit sehr geringer Ausgangsleistungen verfügbar.



**Abbildung 1.1** Mikrowellengeneratorkonzepte im Vergleich hinsichtlich Leistung und Schaltungsgröße

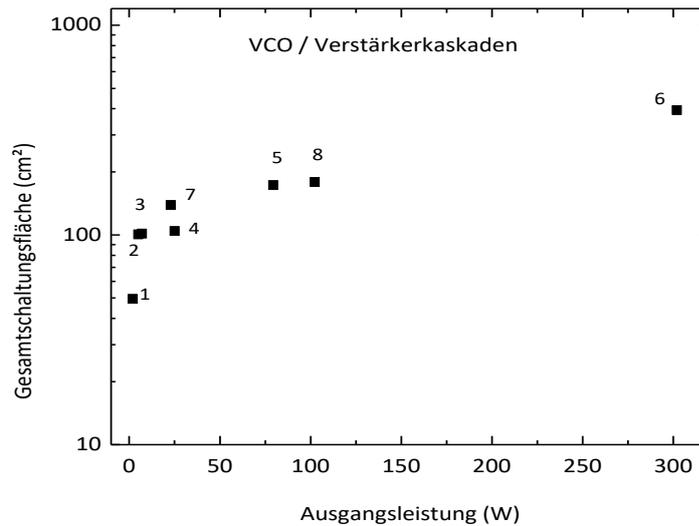
#### *Großvolumiger Hochleistungsgenerator mit Magnetron:*

Mit Magnetrons können Mikrowellenleistungen bis zu mehreren Kilowatt bei Wirkungsgraden um 80 % erzeugt werden. Bedingt durch das Funktionsprinzip existiert dabei eine untere Leistungsgrenze von etwa 300 W. Kleinere CW-Leistungen lassen sich kaum generieren. Sie sind sehr robust gegenüber Fehlanpassung und Temperatur, wobei sie kurzzeitig starke Überlasten tolerieren. Die Signalfrequenz dieses Generators ist unveränderlich. Ursache für die Baugröße sind hauptsächlich die frequenzbestimmenden Resonanzkammern. Zum Vergleich mit weiteren, eher planar aufgebauten Generatorkonzepten, zeigt Abbildung 1.1 eine Übersicht zum jeweiligen Flächenbedarf. Gerade das Magnetron besitzt ein sehr großes Volumen, auf das hier besonders hingewiesen sei. Durch den verbreiteten Einsatz in Mikrowellenherden sind Magnetrons für 2,45 GHz günstig erhältlich und in sehr großer Anzahl verfügbar. Umfangreiche Details zum Funktionsprinzip können [ZiBr93, S. 366ff.] entnommen werden.

#### *Frequenzvariable Oszillator-Verstärkerkaskade:*

Der übliche Weg leistungsstarke Mikrowellensignale ohne wesentliche Einschränkungen der Signalfrequenz und Signalform im Bereich von 1 W bis 300 W zu erzeugen, besteht in der sukzessiven Verstärkung eines kleinen Ausgangssignals. Zur Erzeugung dieses Signals stehen heute, neben VCOs, auch IQ-Mischer und DDS-Baugruppen zur Verfügung, mit denen nahezu beliebige komplexe Signalformen generiert werden können. Besondere Linearitätsanforderungen an die Verstärker bestehen im Allgemeinen dann, wenn Signale gezielt moduliert werden sollen, wie beispielsweise beim Einsatz von OFDM. Linearität spielt bei vielen praktischen Anwendungen eine entscheidende Rolle, in der vorliegenden Arbeit ist

sie jedoch nicht von Bedeutung. Die Schaltungsfläche der gesamten Baugruppe richtet sich nach der Anzahl der notwendigen Verstärkerstufen und wächst mit steigender Maximalausgangsleistung an. In Ergänzung zu Abbildung 1.1 zeigt Abbildung 1.2 diesen Zusammenhang anhand verschiedener Kaskaden, aus kommerziell verfügbaren Einzelmodulen. Die zugrunde liegenden Daten entstammen den Produktdatenblättern repräsentativer Anbieter und sind A. 1 zu entnehmen.

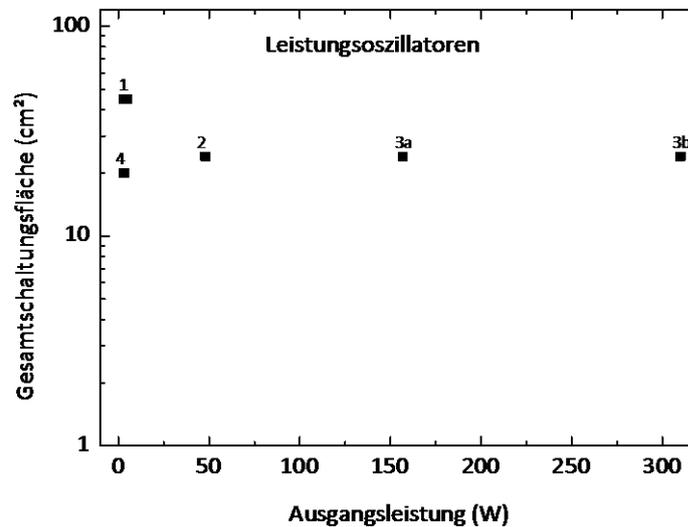


**Abbildung 1.2** Zunahme der gesamten Schaltungsfläche von VCO / Verstärkerkaskaden mit steigender Maximalausgangsleistung

#### *Platzsparender Festfrequenzgenerator mit Leistungoszillatoren:*

Eine Oszillatorschaltung, die ohne weitere Verstärkerstufen zur Abgabe besonders hoher Leistung fähig ist, wird als Leistungoszillator bezeichnet. Im Unterschied zu Kaskaden mit vergleichbarer Ausgangsleistung, die eine Reihe von Vorverstärkerstufen erfordern, kommen im Leistungoszillator nur die Transistoren der vergleichbaren Verstärkerendstufe zum Einsatz. Letzteres gilt sowohl für den Typ als auch für die Transistoranzahl. Der Verzicht auf die mitunter zahlreichen Vorverstärkerstufen resultiert nicht nur in geringeren Materialkosten sondern ebenso in einer deutlichen Platzersparnis, weshalb sich derartige Generatoren sehr gut in andere Systeme einfügen lassen. Abbildung 1.3 zeigt eine Übersicht bislang veröffentlichter Arbeiten zu Modulen im Frequenzbereich um 2,45 GHz. Bei den Ziffern 1 [Lee12] und 2 [Kim11] kamen GaN-HEMTs zum Einsatz, während bei 3 [Shi12] und 4 [Hwang08] LD MOS-Transistoren verwendet wurden. Anders als bei den Verstärkerkaskaden zeichnet sich bei den Leistungoszillatoren noch keine klare Größenentwicklung ab. Dies erklärt sich damit, dass Leistungoszillatoren im Mikrowellenbereich bislang nicht als Alternative zu etablierten Generatorkonzepten betrachtet werden. Die Anzahl veröffentlichter Konzepte ist insgesamt sehr gering. Ansätze, welche auf die Minimierung der Schaltungsfläche abzielen, fehlen gänzlich. Es ist daher wahrscheinlich, dass die bisher erzielten Leistungen pro Schaltungsfläche noch gesteigert

werden können. Speziell zur Erzeugung unmodulierter Sinussignale, wie sie unter anderem zur Speisung von Mikrowellenplasmaquellen und -öfen oder bei EMV-Anwendungen benötigt werden, scheinen Leistungszusillatoren eine Alternative mit bedeutendem Platzvorteil zu bieten.



**Abbildung 1.3** Vergleich des Flächenbedarfs von 2,45 GHz Leistungszusillatoren; 1-[Lee12], 2-[Kim11], 3a & 3b-[Shi12], 4-[Hwang08]; der Flächenbedarf wurde anhand von Fotos abgeschätzt

### 1.3 Aufgabenstellung

Die Hauptaufgabe der vorliegenden Arbeit besteht in der Entwicklung eines performanten Mikrowellengenerators mit einer Ausgangsleistung von 50 W auf Basis eines Leistungszusillators. Besonders zu berücksichtigen ist hierbei die Minimierung des Flächenbedarfs. Er ist auf ein Niveau deutlich unterhalb derzeit bekannter Lösungen abzusinken. Zusätzlich soll der Generator über eine elektronische Frequenzsteuerung verfügen. Eine derartige Funktion wurde für Leistungszusillatoren bislang nicht realisiert.

## 1.4 Gliederung der Arbeit

Das zweite Kapitel der Arbeit beinhaltet die fachlichen Grundlagen. Den Ausgangspunkt bilden die Schwingkreise, an die sich einige Erläuterungen zu den Vierpoloszillatoren bis hin zu grundlegenden Verfahren der Schaltungsanalyse von Oszillatoren anschließen. Das Kapitel endet mit einer Beschreibung der elektrischen Eigenschaften der verwendeten Transistorbauelemente. Kapitel drei greift das Konzept des klassischen, kreuzgekoppelten Oszillators auf. Im Verlauf wird theoretisch geklärt, ob und mit welchen Einschränkungen sich damit hohe Leistungspegel erzielen lassen. Die Schlussfolgerungen aus den Ergebnissen leiten ins vierte Kapitel über, das die Entwicklung eines neuen, abgewandelten Schaltungskonzepts sowie einer zugehörigen Entwurfsmethodik zeigt. Die Konstruktion und die messtechnisch ermittelten Leistungsdaten von zwei unterschiedlichen Prototypen werden dort vorgestellt. Das fünfte Kapitel greift erstmalig das Thema der elektronischen Frequenzsteuerung von Leistungsoszillatoren auf. Es beleuchtet ausführlich die besonderen Anforderungen, die dabei an die Varaktoren gestellt werden. Auch hier wird ein funktionstüchtiger Prototyp mit seinen Leistungsdaten vorgestellt, der als Grundbaustein eines Plasmaquellenmoduls dient, das schließlich Kapitel sechs beschreibt. Dort wird zunächst ein geeigneter Plasmaresonator ermittelt. Daran schließt sich die Beschreibung des Modulaufbaus an, welche auch die Matrixanordnung mehrerer Plasmaquellenmodule beinhaltet. Am Ende des Kapitels werden die Prozessergebnisse von PEALD-Beschichtungen diskutiert, die mit dieser Matrixquelle durchgeführt wurden. Im siebenten Kapitel werden die wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit abschließend zusammengefasst.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Schwingkreise

Die Erzeugung sinusförmiger, elektrischer Schwingungen setzt zunächst ein schwingfähiges System voraus. Solche Systeme sind als Schwingkreise bekannt, die aus Induktivitäten, Kapazitäten sowie Verlustwiderständen bzw. –leitwerten bestehen. Sie werden nach der Anordnung ihrer Elemente unterschieden und als Parallelschwingkreis (Abbildung 2.1) oder Reihenschwingkreis (Abbildung 2.2) bezeichnet.

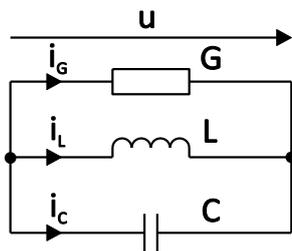


Abbildung 2.1 Parallelschwingkreis

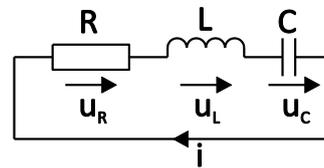


Abbildung 2.2 Reihenschwingkreis

Eine wesentliche Kenngröße der Schwingkreise ist ihre Resonanzfrequenz  $f_0$ . Sie definiert die Frequenz, bei der die Schwingkreisimpedanz rein reell wird, d.h.  $1/G$  bzw.  $R$  beträgt. Berechnet wird  $f_0$  aus Gl. (2.1). Schwingungen im realen Schwingkreis werden bedämpft. Als ein Maß für die Dämpfung kann der Gütefaktor  $Q$  dienen.  $Q$  ist als das Verhältnis von Wirkleistung zu Blindleistung im Schwingkreis bei  $f_0$  definiert. Sein Wert kann ebenfalls anhand der Schwingkreiselemente  $R$ ,  $L$  und  $C$  angegeben werden. Die zugehörigen Beziehungen für den Parallel- bzw. Reihenschwingkreis sind in Gl. (2.2) bzw. Gl. (2.3) angegeben. Im direkten Zusammenhang mit  $Q$  steht auch die Phasensteilheit  $S_\varphi$  des Schwingkreises. Sie beschreibt die Änderung der Phase der Schwingkreisimpedanz  $\underline{Z}$  mit der Abweichung von  $f_0$  (siehe Gl. (2.4) ) und ist dem Gütefaktor proportional.

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.2)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.3)$$

$$S_{\varphi} = \left| \frac{d\varphi_z}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -\frac{2Q}{\omega_0} \quad (2.4)$$

## 2.2 Phasenrauschen

Betrachtet man die Nulldurchgänge des von einem realen, selbsterregten Oszillator erzeugten periodischen Zeitsignals, so stellt man eine zufällige Variation der Periodendauer um einen Mittelwert herum fest. Dieser sogenannte Jitter ist ein Zeitbereichsphänomen, dessen Entsprechung im Frequenzbereich als Phasenrauschen bezeichnet wird. Es beschreibt die spektrale Aufweitung der reinen Sinusfunktion, sodass nahe der gewünschten Spektrallinie Seitenbänder auftreten, welche über ein Rauschleistungsdichtespektrum  $L(\Delta\omega)$  charakterisiert werden. Die Ableitung der vereinfachten Beschreibungsgleichung (2.5), welche lediglich thermisches Rauschen berücksichtigt, ist in [Odyn02, S.64ff] nachzuvollziehen.  $\Delta\omega$  bezeichnet den Abstand von der Oszillationsfrequenz  $\omega_0$ . Dabei beschreibt  $k$  die Boltzmann-Konstante,  $T$  die Temperatur des rauschenden Systems und  $P$  die mittlere Leistung des Trägersignals bei  $\omega_0$ . Das Rauschleistungsdichtespektrum wird auf ein Hertz Bandbreite normiert und bezüglich des Trägersignals in der Einheit  $dBc/Hz$  angegeben.

$$L(\Delta\omega) = 10 \log \left( \frac{2kT}{P} \left( \frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right) \quad (2.5)$$

Man erkennt anhand der Gleichung, dass das Phasenrauschen umso geringer wird, je größer die Leistung des Trägersignals und der Gütefaktor werden.

## 2.3 Vierpoloszillatoren

Abbildung 2.3 zeigt die schematische Darstellung eines Vierpoloszillators, wie er auch in [Kurz94, S. 3] beschrieben ist.

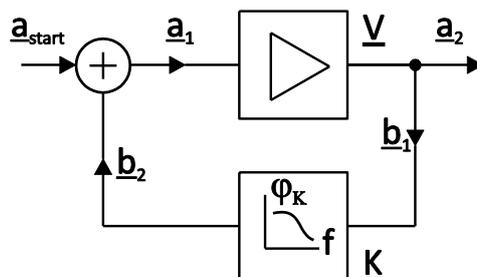


Abbildung 2.3 Prinzip des rückgekoppelten Verstärkervierpols

Dargestellt ist ein Verstärkervierpol, der über einen zweiten Vierpol rückgekoppelt wird. Der frequenzbestimmende Schwingkreis ist hierbei integraler Bestandteil des Rückkoppelvierpols.  $\underline{a}_{start}$  bezeichnet ein einmaliges Startsignal, wie es beispielsweise durch Rauschen oder das Einschalten der DC-Versorgung des Verstärkers auftritt. Die Signale  $\underline{a}_1$  und  $\underline{a}_2$  liegen am Ein- bzw. Ausgang des Verstärkers sowie  $\underline{b}_1$  und  $\underline{b}_2$  am Ein- bzw. Ausgang des Rückkoppelvierpols. Die komplexen Größen, Verstärkung  $\underline{V}$  des Verstärkers bzw. Rückkopplungsfaktor  $\underline{K}$  des Rückkopplungsvierpols, lassen sich als

$$\underline{V} = \frac{\underline{a}_2}{\underline{a}_1} \quad (2.6)$$

bzw.

$$\underline{K} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{b}_1} \quad (2.7)$$

formulieren. Die Übertragungsfunktion der rückgekoppelten Gesamtschaltung lautet

$$\underline{V}' = \frac{\underline{V}}{1 - \underline{K}\underline{V}}. \quad (2.8)$$

Dabei bezeichnet

$$\underline{V}_s = |\underline{V}_s| e^{j\varphi_s} = |\underline{K}| e^{j\varphi_k} \cdot |\underline{V}| e^{j\varphi_v} = \underline{K}\underline{V} \quad (2.9)$$

die komplexe Schleifenverstärkung der offenen Schleife, aus der sich zwei notwendige Bedingungen für die Entstehung einer selbsterregten Schwingung ableiten. Dies sind die Betragsbedingung (2.10) und die Phasenbedingung (2.11), die auch als Stabilitätskriterium von Barkhausen bekannt sind und sich anschaulich wie folgt verstehen lassen:

In der geschlossenen Schleife muss die Umlaufphase bei der Schwingfrequenz Vielfache von  $2\pi$  betragen, sodass es zu einer phasenrichtigen Addition der Signale kommen kann. Außerdem ist bei der entsprechenden Frequenz ein Verstärkungsfaktor der Amplitude von mehr als eins notwendig. Das bedeutet, dass die Dämpfung, die ein Signal während eines Schleifenumlaufs erfährt, kleiner sein muss als der Faktor, um den es im Verstärker angehoben wird. Nur so kommt es zum Anwachsen des Signals und in Folge dessen zu einer ungedämpften Schwingung.

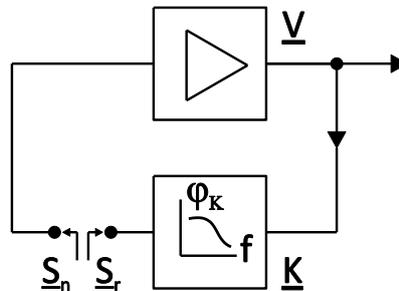
$$|\underline{V}_s| > 1 \quad (2.10)$$

$$\varphi_s = n \cdot 2\pi \quad (2.11)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

Mit steigender Eingangsleistung bewegt sich der Verstärker kontinuierlich in Richtung Sättigung und der Verstärkungsfaktor  $|\underline{V}|$  nimmt ab. Dies führt zu einem

Gleichgewichtszustand bei dem  $|\underline{V}_S| = 1$  wird und damit eine konstante Schwingungsamplitude vorliegt. Analog zu Gl. (2.10) und (2.11) gilt die in Gl. (2.12) und (2.13) dargestellte Beschreibung der Schwingbedingung basierend auf S-Parametern der aufgetrennten Rückkoppelschleife, die in Abbildung 2.4 zu sehen ist [Odyn02, Kapitel 2.3.4]. Eine solche Formulierung ist sinnvoll, da das Design von Mikrowellenschaltungen meist ebenfalls auf einer S-Parameter-Beschreibung beruht.



**Abbildung 2.4** Prinzip der S-Parameter basierten Stabilitätsanalyse eines rückgekoppelten Verstärkervierpols

$$|\underline{S}_n \underline{S}_r| > 1 \quad (2.12)$$

$$\arg\{\underline{S}_n\} = -\arg\{\underline{S}_r\} \quad (2.13)$$

Wegen ihrer einleuchtenden Beschreibung werden Gl. (2.10) und (2.11) bzw. Gl. (2.12) und (2.13) in [Odyn02, Kapitel 2.3.4] als „intuitives Kriterium“ bezeichnet. Gleichzeitig wird aber darauf hingewiesen, dass Gl. (2.10) bzw. (2.12) zwar uneingeschränkt eine notwendige Bedingung für eine Oszillation darstellen, Gl. (2.11) bzw. (2.13) aber als hinreichende Bedingung durchaus versagen können. Um das Stabilitätsverhalten beliebiger Schaltungen eindeutig bewerten zu können, ist anstelle von Gl. (2.11) bzw. (2.13) das Stabilitätskriterium von Strecker und Nyquist zu verwenden, das folgendes besagt:

*Ein geschlossenes System ist instabil, wenn die Ortskurve seines Zeigers (Nyquist-Plot), welcher die Betrags- und Phasencharakteristik des entsprechenden offenen Systems darstellt, den Punkt  $1 + j0$  im Uhrzeigersinn umkreist.*

## 2.4 Grundlegende Verfahren zur nichtlinearen Schaltungsanalyse

Die Funktionsweise von Oszillatorschaltungen basiert in besonderem Maße auf dem nichtlinearen elektrischen Verhalten ihrer Komponenten. Eine präzise Vorhersage des elektrischen Verhaltens erfordert Analysemethoden, die diese Nichtlinearitäten in geeigneter Weise berücksichtigen. Im Folgenden werden zwei grundlegende Verfahren vorgestellt.

### 2.4.1 Zeitbereichsintegration (TDI)

Bei der Zeitbereichsintegration handelt es sich um eine weit verbreitete, iterative Simulationsmethode zur Lösung eines mathematischen Anfangswertproblems. Angewandt auf ein beliebiges elektrisches Netzwerk, dessen Elemente bekannt sind, wird zunächst ein sinnvoller Startwert einer Netzwerkgröße (z.B. einer Knotenspannung) zum Zeitpunkt  $t_0 = 0$  festgelegt. In Abhängigkeit dieser festgelegten Größe können, anhand der bekannten Netzwerkgleichungen, alle Ströme und Spannungen für einen etwas späteren Zeitpunkt  $t = t_0 + \Delta t$  berechnet werden. Die Lösung zu einem bestimmten Zeitpunkt  $t$  setzt also stets eine bekannte Lösung zum vorhergehenden Zeitpunkt voraus. Mithilfe der Zeitbereichsintegration lassen sich alle Zustände vom Moment des Anschwingens bis zum stationären Zustand erfassen. Eine betragsmäßige Darstellung der elektrischen Größen im Frequenzbereich ist durch Anwendung einer FFT möglich.

Eine Methode, bei der aus Zeitbereichsdaten sogar vektorielle Größen gewonnen werden, ist in [Kühn12, S. 40ff] beschrieben. Diese heterodyne Methode wurde entwickelt, um zeitliche Impedanzänderungen darzustellen, die bezüglich der Periodendauer eines Testsignals sehr langsam stattfinden.

Voraussetzung für eine zu physikalisch plausiblen Werten hin konvergierende Lösung ist die Wahl sinnvoller Anfangswerte. Die bedeutendste Schwäche der Zeitbereichsintegration liegt in der enormen Rechendauer. Üblicherweise werden Integrationsschritte von  $\Delta t < 1/(20 f_{osz})$  gewählt [Kund98]. Wegen ihrer ausgedehnten Einschwingvorgänge sind insbesondere bei Leistungs- wie auch bei Quarzoszillatoren bis zu mehrere Millionen Iterationsschritte notwendig, bis ein stationäres Verhalten eintritt. Dennoch ist diese Analyse nützlich und kann insbesondere zur Überprüfung der fertigen Schaltung dienen. Zur Lösung von Problemen, die sich auf die Optimierung des Verhaltens im stationären Zustand beziehen, eignet sich die TDI nicht.

Existieren im elektrischen Netzwerk Elemente, deren Beschreibung im Frequenzbereich vorliegt, müssen sie erst mittels der Laplace-Rücktransformation in den Zeitbereich umgerechnet werden, was den Berechnungsprozess zusätzlich verlangsamt. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn Leitungsstrukturen oder Frequenzbereichsmessdaten in ein Netzwerk eingebunden werden. TDI ist besonders dort effektiv, wo sehr starke Nichtlinearitäten auftreten, wie z.B. bei Schaltvorgängen.

Um die hohen Rechenzeiten zu reduzieren, wird die sogenannte Shooting-Methode eingesetzt, die in [Kund98] und [Nast07] beschrieben wird. Dabei handelt es sich um ein numerisches Verfahren zur beschleunigten Berechnung der stationären Lösung gewöhnlicher DGL, z.B. der nichtlinearen Zeitfunktion eines elektrischen Netzwerks. Die Shooting-Methode basiert auf den Ergebnissen der klassischen TDI und ist als deren Erweiterung zu verstehen. Unter Berücksichtigung des bisher bekannten Signalverlaufs wird eine Schätzung für den nächsten Schritt errechnet und mit dem exakten Wert aus der TDI verglichen. Die Schätzung wird solange korrigiert, bis gute Übereinstimmung zwischen Schätzwert und exaktem Wert herrscht. Ist dies der Fall, werden für weitere Zeitschritte Schätzwerte anstelle der TDI verwendet. Auf diese Weise kann Rechenzeit gespart werden.

### 2.4.2 Harmonische Balance (HB)

Das Prinzip der harmonischen Balance ist ein iteratives, numerisches Verfahren, das zur näherungsweise Ermittlung der stationären Lösung nichtlinearer Differentialgleichungen, wie sie auch in den Netzwerkgleichungen von Oszillatoren vorkommen, geeignet ist. Wird eine Schaltung von einer Sinusquelle angeregt, geht man davon aus, dass ihr stationärer Zustand durch eine endliche Fourierreihe (Gl. 2.14) angenähert werden kann.

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) + \dots + a_n \cos(n \cdot \omega t) + b_n \sin(n \cdot \omega t) \quad (2.14)$$

$$n = 0 \dots \infty$$

Dabei wird das Zeitsignal der Knotenspannung  $u(t)$  durch die Summe ihrer Harmonischen dargestellt, deren Amplituden durch die Fourierkoeffizienten  $a_k$  beziehungsweise  $b_k$  gewichtet sind.

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \cos(k\omega t) dt \quad (2.15)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \sin(k\omega t) dt$$

Die Methode unterteilt die Schaltung dazu in einen linearen und einen nichtlinearen Teil. Üblicherweise besteht eine Mikrowellenschaltung hauptsächlich aus linearen, passiven Elementen (z.B. Leitungen, konzentrierten Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten), die sich einfach im Frequenzbereich beschreiben lassen. Sie gruppieren sich in der Regel um sehr wenige nichtlineare Elemente wie Dioden oder Transistoren.

Ströme, die im linearen Teil fließen, werden in ihre harmonischen Signalanteile zerlegt und durch einfache lineare Gleichungen im Frequenzbereich berechnet. Dazu wird anfänglich eine beliebige Knotenspannung festgelegt. Diese Berechnungen erfolgen sehr schnell.

Zur Berechnung der Ströme im nichtlinearen Schaltungsteil erfolgt zunächst die Transformation der Knotenspannung vom Frequenz- in den Zeitbereich mittels inverser Fouriertransformation (bzw. IFFT). Der stationäre Zustand des Stromzeitverlaufs wird durch TDI ermittelt und anschließend per Fourieranalyse (bzw. FFT) in den Frequenzbereich rücktransformiert.

Es folgt ein Vergleich der am Verbindungsknoten zwischen linearem und nichtlinearem Schaltungsteil errechneten Ströme. Anhand des Kirchhoffschen Knotenpunktsatzes<sup>6</sup> wird eine Fehlerfunktion definiert, die die Summe der Abweichungen sämtlicher Knoten bei allen Harmonischen repräsentiert. Sie muss minimal werden, um den Knotenpunktsatz möglichst genau zu erfüllen. Dazu wird die Knotenspannung solange iterativ verändert, bis die Fehlerfunktion schließlich innerhalb eines festgelegten Toleranzbereiches nahe Null liegt.

<sup>6</sup> In einem Knotenpunkt eines elektrischen Netzwerkes ist die Summe der zufließenden Ströme gleich der Summe der abfließenden Ströme.

Man kann dann von einer guten stationären Näherungslösung aller Spannungen und Ströme im Netzwerk ausgehen.

Basierend auf dem Prinzip von Harmonic Balance hat es in den vergangenen Jahren intensive Weiterentwicklungen bei der Großsignalanalyse gegeben. Einen detaillierten Einblick in diese umfangreiche Materie vermitteln unter anderem [Kund98] und [Nast07].

#### *Sonderfall: Oszillatoranalyse mit Harmonic Balance*

Soll mit Harmonic Balance die stationäre Lösung eines selbsterregten Oszillators berechnet werden, so ist die sich einstellende Frequenz ein Resultat seines nichtlinearen Verhaltens und somit vorab unbekannt. Sie muss daher, zusätzlich zu den Knotenspannungen, iterativ ermittelt werden. Praktisch wird einer HB-Analyse oft eine Kleinsignalanalyse vorgeschaltet, die eine Schätzung der Frequenz im linearen Kleinsignalfall ermöglicht und dadurch die Rechenzeit verkürzt. Die speziellen Aspekte der HB-Analyse bei Oszillatoren sind sehr komplex und werden in [Odyn02, Kapitel 5] ausführlich dargestellt. Aufgrund ihrer hohen Geschwindigkeit kann die HB-Analyse auch bei Optimierungsproblemen eingesetzt werden.

## **2.5 Der verwendete GaN-HEMT**

Feldeffekttransistoren nach dem Prinzip des High Electron Mobility Transistor (HEMT) werden seit den 1980er Jahren intensiv untersucht und eingesetzt [Josh83]. Seit etwa 20 Jahren sind kommerzielle Bauteile auf Basis von Galliumarsenid (GaAs) verfügbar, welche den Transistoren vorangegangener Technologien in punkto Leistungsdichte und Rauscheigenschaften deutlich überlegen sind. Mit der Prozessierung von HEMT-Strukturen auf Galliumnitrid (GaN) Mitte der 1990er Jahre erfuhr die Entwicklung einen weiteren Schub, der sich hauptsächlich in einer Erhöhung der Leistungsdichte und einer stark verbesserten Wärmeableitfähigkeit äußerte. Die seither andauernde Entwicklung hat die derzeit leistungsfähigsten Transistoren im Frequenzbereich bis etwa 100 GHz hervorgebracht. Ein Überblick über Aufbau und Funktionsweise der GaN-HEMTs wird in den folgenden Abschnitten gegeben. Es wird dabei immer wieder auf den verwendeten Transistortyp verwiesen. Er ist ein Erzeugnis des FBH und wird fortan kurz als FBH GaN-HEMT bezeichnet.

Eine vereinfachte vertikale Struktur des FBH GaN-HEMT ist in Abbildung 2.5 zu sehen. Sie zeigt den Aufbau der Schichten, beginnend mit dem dicken Trägersubstrat aus Siliziumcarbid (SiC), das hervorragende Wärmeleiteigenschaften besitzt. Auf dem Trägersubstrat liegt die GaN-Halbleiterschicht, die sich in zwei funktionale Gebiete unterteilt. Direkt oberhalb des Substrats ist sie mit Eisen dotiert und fungiert als Pufferschicht, um die Elektronen am Verlassen des darüber liegenden Kanals zu hindern. Es folgt ein undotierter Bereich hochreinen Galliumnitrids, in dessen Grenzbereich zum darüber liegenden  $\text{Al}_{0.18}\text{GaN}$  sich der eigentliche Leitungskanal ausbildet. Die  $\text{Al}_{0.18}\text{GaN}$ -Legierung wird auch Barrierschicht genannt, da sie das Metall der Gateelektrode vom Kanal isoliert. Gatemetall und  $\text{Al}_{0.18}\text{GaN}$  bilden einen Schottky-Kontakt, der im normalen Betriebszustand in Sperrrichtung gepolt ist, sodass keine nennenswerten Ströme fließen. Drain und Source stehen jeweils über ohmsche Kontakte mit der Barriere und damit dem Kanal in Verbindung. Hierüber können große

Ströme mit geringen Verlusten fließen. Eine Passivierungsschicht aus Nitrid isoliert die Barrierschicht sowie das Gatemetall von einer darüber liegenden Metallschicht. Dieses Metall dient zur externen Kontaktierung des HEMT sowie zur Herstellung sogenannter Feldplattenstrukturen. Die Feldplatten sind direkt mit den Elektroden verbunden und so konstruiert, dass sie die elektrischen Feldüberhöhungen im Transistor reduzieren. Sie wirken sich unter anderem positiv auf die kapazitive Rückwirkung, die Verstärkung, den maximalen Drainstrom und das Durchbruchverhalten aus.

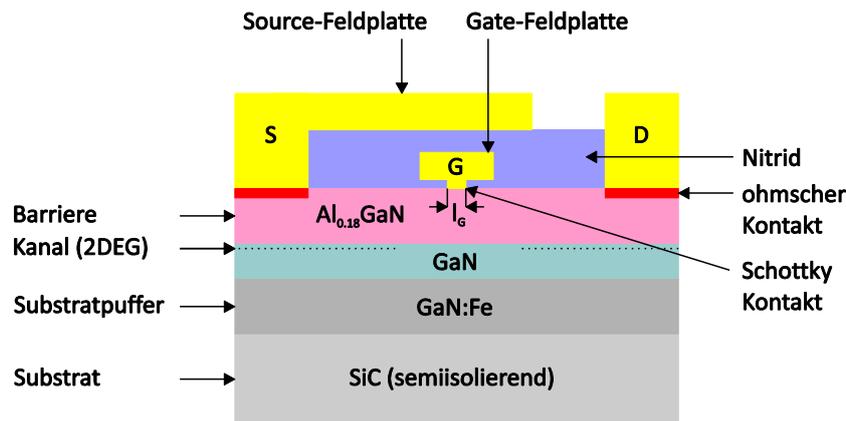


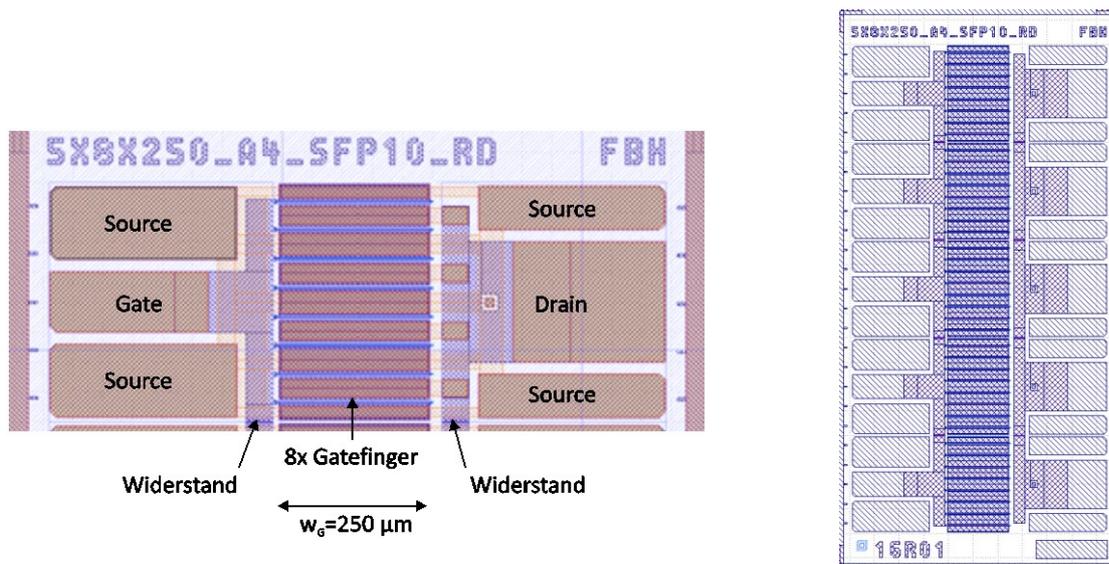
Abbildung 2.5 Vereinfachte Vertikalstruktur des FBH GaN-HEMT

Die Gatelänge  $l_G$  gilt als sehr wichtiger Designparameter von Feldeffekttransistoren, da er maßgeblich die Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazitäten  $C_{GS}$  und  $C_{GD}$  beeinflusst. Gemäß Gl. (2.16) hat  $l_G$  einen direkten Einfluss auf die Transitfrequenz<sup>7</sup>  $f_T$ , die zusätzlich auch von der Transkonduktanz  $g_m$  im jeweiligen Arbeitspunkt abhängt.

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi \cdot C_{GS}} \quad (2.16)$$

Für Leistungstransistoren ist ein großer Spannungs- und Stromaussteuerbereich zwischen Drain und Source entscheidend. Die breite Bandlücke des GaN ermöglicht eine große Spannungsaussteuerung, ohne dass es im Material zu einem Felddurchbruch kommt. Im 2DEG herrscht eine hohe Ladungsträgerdichte. Dennoch ist der Strom durch den Kanal begrenzt. Sein Maximalwert wird als Sättigungsstrom  $I_S$  bezeichnet. Zur Erhöhung des Sättigungsstroms wird die Elementarzelle des Transistors vervielfacht und parallelgeschaltet. Es entsteht eine Zelle mit mehreren Gate- und Drainfingern, wie Abbildung 2.6a sie zeigt. Kombiniert man mehrere Leistungszellen, entsteht ein Transistorbarren, wie er in Abbildung 2.6b zu sehen ist. Er besteht aus fünf Leistungszellen mit jeweils acht Gatefingern, die eine Gateweite  $w_G$  von 250  $\mu\text{m}$  und eine Gatelänge von 0,5  $\mu\text{m}$  besitzen.

<sup>7</sup>  $f_T$  bezeichnet die Frequenz, bei der sich der Stromverstärkungsfaktor eines drainseitig kurzgeschlossenen Transistors ( $h_{21}$ ) auf 1 reduziert

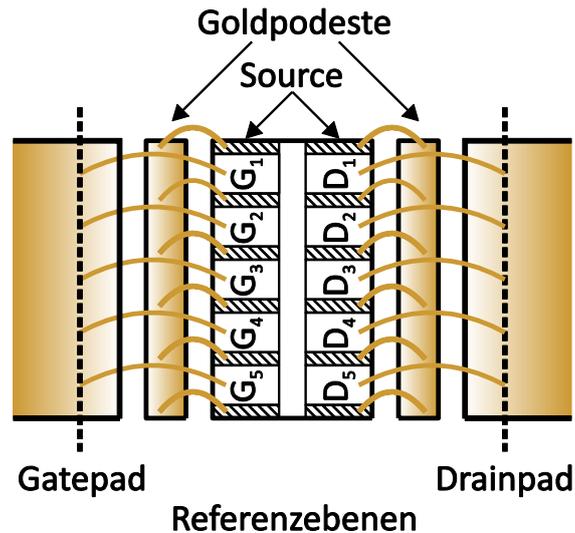


a) Ausschnitt einer einzelnen Leistungszelle

b) Transistorbarren mit fünf Leistungszellen

**Abbildung 2.6** Layout des FBH GaN-HEMT

Die Montage des FBH GaN-HEMT in die Schaltungsumgebung erfolgt in dieser Arbeit im Nacktchipverfahren. Zunächst wird dabei der rückseitig metallisierte Chip mit einer Wärmesenke und elektrischen Bezugsmasse aus Kupfer verlötet. Im Anschluss werden die Gate- und Drainelektroden der Einzelzellen durch Golddrahtbonden mit den vergoldeten Leiterbahnen der Platine verbunden. Da der eingesetzte Transistorbarren nicht über Durchkontaktierungen verfügt, müssen die Sourceelektroden außerhalb des Chips zur Rückseitenmetallisierung durchverbunden werden. Dieser Kontakt wird ebenfalls durch Drahtbonds hergestellt. Als Kontaktpunkt dienen zwei seitlich am Chip angeordnete Goldpodeste, die mit der Wärmesenke verlötet sind. Abbildung 2.7 zeigt das Aufbauschema eines Einzeltransistors.



**Abbildung 2.7** Aufbauschema eines FBH GaN-HEMT mit Angabe der Referenzebenen des elektr. Modells

### 2.5.1 Großsignalmodell

Um das elektrische Verhalten eines Bauteiles in einer Schaltung exakt vorhersagen zu können, bedarf es eines Modells. Eine geeignete messtechnische Charakterisierung des Transistors ist Voraussetzung für eine zuverlässige Modellbildung. DC-Messungen liefern die statischen  $I/U$ -Kennlinien bei verschiedenen Arbeitspunkten. Außerdem werden bei verschiedenen Arbeitspunkten die Zweitor-S-Parameter gemessen. Sie dienen später zur Modellierung der dynamischen Änderung des Transistorverhaltens bei Aussteuerung mit großen Signalamplituden.

Während Modelle für Bauteile mit linearen  $I/U$ -Kennlinien konstante Übertragungsfunktionen darstellen, die meist einfach zu erzeugen sind, ist die Funktion für nichtlineare Bauteile vom Eingangssignal abhängig und stellt eine große Herausforderung dar. Anders ausgedrückt sollen Großsignalmodelle die Antworten des Bauteils auf beliebige Eingangssignale vorhersagen können. Praktische Modelle können jedoch nur einen Teil von Effekten nachbilden. Der FBH GaN-HEMT wird anhand des Modells von Chalmers / Angelov nachgebildet.

#### *Das Chalmers / Angelov Modell:*

In einem speziellen Verfahren werden die Modellparameter des FBH GaN-HEMT aus den Datensätzen der DC- und Hochfrequenzmessungen einer Einzelzelle extrahiert. Dieser Vorgang ist sehr komplex und soll hier nicht beschrieben werden. Für die vorliegende Arbeit relevant sind lediglich die spezifischen Werte der Modellparameter, welche in A. 4 aufgeführt werden. Die Notation entspricht der Software Keysight ADS, deren detaillierte Bedeutung in [ADS15, Stichwort: „Angelov\_Modell“] nachzulesen ist.

Der nackte Chip ohne Gehäuse wird durch Parallelschaltung der Modelle von fünf Einzelzellen nachgebildet. Diese Vorgehensweise birgt einige Ungenauigkeiten, da sie von einer perfekten elektrischen Symmetrie der Zellen untereinander ausgeht, die so nicht existiert. Das reale Verhalten wird deshalb etwas weniger genau nachgebildet. Exaktere Modelle beziehen, neben elektromagnetischen Verkopplungen der einzelnen Leistungszellen mit den umgebenden Strukturen, auch die thermischen Verkopplungen zwischen den Zellen ein. Der Modellierungsaufwand eines solchen Modells ist jedoch erheblich, weshalb im vorliegenden Fall darauf verzichtet wurde.

### 2.5.2 Relevante Transistoreigenschaften auf Grundlage des Großsignalmodells

Dieser Abschnitt beschreibt die wichtigsten elektrischen Eigenschaften des FBH GaN-HEMT. Dabei wird nur auf solche Eigenschaften eingegangen, die für den Einsatz des Bauteils in einer Oszillatorschaltung von Bedeutung sind. Als Basis für die Betrachtungen dient das Chalmers / Angelov Modell aus Abschnitt 2.5.1 bzw. A. 4. In der Testschaltung nach Abbildung 2.8 wird das Transistormodell einer Großsignalsimulation mit Harmonic Balance unterzogen.

Die Eigenschaften wurden unter den folgenden Voraussetzungen ermittelt:

- Transistorarbeitspunkt:  $U_{D,DC} = 32 \text{ V}$  und  $U_{G,DC} = -1.7 \text{ V}$
- Werte der Bonddrahtinduktivitäten Gate / Drain / Source: 0,246 / 0,196 / 0,034 nH
- Einspeisung eines Eintonsignals mit einer Signalfrequenz von 2,45 GHz
- Berücksichtigung von fünf Harmonischen der Signalfrequenz

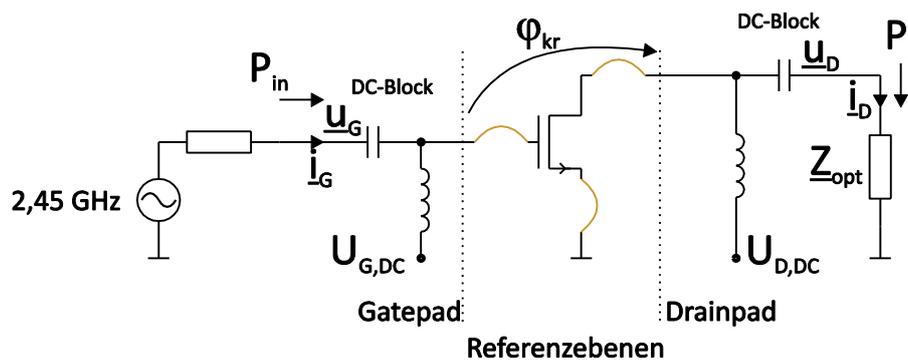


Abbildung 2.8 Testschaltung zur modellbasierten Ermittlung wesentlicher Transistoreigenschaften

#### Optimale Lastimpedanz:

Als optimale Last  $Z_{opt,P}$  bezeichnen man die Impedanz, bei der die Transistorausgangsleistung  $P_L$  maximal wird. Sie variiert mit dem DC-Arbeitspunkt und der Eingangsleistung am Gate des Transistors  $P_{in}$ . Die Definition von  $Z_{opt,P}$  erfolgt aus den Signalanteilen der Grundwelle gemäß Gl. (2.17).

$$\underline{Z}_{\text{opt},P} = \frac{u_D^1}{i_D^1} \quad (2.17)$$

Abbildung 2.9 stellt den Verlauf von  $\underline{Z}_{\text{opt},P}$  als Funktion der Ausgangsleistung  $P_L$  am Drain dar. Mit wachsender Aussteuerung zeigt besonders der Imaginärteil deutliche Schwankungen, die in einem Bereich von  $\pm 50\%$  um seinen mittleren Wert liegen. Dieses Verhalten geht auf die internen Transistorkapazitäten zurück, welche einer Spannungsabhängigkeit unterliegen. Der Realteil der Impedanz erscheint hingegen weitgehend konstant.

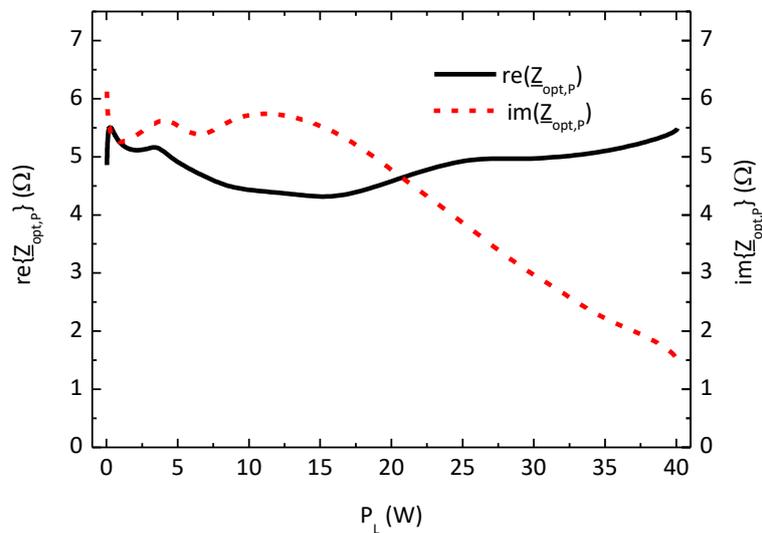


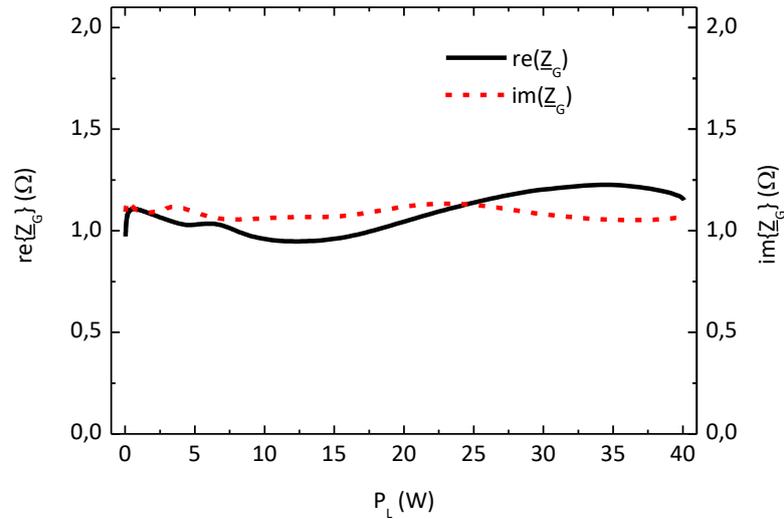
Abbildung 2.9 Optimale Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{opt},P}$  in Abhängigkeit der Ausgangsleistung  $P_L$

**Gateimpedanz:**

Die Gateimpedanz  $\underline{Z}_G$  definiert sich als

$$\underline{Z}_G = \frac{u_G^1}{i_G^1} \quad (2.18)$$

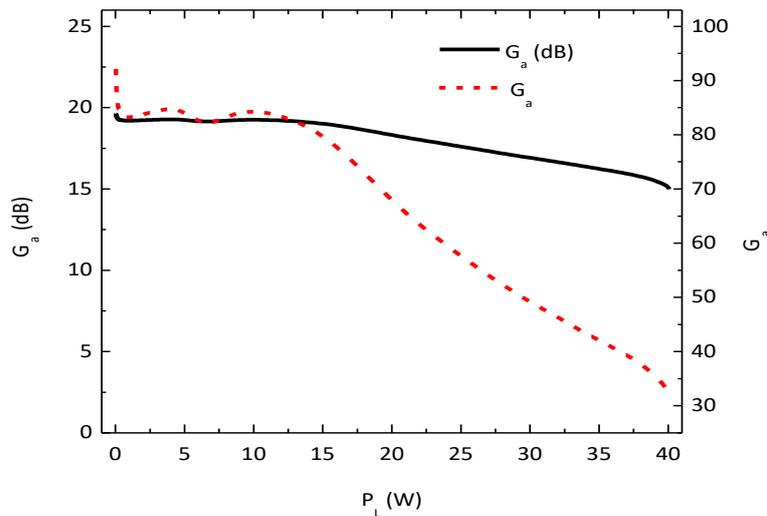
Auch sie variiert mit der Aussteuerung, wie es Abbildung 2.10 erkennen lässt. In jedem Messpunkt wird eine der Leistung  $P_L$  entsprechende optimale Abschlussimpedanz  $\underline{Z}_{\text{opt},P}$  (siehe Abbildung 2.9) vorausgesetzt. Auffällig ist der induktive Charakter der Gateimpedanz, der sich aus der Serienschaltung der großen Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$  mit der Induktivität der Gatebonddrähte erklärt.



**Abbildung 2.10** Gateimpedanz  $\underline{Z}_G$  in Abhängigkeit von  $P_L$ , bei optimaler Lastimpedanz  $\underline{Z}_{opt,P}$

#### Verfügbarer Leistungsgewinn:

$G_a$  bezeichnet allgemein den Leistungsgewinn eines Verstärkers, an dessen Eingang und Ausgang konjugiert komplexe Leistungsanpassung herrscht [ZiBr93, S. 269]. Abbildung 2.11 stellt den Verlauf von  $G_a$  für veränderliche Ausgangsleistungen im linearen und logarithmischen Maßstab dar. Deutlich ist der Übergang in den typischen Sättigungsbereich erkennbar. Der 1-dB-Kompressionspunkt des Modells wird bei einer Ausgangsleistung von etwa 27 W erreicht. Auch hierbei ist der Transistorausgang mit der jeweils optimalen Lastimpedanz beschaltet.



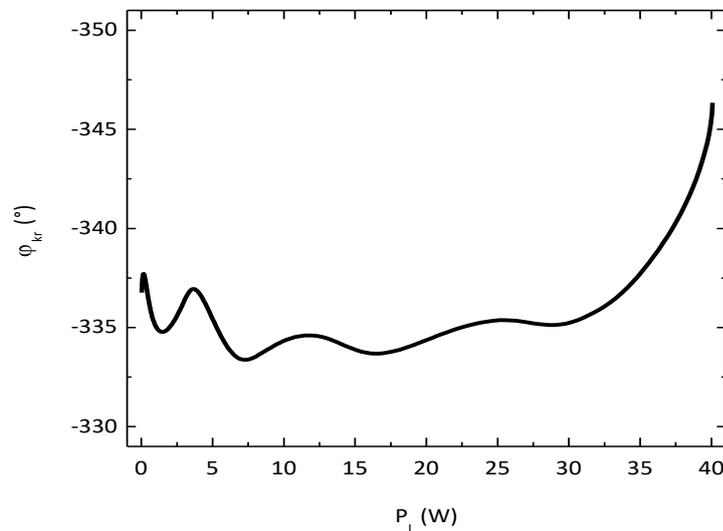
**Abbildung 2.11** Verfügbarer Leistungsgewinn  $G_a$  bei optimaler Lastimpedanz  $\underline{Z}_{opt,P}$

*Phasengang der Spannungsübertragungsfunktion des Transistors:*

Die Phase der Spannungsübertragungsfunktion der Grundwelle wird wie folgt definiert:

$$\varphi_{kr} = \arg \left\{ \frac{u_D^1}{u_G^1} \right\}. \quad (2.19)$$

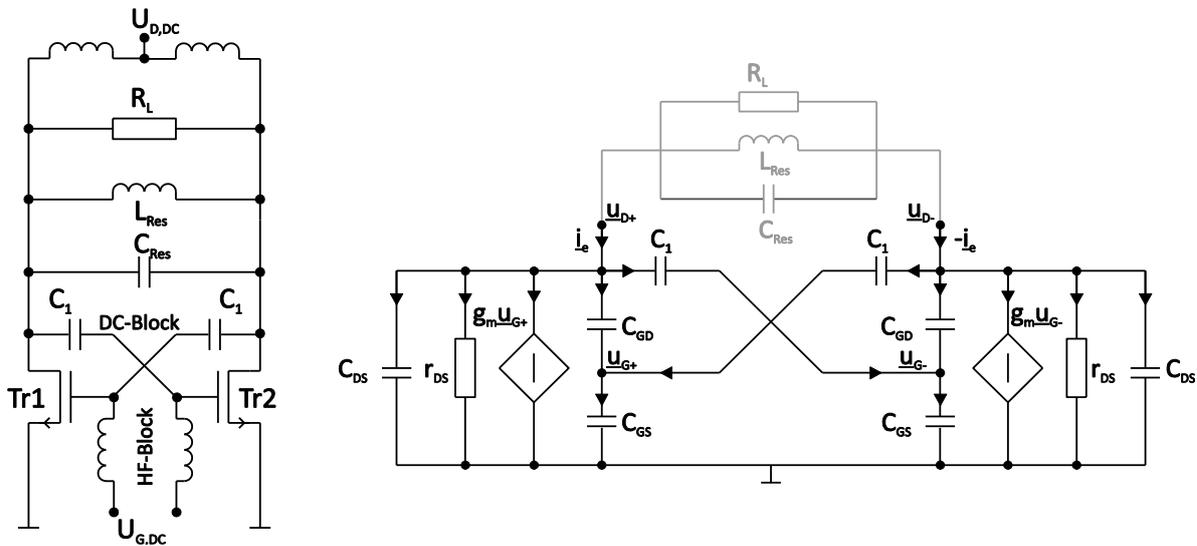
Als Referenzebenen für den Phasengang gelten die Kontaktebenen der Gate- und Drainbonddrähte wie in Abbildung 2.8 dargestellt. Abbildung 2.12 zeigt den Phasengang der Grundwelle eines 2,45 GHz Signals als Funktion der Ausgangsleistung. Das Drain ist dabei wieder mit  $Z_{opt,P}$  abgeschlossen. Man erkennt, dass sich die Phasenverschiebung bei hohen Ausgangsleistungen kontinuierlich reduziert.



**Abbildung 2.12** Phase der Transistor-Spannungsübertragungsfunktion  $\varphi_{kr}$  in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei optimaler Lastimpedanz  $Z_{opt,P}$

### 3 Der kreuzgekoppelte Oszillator

In diesem Abschnitt nimmt die Entwicklung des Leistungsozillators ihren Anfang. Sie beginnt mit der Analyse eines ausgewählten Schaltungstyps, der unter der Bezeichnung kreuzgekoppelter Oszillator bekannt ist. Abbildung 3.1a zeigt die Grundschaltung bestehend aus zwei identischen Transistoren. Im Hinblick auf die Leistungsanforderungen wird gezielt diese Schaltung ausgewählt, da sie potentiell eine um 3 dB höhere Ausgangsleistung liefern kann. Ob sich damit tatsächlich hohe Ausgangsleistungen generieren lassen ist allerdings unbekannt und muss untersucht werden.



Schaltung

Kleinsignalersatzschaltbild

Abbildung 3.1 Klassischer kreuzgekoppelter Oszillator mit Feldeffekttransistoren

#### 3.1 Frequenzabhängigkeit der Leistungsausbeute

Im Folgenden soll untersucht werden, welche Ausgangsleistung der klassische kreuzgekoppelte Oszillator mit steigender Frequenz maximal erzeugen kann. Das Hauptaugenmerk liegt hierbei auf der Betrachtung des Rückkoppelpfades, dessen Leitungslänge zu einer signifikanten Phasendrehung führt, die die Schaltungseigenschaften sehr stark beeinflusst.

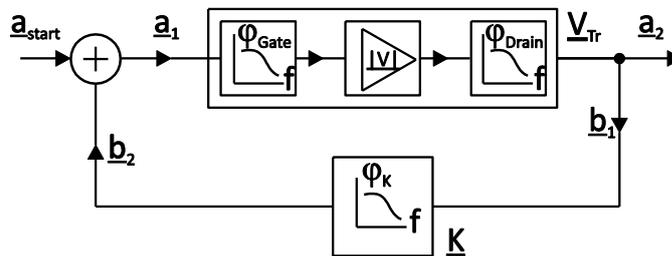
Für die folgenden Betrachtungen wird zunächst vom Einsatz beliebiger Leistungstransistoren ausgegangen. Es wird angenommen, dass sie so groß sind, dass die Verbindungsleitungen der Rückkoppelpfade aufgrund ihrer Längen einen wesentlichen Schaltungsbestandteil bilden. Sie seien aber kurz genug, um in guter Näherung durch konzentrierte Elemente anstelle von

Leitungen beschrieben werden zu können. Generell gilt, dass Transistoren mit höherer Sättigungsleistung  $P_{sat}$  auch größer sein müssen, die gleiche Halbleitertechnologie vorausgesetzt. Infolge dessen erhöhen sich einerseits die parasitären Transistorkapazitäten und andererseits die Leitungslänge der Rückkopplung. An Gate und Drain entstehen folglich Tiefpässe, deren Grenzfrequenzen mit steigender Transistorgröße abnehmen (vgl. Abbildung 3.2). Der Phasenunterschied zwischen Verstärkerein- und ausgang wächst, da die Übertragungsfunktion  $\underline{V}_{Tr}$  durch die Tiefpässe beeinflusst wird.

$$\underline{V}_{Tr} = \frac{a_2}{a_1} = |\underline{V}| \cdot e^{j\varphi_{Tr}} = |\underline{V}| \cdot e^{j(\varphi_{Gate} + \varphi_V + \varphi_{Drain})}. \quad (3.1)$$

$\varphi_V$  beschreibt die durch die Transistorgrundschaltung hervorgerufene Phasenänderung, die in Sourceschaltung  $180^\circ$  beträgt. Die größenabhängige Phasenänderung wirkt sich unmittelbar auch auf die Übertragungsfunktion der offenen Schleife  $\underline{V}_s$  aus.

$$\underline{V}_s = \underline{K} \underline{V}_{Tr}. \quad (3.2)$$



**Abbildung 3.2** Prinzip des rückgekoppelten Verstärkervierpols mit realem Transistor

Nun werden die Auswirkungen der Tiefpässe auf die Eigenschaften des klassischen, kreuzgekoppelten Oszillators anhand der Kleinsignalersatzschaltung in Abbildung 3.3 untersucht. Hierin sind, zusätzlich zu den bereits in Abbildung 3.1b enthaltenen Elementen, die drain- und gateseitigen Bonddrahtinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  sowie die ohmschen Gateverluste  $R_1$  aufgeführt.  $L_3$  beschreibt in vereinfachter Weise das elektrische Verhalten der kurzen Microstripleitung.

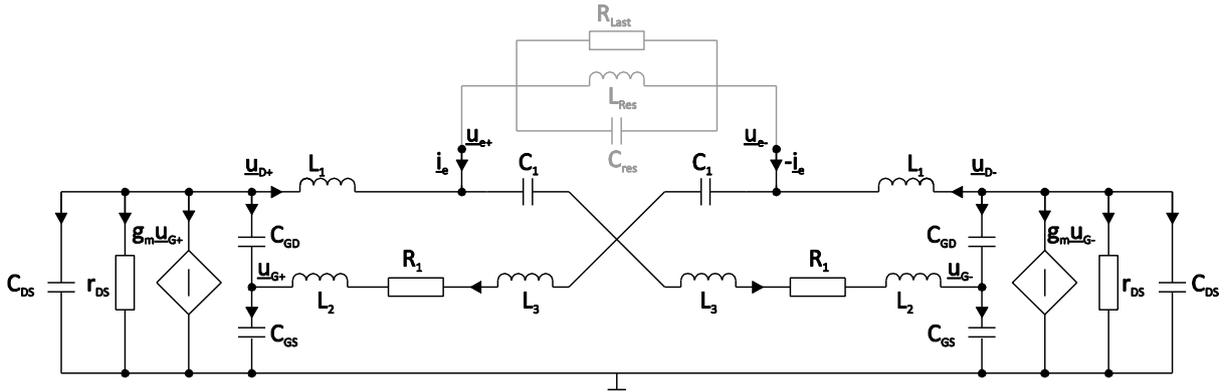


Abbildung 3.3 Kleinsignalersatzschaltbild mit erweiterten parasitären Elementen

Eine wichtige Eigenschaft dieser Schaltung ist die Admittanz  $\underline{Y}_{DD}$ , die zwischen den Knotenspannungen  $u_{e+}$  und  $u_{e-}$  herrscht. Sie wird durch eine Knotenspannungsanalyse bestimmt, die in der Software Mathematica umgesetzt ist. Der zugehörige Quellcode ist in A. 3 angegeben. Da die vollständige Lösung sehr komplex ist, sollen einige Vereinfachungen gelten. Unter der Annahme, dass  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $R_1$  und  $C_{GD}$  sehr klein sind, kann diesen der Wert Null zugeordnet werden.  $C_1$  fungiert als DC-Block und ist idealerweise unendlich groß. Dadurch vereinfacht sich die Lösung zu

$$\underline{Y}_{DD} = \frac{-g_m r_{DS} + 1 - C_{GS} L_3 \omega^2}{2r_{DS}(1 - C_{GS} L_3 \omega^2)} + j \cdot \left( \frac{C_{DS} C_{GS} L_3 \omega^3 - (C_{DS} + C_{GS}) \cdot \omega}{2 \cdot (1 - C_{GS} L_3 \omega^2)} \right). \quad (3.3)$$

Man betrachtet zunächst den Imaginärteil von Gl. (3.3) und ordnet diesen, wie in Gl. (3.4) gezeigt, nach den unterschiedlichen Potenzen von  $\omega$ . Der mit  $\omega^3$  verknüpfte Teil ist gegenüber dem mit  $\omega$  verknüpften zu vernachlässigen. Dies lässt sich anhand der konkreten Zahlenwerte in A. 2 belegen. Unter der üblicherweise gültigen Annahme  $C_{GS} \gg C_{DS}$  kann weiter zu Gl. (3.5) vereinfacht werden. Der Imaginärteil von  $\underline{Y}_{DD}$  repräsentiert damit einen, im Wesentlichen von  $C_{GS}$  und  $L_3$  bestimmten Serienschwingkreis, ohne dass dafür eine externe Zusatzbeschaltung mit  $L_{Res}$  oder  $C_{Res}$  erforderlich ist.

$$im\{\underline{Y}_{DD}\} = \frac{C_{DS} C_{GS} L_3}{2 \cdot (1 - C_{GS} L_3 \omega^2)} \omega^3 - \frac{C_{DS} + C_{GS}}{2 \cdot (1 - C_{GS} L_3 \omega^2)} \omega \quad (3.4)$$

$$im\{\underline{Y}_{DD}\} = \frac{1}{2 \cdot \left( \omega L_3 - \frac{1}{\omega C_{GS}} \right)} \quad (3.5)$$

Der Realteil von Gl. (3.3) lässt sich folgendermaßen darstellen:

$$re\{Y_{DD}\} = \frac{-g_m}{2 \cdot (1 - C_{GS} L_3 \omega^2)} + \frac{1}{2 \cdot r_{DS}} \quad (3.6)$$

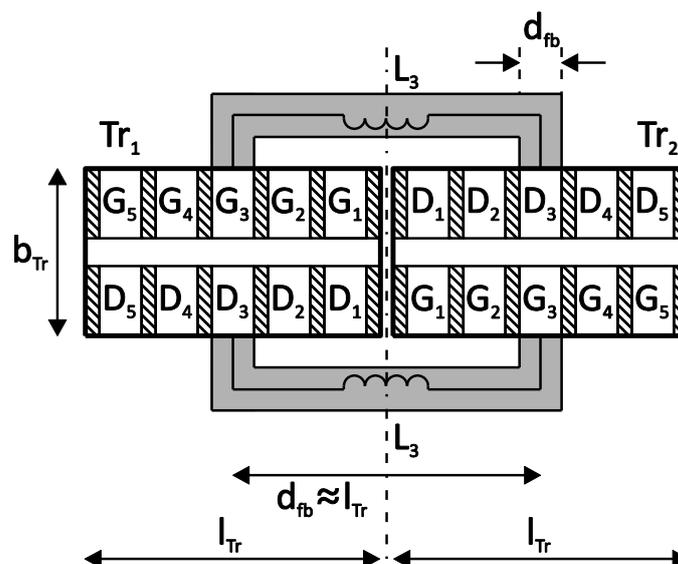
An dieser Stelle sei wieder auf die Zahlenwerte in A. 2 verwiesen, die zeigen, dass  $C_{GS} \cdot L_3 \cdot \omega^2 \ll 1$  angenommen werden darf. Eine selbsterregte Schwingung tritt auf, wenn Gl. (3.7) erfüllt ist.

$$re\{Y_{DD}\} + \frac{1}{R_L} < 0 \quad (3.7)$$

bzw.

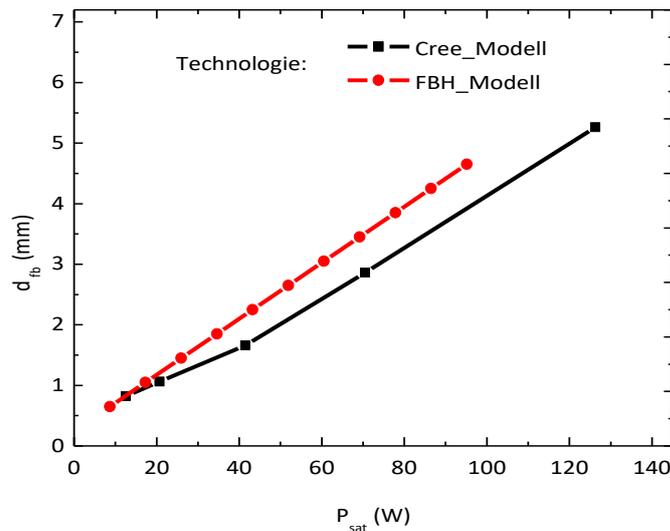
$$g_m > \frac{1}{r_{DS}} - \frac{2}{R_L}$$

Nachdem die Überlegungen bis hierher noch allgemeiner Natur sind, wird nun zum konkreten Beispiel übergegangen. Ordnet man ein Paar identische Transistoren in einer Ebene so an, dass sie sich elektrisch zu einer kreuzgekoppelten Schaltung zusammenschließen lassen, ohne dass eine physische Leitungsüberkreuzung notwendig wird, führt dies auf eine Anordnung ähnlich der in Abbildung 3.4. Am Beispiel fünfzelliger Transistorbarren sind hier die Abmessungen  $l_{Tr}$  und  $b_{Tr}$ , skizziert. Setzt man eine lückenlose Aneinanderreihung und einen Anschluss in Höhe der jeweils mittleren Zelle voraus, ergibt sich für die Rückkopplungsleitung eine minimale Weglänge  $d_{fb}$ , die etwa der Seitenlänge  $l_{Tr}$  entspricht.



**Abbildung 3.4** Aufbauskitze eines kreuzgekoppelten Transistorpaares zur Längenabschätzung der Rückkopplungsleitung

Kennt man die geometrischen und elektrischen Daten konkreter Transistoren, kann der Zusammenhang zwischen der Transistorsättigungsleistung  $P_{sat}$  und  $d_{fb}$  gezeigt werden. Abbildung 3.5 stellt die modellbasierten Daten des FBH- GaN-HEMT aus Abschnitt 2.5 und die eines vergleichbaren Typs des Herstellers Cree bei 2,45 GHz dar. Für Transistoren mit einer Sättigungsleistung von 40 W ist demzufolge mit einer Mindestleitungslänge von etwa 2 mm zu rechnen. Man erkennt, dass die Größenverhältnisse beider Technologien recht ähnlich sind.



**Abbildung 3.5** Abhängigkeit der Längsabmessungen von GaN HEMT Transistorbarren von der Sättigungsleistung  $P_{sat}$ ; bei 2,45 GHz (siehe A. 2)

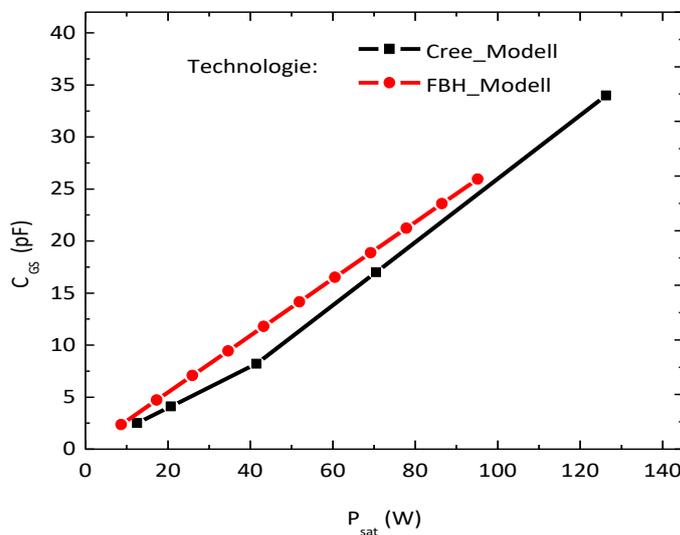
Es wird angenommen, dass  $d_{fb}$  viel kleiner als die Wellenlänge des rückgekoppelten Signals sei. Das Verhalten der Leitung kann in diesem Fall näherungsweise als Tiefpass, bestehend aus den konzentrierten Elementen  $L_3$  und der zugehörigen Leitungskapazität, beschrieben werden.

Um die Abschätzung im Weiteren möglichst einfach zu halten, wird gefordert, dass die Leitungskapazität viel geringer als  $C_{GS}$  ist. Sie soll  $C_{GS}/100$  betragen. Dieser Wert ist frei gewählt, liegt aber in der Größenordnung der späteren Realisierung. Abbildung 3.6 zeigt, wie die Werte für  $C_{GS}$  mit der Transistorsättigungsleistung variieren. Die Daten entstammen A. 2. Unter den genannten Umständen kann das Verhältnis von Leitungsbreite zu Substrathöhe  $w_{fb}/h_{sub}$  aus der Kapazitätsgleichung eines Plattenkondensators (3.8) abgeleitet werden.

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (3.8)$$

Man ersetzt dafür die Plattenfläche  $A$  durch die des Leitungsstücks  $w_{fb} \cdot d_{fb}$ . Der Plattenabstand  $d$  entspricht  $h_{sub}$  und die Kapazität  $C$  wird zu  $C_{GS}/100$ . Nach der Substitution kann die Gleichung nach  $w_{fb}/h_{sub}$  umgestellt werden und es ergibt sich Gl. (3.9).

$$\frac{w_{fb}}{h_{sub}} = \frac{C_{GS}(P_{sat})}{100 \cdot \epsilon_0 \epsilon_r \cdot d_{fb}(P_{sat})} \quad (3.9)$$



**Abbildung 3.6** Abhängigkeit der Gate-Source-Kapazität des GaN HEMT Transistorbarren von  $P_{sat}$  bei 2.45 GHz

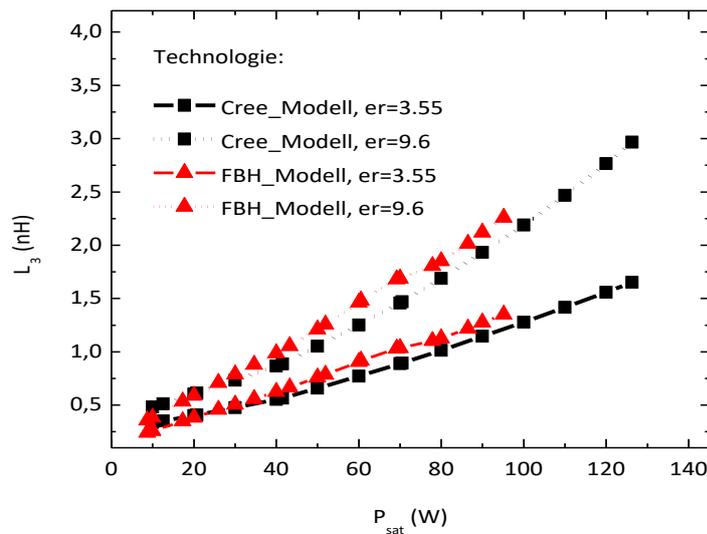
Das Verhältnis  $w_{fb}/h_{sub}$  bestimmt den Wellenwiderstand der Leitung und damit deren Induktivitätsbelag. Neben  $P_{sat}$  geht auch die Permittivität  $\epsilon_r$  in die Gleichung ein.

Um aus den geometrischen Leitungsgrößen näherungsweise auf die Induktivität der Leitung  $L_3$  zu schließen, wird die Eingangsimpedanz  $Z_{TL1,s}$  einer entsprechenden kurzgeschlossenen Leitung berechnet<sup>8</sup>. In Gl. 3.10 eingesetzt, erhält man den Wert für  $L_3$  bei einer Frequenz von 2,45 GHz.

$$L_3 = \frac{\text{im}\{Z_{TL1,s}\}}{2\pi \cdot 2,45\text{GHz}} \quad (3.10)$$

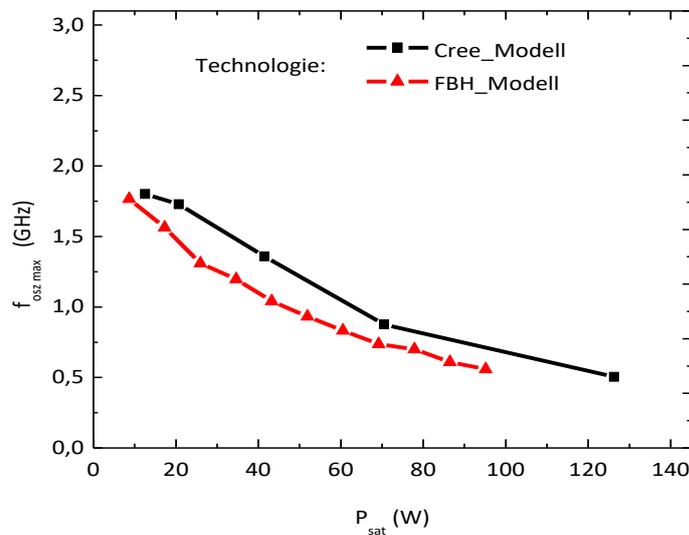
<sup>8</sup>Mögliche Verfahren zur analytischen Berechnung von Microstripleitungen sind in [Pehl84, S.84ff] oder [Hoff97, Anhang B] dargestellt. Heutige Mikrowellenschaltungssimulatoren, so auch ADS, enthalten diese oder ähnliche Algorithmen bereits und wurden hierfür verwendet.

Abbildung 3.7 zeigt  $L_3$  als Funktion von  $P_{sat}$  für beide Transistorfamilien, wobei angenommen wurde, dass der Schaltungsaufbau auf je zwei Substraten mit verschiedenen Permittivitäten erfolgt. Gängige Werte für  $\epsilon_r$  liegen zwischen 3,55 und 9,6. Für GaN-HEMTs mit 40 W Sättigungsleistung muss in der Rückkoppelstrecke mit Leitungsinduktivitäten zwischen 0,5 nH und 1 nH gerechnet werden.



**Abbildung 3.7** Variation von  $L_3$  mit der Sättigungsleistung der GaN HEMT Transistorbarren bei 2,45 GHz

Die bis hierher gewonnenen Informationen genügen, um in einem letzten Schritt die maximale Schwingfrequenz des kreuzgekoppelten Oszillators  $f_{osz,max}$  als Funktion der Transistorsättigungsleistung angeben zu können. Dazu wird für eine Schaltung nach Abbildung 3.3, bestehend aus den Transistormodellen sowie  $L_3$ ,  $L_{res}$ , und  $C_{res}$  (jedoch ohne  $R_L$ ), eine lineare Stabilitätsanalyse im DC-Arbeitspunkt vorgenommen.  $L_{res}$  und  $C_{res}$  werden jeweils so verändert, dass die Schwingbedingung bei der höchstmöglichen Frequenz gerade noch erfüllt ist. Welche Frequenz in Abhängigkeit von  $P_{sat}$  maximal erreicht wird, zeigt Abbildung 3.8. Man erkennt, dass das Entwurfsziel hinsichtlich der Frequenz von 2,45 GHz mit den untersuchten Transistoren nicht erreichbar ist. Selbst die kleinsten der untersuchten Transistoren versprechen eine Frequenzobergrenze von höchstens 1,8 GHz. Dabei bleibt die damit maximal zu erwartende Ausgangsleistung mit 10 W weit hinter den Zielvorgaben zurück. Für Transistoren mit 40 W Sättigungsleistung liegen die Frequenzobergrenzen sogar deutlich unter 1,5 GHz. Es soll an dieser Stelle nochmals betont werden, dass  $P_{sat}$  für die Sättigungsleistung des Transistors steht. Es ist an dieser Stelle nicht klar, welche Leistung eine reale Schaltung tatsächlich abgibt. Sicher kann aber gesagt werden, dass keinesfalls mehr als die Sättigungsleistung abgegeben wird und  $P_{sat}$  damit gleichsam als Obergrenze der Ausgangsleistung gilt. Die Ermittlung der tatsächlichen Ausgangsleistungen erfordert nichtlineare Analysen, die hier nicht durchgeführt wurden.



**Abbildung 3.8** Abhängigkeit von  $f_{\text{osz,max}}$  von der Sättigungsleistung der GaN HEMT, bei  $\epsilon_r = 3,55$ .

Es ist bekannt, dass die Signalphase zwischen den Transistorelektroden mit steigender Transistorgröße und Frequenz zunimmt. Während diese Eigenschaft beim Entwurf von Leistungsverstärkern weitgehend bedeutungslos ist, hat sie großen Einfluss auf das Verhalten von Oszillatoren und verstärkt sich noch mit Zunahme der Leitungslänge  $l_{fb}$ . Abbildung 3.9 stellt die Phasenverhältnisse im Rückkoppelpfad eines der beiden gekoppelten Transistoren dar. Die Struktur entspricht der eines Source-Verstärkers mit optimaler Lastanpassung bei 2,45 GHz und vorgeschalteter Rückkopplungsinduktivität  $L_3$ . Die Kapazität  $C_1$  soll wieder als DC-Block fungieren, weshalb ihr ein unendlich großer Wert zugeordnet wird. Beaufschlagt man den Eingang dieses Verstärkers mit einer kleinen Wechselspannung, kann daraus die Phase der Spannungsübertragungsfunktion bestimmt werden. Unter der Annahme der hergeleiteten Mindestwerte für  $L_3$  stellt sie die kleinstmögliche Phasenverschiebung dar, weshalb sie als  $\varphi_{\min}$  bezeichnet wird.

$$\varphi_{\min} = \arg \left\{ \frac{u_-}{u_+} \right\} \quad (3.11)$$

Betrachtet man diese Phase im Kontext der Gesamtschaltung, so handelt es sich dabei um jene zwischen den Drains der beiden Transistoren. Im regulären, differentiellen Betriebszustand des Oszillators muss die Phase also  $180^\circ$  betragen. Blickt man auf Abbildung 3.10 so wird deutlich, dass die Phasenverschiebung rapide zunimmt, sobald Transistoren mit höherer Sättigungsleistung eingesetzt werden. Für Transistoren im 40 W Bereich stellt man fest, dass zu den  $180^\circ$  Phasenverschiebung einer idealen Source-Schaltung bereits fast  $180^\circ$  hinzukommen. Hypothetisch betrachtet wären demnach die Spannungen

$\underline{u}_{D+}$  und  $\underline{u}_{D-}$  bei 2,45 GHz beinahe phasengleich. Es entspricht der Anschauung, dass eine solche Schaltung bei dieser Frequenz nie im gewünschten Gegentaktbetrieb arbeiten wird. Stattdessen sinkt die Oszillationsfrequenz ab, wie dies bereits Abbildung 3.8 zeigt.

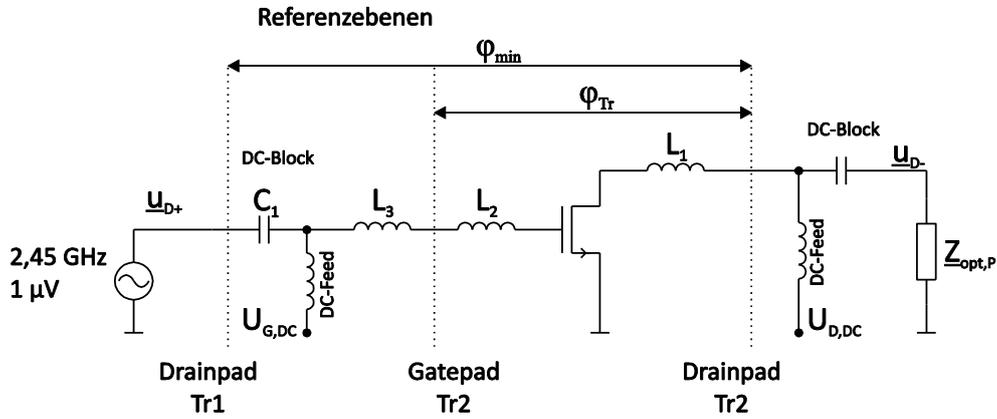


Abbildung 3.9 Einzelner Rückkopplungsweig eines klassischen, kreuzgekoppelten Oszillators

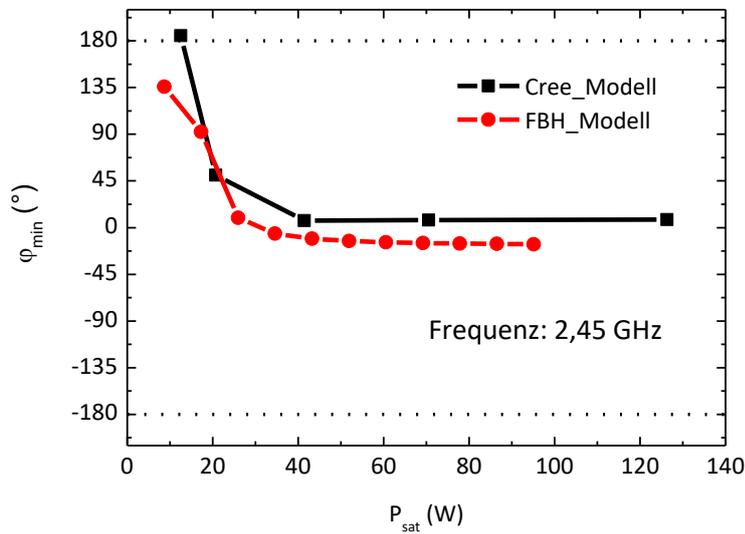


Abbildung 3.10  $\varphi_{min}$  des Einzelzweigs bei 2,45 GHz als Funktion von  $P_{sat}$

### 3.2 Phasenrauschen

In diesem Abschnitt werden die Phasenrauscheigenschaften des klassischen, gekoppelten Oszillators abgeschätzt, wenn dieser in Erwartung hoher Leistungen mit Leistungstransistoren aufgebaut wird.

Die Elemente  $L_{Res}$ ,  $C_{Res}$  und  $R_L$  bilden einen gedämpften Parallelschwingkreis, der durch die gekoppelten Transistoren Tr1 und Tr2 entdämpft wird. Die Überlegungen dazu beziehen sich auf das Kleinsignalersatzschaltbild in Abbildung 3.1b. Von Interesse ist erneut die Admittanz  $\underline{Y}_{DD}$  an den Drain-Knoten, die analog zu Gl. (3.3) durch eine Knotenspannungsanalyse bestimmt wird.

Nimmt man unendlich große DC-Block-Kapazitäten  $C_1$  und Drosselinduktivitäten an, resultiert für  $\underline{Y}_{DD}$  der in Gl. (3.12) angegebene Ausdruck.

$$\underline{Y}_{DD} = \frac{1}{2} \left( -g_m + \frac{1}{r_{DS}} \right) - j\omega \left( \frac{1}{2} C_{DS} + \frac{1}{2} C_{GS} + 2C_{GD} \right) \quad (3.12)$$

Um ungedämpft schwingen zu können, ergeben sich aus der Untersuchung des Realteils die gleichen Voraussetzungen wie bereits in Gl. (3.7).

Betrachtet man den Imaginärteil von  $\underline{Y}_{DD}$ , so offenbart sich kapazitives Verhalten. Da die Schwingfrequenz dieser Oszillatorschaltung über die Resonanzfrequenz des Parallelresonanzkreises eingestellt wird, muss die Ausgangskapazität mitberücksichtigt werden, wobei  $C_{GS}$  den schwerwiegendsten Einfluss ausübt. Es gilt:

$$f_{osz} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left( \frac{1}{2} C_{DS} + \frac{1}{2} C_{GS} + 2C_{GD} + C_{Res} \right) \cdot L_{Res}}} \quad (3.13)$$

Soll eine definierte Oszillationsfrequenz erzielt werden, so ist das  $C/L$ -Verhältnis des Schwingkreises nicht beliebig wählbar, sondern durch die parasitären Kapazitäten der Transistoren nach oben beschränkt. Diese Beschränkung gilt gleichermaßen auch für den Gütefaktor  $Q$  nach Gl. (2.2) sowie die Phasensteilheit  $S_\varphi$  gemäß Gl. (2.4) und begrenzt somit das minimal erreichbare Phasenrauschen  $L(\Delta\omega)$  laut Gl. (2.5). Mit dem klassischen, gekoppelten Oszillator lässt sich folglich nur dann ein niedriges Phasenrauschen erzielen, wenn:

- a) Entweder die Frequenz so gering ist, dass die parasitären Kapazitäten der Transistoren keine Rolle mehr spielen, oder
- b) die Transistoren so klein werden, dass ein großes  $C/L$ -Verhältnis auch bei hohen Frequenzen realisierbar ist. Mit abnehmender Transistorgröße sinkt in diesem Fall jedoch auch der Sättigungsstrom und demzufolge die maximale Ausgangsleistung der Transistoren.

Ein niedriges Phasenrauschen in Kombination hoher Frequenz und hoher Ausgangsleistung ist mit der klassischen, gekoppelten Struktur folglich nicht zu erzielen.

### 3.3 Schlussfolgerungen

Die Analyse hat gezeigt, dass sich die Schaltung des klassischen, gekoppelten Oszillators in seiner ursprünglichen Form nicht für die Erzeugung hoher Ausgangsleistungen eignet. Das Potential selbst moderner GaN-HEMT, die Signale sehr hoher Frequenzen zu sehr hohen Ausgangsleistungen verstärken zu können, kann bei der selbsterregten Signalerzeugung mit diesem Schaltungskonzept nicht ausgeschöpft werden. Es zeigt sich, dass der Einsatz von Leistungstransistoren die maximale Oszillationsfrequenz auf Werte weit unterhalb der Nennbetriebsfrequenz der Transistoren begrenzt. Die im Abschnitt 1.1 definierten Ziele sind mit dieser Schaltung nicht erreichbar.

## 4 Der modifizierte, gekoppelte Leistungoszillator

Wie im vorangegangenen Kapitel deutlich wurde, ist das aus dem Kleinleistungsbereich bekannte und bewährte Schaltungskonzept des klassischen, gekoppelten Oszillators nicht ohne weiteres in den Bereich großer Ausgangsleistungen übertragbar. Dieses Kapitel dient der Vorstellung einer überarbeiteten Struktur, die sich hauptsächlich auf ein neues Rückkoppelnetzwerk stützt.

### 4.1 Das phasenkorrigierte Rückkoppelnetzwerk

Erste systematische Überlegungen zu Oszillatorstrukturen, welche möglichst hohe Ausgangsleistung liefern, finden sich bereits in [Hodo72]. Ein wesentlicher Grundgedanke, nämlich die Trennung in einen frequenzbestimmenden und einen für die Leistungsanpassung verantwortlichen Schaltungsteil, ist auf alle Vierpoloszillatoren übertragbar. Dies gilt auch für den differentiellen, gekoppelten Leistungoszillator, dessen Rückkoppelnetzwerk im Folgenden erarbeitet wird.

#### 4.1.1 Struktur

Abbildung 3.10 zeigt klar den störenden Einfluss des Tiefpassverhaltens großer Transistoren. Möchte man einen gekoppelten Oszillator mit Leistungstransistoren realisieren, ohne der in Abbildung 3.8 dargestellten Frequenzobergrenze zu unterliegen, muss eine Phasenkorrektur im Rückkopplungszweig erfolgen. Laut Gleichung (2.11) stellt sich die Oszillation bei der Frequenz ein, die während eines kompletten Schleifenumlaufs eine Phasendrehung von  $n \cdot 2\pi$  erfährt. Beim gekoppelten Oszillator gilt diese Bedingung im übertragenen Sinne auch für die einzelnen der beiden Schaltungshälften, wobei hierfür je  $n \cdot \pi$  erforderlich wird. Prinzipiell kann auch für  $n > 1$  eine phasenrichtige Rückkopplung erreicht werden. Hierbei besteht jedoch die Gefahr mehrdeutiger<sup>9</sup> Schwingbedingungen. Mit der Erhöhung von  $n$  sinkt gleichzeitig die niedrigste mögliche Oszillationsfrequenz, nämlich jene, für die eine Phasendrehung um  $1 \cdot \pi$  erfolgt. Eine wesentliche Rolle dabei spielt der Frequenzgang der Transistorverstärkung, die zu hohen Frequenzen hin abnimmt. Niedrige Frequenzen werden also um einen größeren Betrag verstärkt als hohe. Die Unterdrückung von in diesem Fall entstehenden zu niedrigen, unerwünschten Schwingbedingungen ist generell möglich. Sie fällt jedoch umso schwerer, je höher die Ordnung von  $n$  wird. Im weiteren Verlauf sollen Mehrdeutigkeiten vermieden werden.

---

<sup>9</sup> Sind die Schwingbedingungen nach Strecker und Nyquist bei mehr als einer Frequenz erfüllt, nennt man sie mehrdeutig.

Um einerseits der Problematik von Mehrdeutigkeiten zu entgehen und andererseits wenig Schaltungsfläche zu verbrauchen, soll eine Topologie mit möglichst kurzer Leitungslänge  $l_{fb}$  gefunden werden, die die Phasenbedingung im Grundmode  $n = 1$  erfüllt. Als Konsequenz daraus ist, unter Berücksichtigung der von  $P_{sat}$  abhängigen Phasenverschiebung aus Abbildung 3.10, eine positive Phasenkorrektur der Spannungsübertragungsfunktion erforderlich. Eine passive Struktur mit positivem Phasengang bildet der Hochpass. Da im Fall von Transistoren mit 25 W Sättigungsleistung eine Phase von mehr als  $90^\circ$  kompensiert werden muss, ist ein Hochpass von mindestens zweiter Ordnung notwendig. Abbildung 4.1 zeigt den einzelnen Rückkopplungspfad erweitert um die Elementen  $C_2$  und  $L_4$  die solch einen Hochpass bilden. Dabei übernimmt  $C_2$  gleichzeitig die Funktion des DC-Blocks. Es wird sich noch zeigen, dass es sinnvoll ist, an dieser Stelle eine weitere Induktivität,  $L_5$ , einzubeziehen. Durch sie kann im Zusammenspiel mit  $L_3$  die Distanz zwischen Drainpad und dem Knotenpunkt zwischen Lastimpedanz und Rückkoppelstrecke in der Länge variiert werden. Beim späteren Schaltungslayout verschafft dies einen räumlichen Freiheitsgrad.

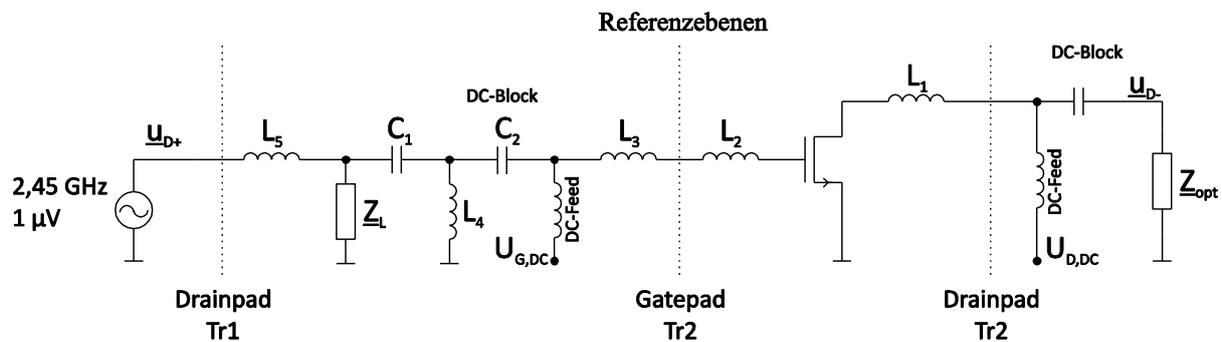


Abbildung 4.1 Einzelner Rückkopplungszweig eines gekoppelten Oszillators mit Phasenkorrektur

Neben der korrekten Justage der Umlaufphase hat das Rückkoppelnetzwerk auch Einfluss auf die Leistungsaufteilung zwischen Rückkoppelzweig und Lastimpedanz  $Z_L$ . Dieser Aspekt ist besonders zur Erzielung einer möglichst hohen Ausgangsleistung und Effizienz von Bedeutung. Ist die rückgekoppelte Leistung zu klein, wird der Transistor nicht stark genug angesteuert, sodass er nur wenig Leistung liefert. Wird zu viel Leistung rückgekoppelt, droht die Zerstörung des Bauteils. Außerdem fehlt diese Leistung dann am Lastwiderstand.

#### 4.1.2 Entwurfsstrategie und Dimensionierungsalgorithmus

Für die erweiterte Schaltung aus Abbildung 4.1 soll in diesem Abschnitt ein Algorithmus zur Abschätzung einer Dimensionierung erarbeitet werden. Man kann sich dafür einer Methode bedienen, die bereits in [Kazi82] angewendet wurde. Sie basiert auf der Darstellung der Oszillatorschaltung als Dreitor, dessen Schaltungselemente sukzessive zusammengefasst werden. Dies geschieht durch Umformung in äquivalente Zweipole. Zusätzlich werden die

Phasenbeziehungen zwischen den Schaltungselementen beschrieben und in einem Gleichungssystem dargestellt. Dessen Lösung ergibt die Parameterwerte der Schaltungselemente. Die Methode aus [Kazi82] wird so erweitert, dass sie auch bei differentiellen Oszillatorschaltungen anwendbar ist. Dabei schafft die Erweiterung um komplexe Lastimpedanzen zusätzliche Freiheitsgrade beim Schaltungslayout. Die Schaltungselemente werden so definiert, dass sie durch simulierte oder gemessene Werte repräsentiert werden können.

Abbildung 4.2 zeigt ein Dreitor, das eine Hälfte des gekoppelten Oszillators repräsentiert. Seine Tore tragen die Bezeichnungen A, EF und H. Sie werden mit den Impedanzen  $\underline{Z}_L$ ,  $\underline{Z}_{opt}$  und  $\underline{Z}_G$  abgeschlossen. Unter der Annahme eines verlustlosen Netzwerks beschreibt Gl. (4.1) das Verhältnis, indem aufgenommene und abgegebene Wirkleistung der Tore zueinander stehen. Eine vollständige Darstellung des Dreitors mit all seinen Netzwerkelementen zeigt Abbildung 4.3. Um später übersichtlich vereinfachen zu können, erfolgt eine abschnittsweise, alphabetische Einteilung des Netzwerks, aus der sich auch die Bezeichnungen der Tore des Dreitors in Abbildung 4.2 ableiten.

$$P_L = P_{out} - P_{in} \tag{4.1}$$

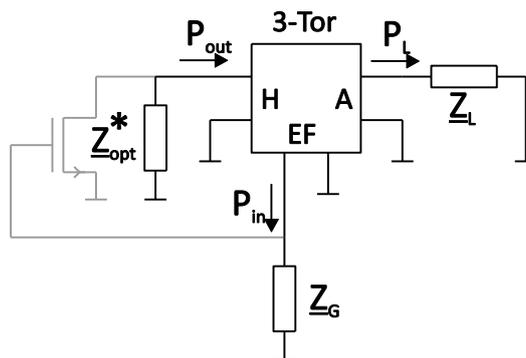


Abbildung 4.2 Rückkoppelnetzwerk des halbseitigen Oszillators in Form eines Dreitors

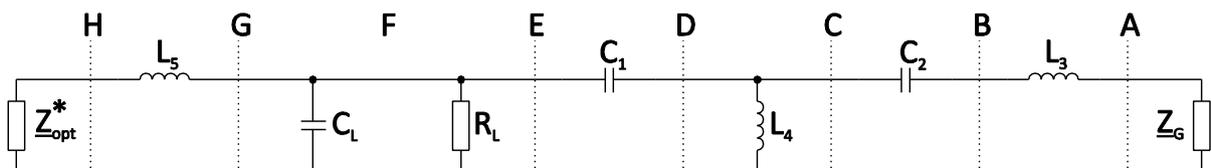


Abbildung 4.3 Netzwerk des Dreitors mit allen Elementen und Unterteilung in Einzelabschnitte

Es folgt die Beschreibung der Vorgehensweise beim schrittweisen Zusammenfassen des Netzwerkes aus Abbildung 4.3. Da die Schaltungselemente für eine festgelegte Oszillationsfrequenz dimensioniert werden sollen, ist es sinnvoll, sie als Impedanzen auszudrücken. Dies führt auf die Ausgangsstruktur, die in Zeile a) der Abbildung 4.4 gezeigt ist. Zur schrittweisen Änderung der Netzwerkdarstellung von Zeile a) bis l) wird eine wechselseitige Transformation äquivalenter Zweitore in Serien- oder Paralleldarstellung vorgenommen, wodurch Nachbarelemente leicht zusammengefasst werden können (siehe A. 5). Die Indices der Schaltungselemente markieren ihre Position zwischen den acht Abschnittsgrenzen A bis H. Impedanzen rechts bzw. links der Abschnittsgrenzen A bzw. H erhalten den Index A bzw. I. Serielle Elemente werden mit Kleinbuchstaben, parallele mit Großbuchstaben bezeichnet. Zwischen den beiden wird mit dem jeweiligen Reaktanzfaktor  $q$  umgerechnet. Hierfür gelten folgende Beziehungen:

$$q = \frac{x}{r} = \frac{R}{X} \quad (4.2)$$

$$R = r(1 + q^2) \quad (4.3)$$

$$X = x \left( 1 + \frac{1}{q^2} \right) \quad (4.4)$$

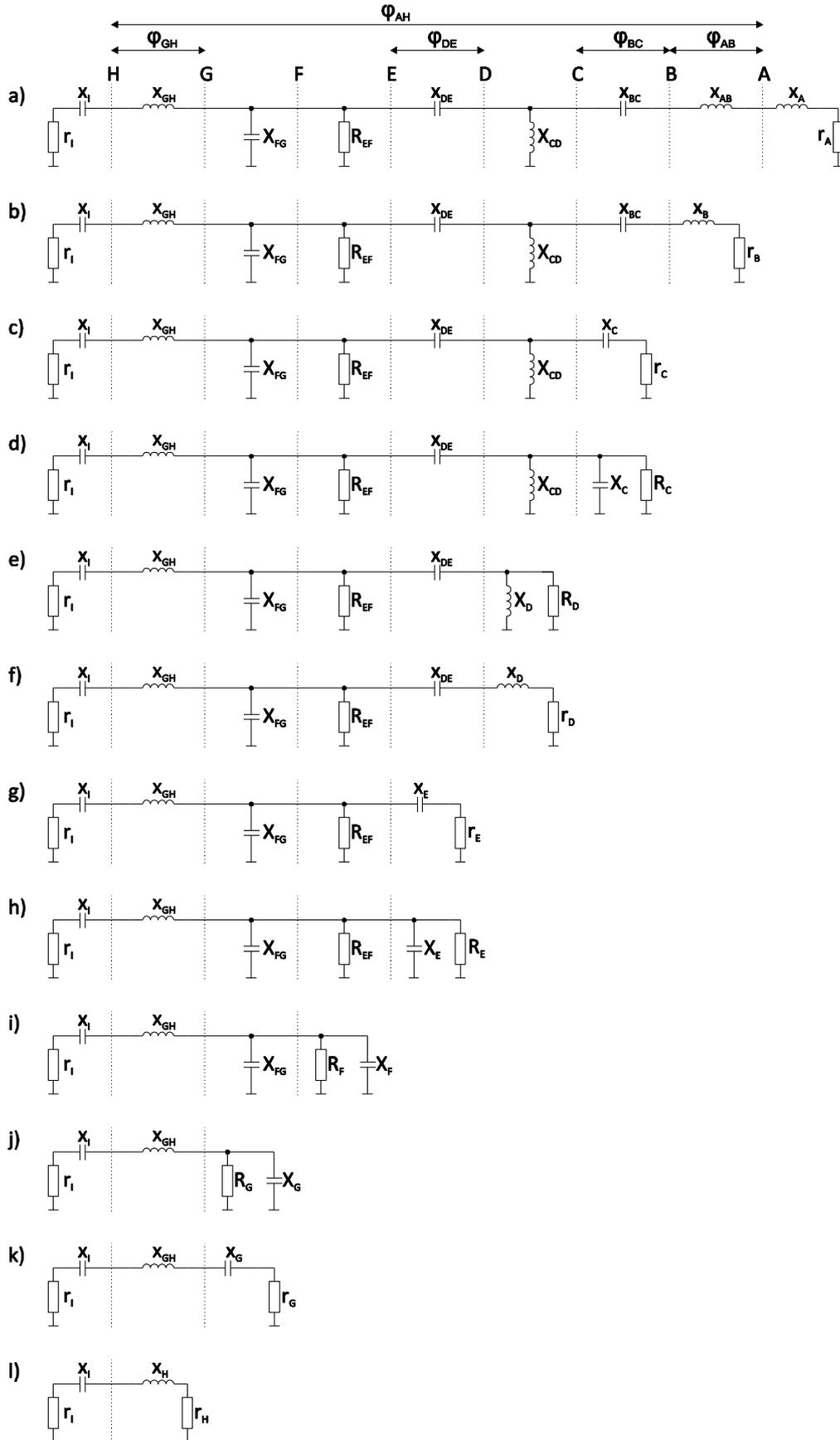


Abbildung 4.4 Sukzessive Netzwerkkumformung des Dreitors mittels äquivalenter Zweitore

Die einzelnen Umformschritte werden nun zeilenweise beschrieben:

**Zeile a) :**

Real- bzw. Imaginärteil der Gateimpedanz werden als  $r_A$  bzw.  $x_A$  und ihr zugehöriger Reaktanzfaktor als  $q_A$  bezeichnet.

$$r_A = \operatorname{re}\{Z_{Gate}\} \quad (4.5)$$

$$x_A = \operatorname{im}\{Z_{Gate}\} \quad (4.6)$$

$$q_A = \frac{x_A}{r_A} = \frac{R_A}{X_A} \quad (4.7)$$

Analog stehen  $r_I$  und  $x_I$  für die Impedanz am Drain des angeschlossenen Transistors, was dem konjugiert komplexen Wert von  $Z_{opt}$  gleichzusetzen ist. Dabei entsprechen die Abschnittsgrenzen A und H den Referenzebenen von Gate- und Drainpad, wie sie in Abbildung 2.8 verzeichnet sind.

$$r_I = \operatorname{re}\{Z_{opt}\} \quad (4.8)$$

$$x_I = \operatorname{im}\{Z_{opt}^*\} \quad (4.9)$$

**Zeile b) :**

Die Zusammenfassung der Schaltung beginnt vom rechten äußeren Schaltungsrand her. Die Elemente werden dabei mit denen im linksseitig angrenzenden Abschnitt zusammengefasst. Beim Übergang von Zeile a) zu b) ist der Serienwiderstand  $r_B$  mit  $r_A$  identisch, während sich  $x_B$  aus  $x_A$  und  $x_{AB}$  zusammensetzt.

$$r_B = r_A \quad (4.10)$$

$$x_B = x_A + x_{AB} \quad (4.11)$$

**Zeile c) :**

Beim Übergang zu dieser Zeile werden  $x_B$  und  $x_{BC}$  zusammengefasst, während  $r_C$  dem Wert von  $r_B$  entspricht.

$$r_C = r_B \quad (4.12)$$

$$x_C = x_B + x_{BC} \quad (4.13)$$

**Zeile d) :**

Für die aktuell rechts außen liegenden Elemente wird nun erstmals zwischen Serien- und Paralleldarstellung gewechselt. Die Elemente des Parallelzweipols lauten:

$$R_C = r_C (1 + q_C^2) \quad (4.14)$$

$$X_C = x_C \left( 1 + \frac{1}{q_C^2} \right) \quad (4.15)$$

$$q_C = \frac{x_C}{r_C} = \frac{R_C}{X_C}. \quad (4.16)$$

**Zeile e) :**

Die Zusammenfassung der parallelen Reaktanzen  $X_C$  und  $X_{CD}$  führt auf das Ersatzelement  $X_D$ , während sich  $R_D$  unverändert aus  $R_C$  ergibt.

$$R_D = R_C \quad (4.17)$$

$$X_D = \frac{X_{CD} \cdot X_C}{X_{CD} + X_C} \quad (4.18)$$

**Zeile f) :**

$R_D$  und  $X_D$  werden nun erstmalig in eine Darstellung mit äquivalenten Serienelementen  $r_D$  und  $x_D$  rücküberführt. Erneut wird dafür der zugehörige Reaktanzfaktor herangezogen, in diesem Fall  $q_D$ .

$$r_D = \frac{R_D}{1 + q_D^2} \quad (4.19)$$

$$x_D = \frac{X_D}{1 + \frac{1}{q_D^2}} \quad (4.20)$$

$$q_D = \frac{x_D}{r_D} = \frac{R_D}{X_D} \quad (4.21)$$

Damit sind die grundlegenden Umformungen je einmal durchgeföhrt und kommentiert worden. Die weitere Zusammenfassung folgt dem gleichen Muster, weshalb von hier an auf eine weitere Erläuterung verzichtet wird.

**Zeile g) :**

$$r_E = r_D \quad (4.22)$$

$$x_E = x_{DE} + x_D \quad (4.23)$$

**Zeile h) :**

$$R_E = r_E (1 + q_E^2) \quad (4.24)$$

$$X_E = x_E \left( 1 + \frac{1}{q_E^2} \right) \quad (4.25)$$

$$q_E = \frac{x_E}{r_E} = \frac{R_E}{X_E} \quad (4.26)$$

**Zeile i) :**

$$R_F = \frac{R_{EF} \cdot R_E}{R_{EF} + R_E} \quad (4.27)$$

$$X_F = X_E \quad (4.28)$$

**Zeile j) :**

$$R_G = R_F \quad (4.29)$$

$$X_G = \frac{X_{FG} \cdot X_F}{X_{FG} + X_F} \quad (4.30)$$

$$q_F = \frac{x_F}{r_F} = \frac{R_F}{X_F} \quad (4.31)$$

**Zeile k) :**

$$r_G = \frac{R_G}{1 + q_G^2} \quad (4.32)$$

$$x_G = \frac{X_G}{1 + \frac{1}{q_G^2}} \quad (4.33)$$

$$q_G = \frac{x_G}{r_G} = \frac{R_G}{X_G} \quad (4.34)$$

**Zeile l) :**

$$r_H = r_G \quad (4.35)$$

$$x_H = x_{GH} + x_G \quad (4.36)$$

$$q_H = \frac{x_H}{r_H} = \frac{R_H}{X_H} \quad (4.37)$$

An dieser Stelle ist die Zusammenfassung des Netzwerks abgeschlossen. Da es sich bei dem Verfahren um äquivalente Umformungen handelt, beschreiben sämtliche Gleichungen ein und dasselbe Netzwerk. Alle 34 gezeigten Gleichungen sind zudem linear unabhängig voneinander. Um eine selbsterregte Schwingung mit definierter Frequenz bei gleichzeitig maximaler Leistungsabgabe an die Lastimpedanz zu ermöglichen, müssen simultan zwei Bedingungen erfüllt sein. Sie sollen Leistungsbedingung und Phasenbedingung heißen.

Die Leistungsbedingung stellt sicher, dass:

1. die Transistoren auf eine Last nahe  $Z_{opt,P}$  arbeiten.
2. das Transistorgate mit dem richtigen Leistungspegel angesteuert wird. Ist dieser zu klein, bleibt auch die Ausgangsleistung  $P_{out}$  klein. Ein zu hoher Pegel hingegen kann die Transistoren schädigen oder zerstören.

#### *Festlegung des Ausgangspegels $P_{out}$ :*

Unter Berücksichtigung der Transistorsättigungsleistung  $P_{sat}$  des eingesetzten Transistors ist zunächst ein realistischer Ausgangsleistungspegel  $P_{out}$  festzulegen. Ist dieser definiert, können auch  $G_a$  und  $Z_{opt,P}$  als bekannt gelten. Die für den FBH GaN-HEMT gültigen Daten sind in Abschnitt 2.5.2 angegeben.

#### *Gewährleistung einer optimalen Transistorlastimpedanz:*

Eine optimale Transistorlastimpedanz ist gewährleistet, wenn die Gleichungen (4.38) und (4.39) gelten.

$$r_i = re\{Z_{opt}\} \quad (4.38)$$

$$x_i = -im\{Z_{opt}\}. \quad (4.39)$$

#### *Bestimmung des optimalen Lastwiderstands $R_L$ :*

Der optimale Lastwiderstand  $R_L = re\{Z_{opt}\}$  des Oszillators ist mit  $R_{EF}$  identisch. Ausgangs- und Eingangsleistung eines Transistors sind allgemein über dessen Leistungsgewinn<sup>10</sup>  $G$  miteinander verknüpft. Er variiert abhängig von der Impedanzbeschaltung an Ein- und Ausgang. Der Wert wird maximal, wenn der Ausgang des Transistors mit  $Z_{opt,P}$  abgeschlossen wird und gleichzeitig konjugiert komplexe Anpassung zur Signalquelle am Eingang herrscht. In diesem Fall spricht man vom verfügbaren Leistungsgewinn  $G_a$ . Im Fall des Oszillators hängt die Eingangsanpassung des Transistors jedoch von den Elementen des Rückkoppelzweiges ab, welche im Verlauf dieses Dimensionierungsvorgangs erst bestimmt werden. Daraus ergibt sich ein Zirkelbezug. Es wird deshalb vereinfacht angenommen, dass der tatsächliche Übertragungsgewinn nicht übermäßig von  $G_a$  abweicht. Es gilt dann Gleichung (4.40), die das Verhältnis  $R_E/R_F$  vorgibt. Die Größe  $u_F$  bezeichnet die Knotenspannung an der Abschnittsgrenze F (siehe Abbildung 4.4).

<sup>10</sup> Engl.: transducer power gain, Definition siehe [Hoff97, S.155]

$$G \approx G_a = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\left( \frac{1}{\sqrt{2}} |u_F| \right)^2 R_F}{\left( \frac{1}{\sqrt{2}} |u_F| \right)^2 R_E} = \frac{R_E}{R_F} \quad (4.40)$$

Die Bedingungen zur Erzielung der maximalen Ausgangsleistung lassen sich demnach anhand dreier linear unabhängiger Gleichungen ausdrücken.

Die Phasenbedingung stellt sicher, dass die Umlaufphase eines Signals innerhalb der geschlossenen Schleife bei der gewünschten Oszillationsfrequenz genau  $360^\circ$  beträgt. Es sei erneut daran erinnert, dass die hier gezeigte Entwurfsstrategie auf der Betrachtung eines Einzelzweigs des gekoppelten Oszillators beruht und dabei ausschließlich die Verhältnisse im Gegentaktmode betrachtet werden. Mit Blick auf Abbildung 4.4 gilt dann die Phasenbeziehung

$$\varphi_{Tr} + \varphi_{AH} = -180^\circ. \quad (4.41)$$

Aus Abschnitt 2.5.2 ist bekannt, dass auch  $\varphi_{Tr}$  von  $P_{out}$  abhängt.

Außerdem gilt:

$$\varphi_{AH} = \varphi_{AB} + \varphi_{BC} + \varphi_{DE} + \varphi_{GH}, \quad (4.42)$$

$$\varphi_{AB} = \varphi_A - \varphi_B, \quad (4.43)$$

$$\varphi_{BC} = \varphi_B - \varphi_C, \quad (4.44)$$

$$\varphi_{DE} = \varphi_D - \varphi_E, \quad (4.45)$$

$$\varphi_{GH} = \varphi_G - \varphi_H. \quad (4.46)$$

Gemäß der Ausführungen zur Methode der äquivalenten Zweipole in A. 5 können die Phasen als Funktion der zugehörigen Reaktanzfaktoren wie folgt ausgedrückt werden:

$$\varphi_A = \arctan(q_A), \quad (4.47)$$

$$\varphi_B = \arctan(q_B), \quad (4.48)$$

$$\varphi_C = \arctan(q_C), \quad (4.49)$$

$$\varphi_D = \arctan(q_D), \quad (4.50)$$

$$\varphi_E = \arctan(q_E), \quad (4.51)$$

$$\varphi_G = \arctan(q_G), \quad (4.52)$$

$$\varphi_H = \arctan(q_H). \quad (4.53)$$

Die Beschreibungsgleichung zur Erfüllung der Phasenbedingung lautet folglich:

$$\varphi_{Tr} + \arctan(q_A) - \arctan(q_C) + \arctan(q_D) - \arctan(q_E) + \arctan(q_G) - \arctan(q_H) = -180^\circ \quad (4.54)$$

Bisher wurden insgesamt 37 linear unabhängige Dimensionierungsgleichungen entwickelt, in denen insgesamt 46 Variablen verwendet werden. Ein solches Gleichungssystem ist unterbestimmt. Um eine eindeutige Lösung zu erhalten, müssen neun der Variablen als Randbedingungen festgelegt werden. Dazu zählen alle sechs Transistorparameter, da sie durch das Bauteil vorgegeben sind. Die übrigen drei Variablen sind aus den Elementen des Rückkoppelnetzwerkes auszuwählen.

*Festlegung der Transistorparameter:*

|                                    |                        |
|------------------------------------|------------------------|
| $re\{Z_{opt,P}\}, im\{Z_{opt,P}\}$ | (siehe Abbildung 2.9)  |
| $re\{Z_{Gate}\}, im\{Z_{Gate}\}$   | (siehe Abbildung 2.10) |
| $\varphi_{Tr}$                     | (siehe Abbildung 2.12) |
| $G_a$                              | (siehe Abbildung 2.11) |

*Festgelegte Elemente des Rückkoppelnetzwerkes:*

Auf HF-Platinen werden induktive Bauteile häufig durch Leitungen realisiert. Länge und Breite variieren mit dem gewünschten Impedanzwert und beeinflussen die Schaltungsgeometrie maßgeblich. Festinduktivitäten mit definiertem Footprint existieren, streuen aber verhältnismäßig stark. Verglichen damit lassen sich mit Festkapazitäten deutlich höhere Genauigkeiten erzielen. Auch gibt es gute Lösungen für abstimmbare Kapazitäten, während solche Trimmer für Induktivitäten fehlen. Es erscheint daher sinnvoll, die Werte induktiver Elemente festzulegen und sie den Platzverhältnissen auf der Platine anzupassen. Im folgenden Beispiel seien deshalb  $X_{AB}$ ,  $X_{GH}$  und  $X_{CD}$  festgelegt.

Betrachtet man Gl. (4.54) wird klar, welche Schwierigkeiten bei der Lösung des Gesamtgleichungssystems entstehen. Mehrere Variablen werden über die Arkustangensfunktion definiert. Sie ist die Umkehrfunktion des Tangens. Jedoch gilt sie nur für einen eingeschränkten Definitionsbereich des Tangens, nämlich zwischen  $-90^\circ$  und  $+90^\circ$ . Damit ist der Arkustangens mehrdeutig [Bron69, S.161] und eine eindeutige analytische Lösung des Gleichungssystems ausgeschlossen. Alternativ besteht nur die Möglichkeit einer

numerischen Lösung. Eine solche wurde in Mathematica Quellcode umgesetzt und ist in A. 6 wiedergegeben.

Zur Abschätzung der Genauigkeit des gezeigten Dimensionierungsalgorithmus (DA) werden dessen Ergebnisse denen einer vollständigen Oszillatoranalyse mit Harmonic Balance in ADS gegenübergestellt. Da die HB-Rechnung eine vollständige Oszillatorschaltung voraussetzt, wird dazu die Schaltung aus Abbildung 4.1 um die fehlende Hälfte ergänzt, sodass die Topologie in Abbildung 4.5 entsteht. Eine Routine optimiert die Werte der Netzwerkelemente so, dass die Oszillationsfrequenz und Ausgangsleistung in einem engen Toleranzbereich liegen. Für die Frequenz liegt dieser Bereich bei  $2450 \pm 0,5$  MHz, während die Ausgangsleistung um weniger als  $\pm 50$  mW vom Sollwert abweichen darf.

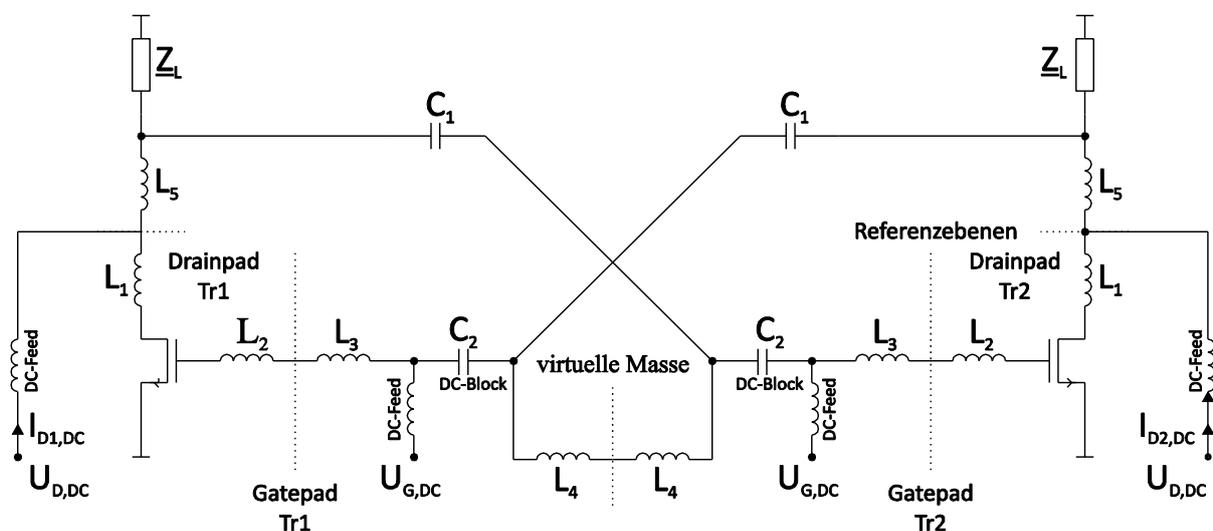


Abbildung 4.5 Vollständige Oszillatorschaltung zur Grosssignalanalyse in ADS

Der Designalgorithmus verlangt als Eingangsgrößen nach den Transistorparametern. Sie wurden für vier verschiedene Ausgangsleistungen aus Abbildung 2.9 bis Abbildung 2.12 extrahiert und mit Hinweis auf das zugehörige Sättigungsniveau in Tabelle 4.1 übertragen. Zusätzlich werden für zwei Testfälle die induktiven Elemente  $L_3$ ,  $L_4$  und  $L_5$  des Rückkoppelnetzwerkes festgelegt und ihre Werte in Tabelle 4.2 dargestellt. Anhand der beiden Fälle soll ein Eindruck über die Präzision der Berechnung im Vergleich zur vollständigen HB-Analyse gewonnen werden. Beide Testfälle entsprechend annähernd den Bedingungen späterer Prototypen.

**Tabelle 4.1** Transistorparameter bei vier verschiedenen Ausgangsleistungen;  $U_{D,DC} = 32V$ ,  $U_{G,DC} = -1.7V$ 

| $P_{out}$ | Sättigungsniveau | $Z_{opt,P}$              | $Z_G$                    | $G_a$  | $\varphi_{Tr}$ |
|-----------|------------------|--------------------------|--------------------------|--------|----------------|
| 20,2 W    | 25% $P_{sat}$    | $(4,428 + j5,720)\Omega$ | $(0,958 + j1,062)\Omega$ | 84,247 | 25,636°        |
| 50,3 W    | 63% $P_{sat}$    | $(4,926 + j3,843)\Omega$ | $(1,140 + j1,127)\Omega$ | 57,438 | 24,633°        |
| 67,4 W    | 84% $P_{sat}$    | $(5,050 + j2,390)\Omega$ | $(1,226 + j1,058)\Omega$ | 43,823 | 23,252°        |
| 80,1 W    | 100% $P_{sat}$   | $(5,489 + j1,484)\Omega$ | $(1,150 + j1,077)\Omega$ | 31,525 | 13,665°        |

**Tabelle 4.2** Vordefinierte Elemente des Rückkoppelnetzwerks für die Testfälle 1 und 2

| Testfall | $L_3$      | $L_4$       | $L_5$      |
|----------|------------|-------------|------------|
| 1        | 1,50958 nH | 0,969409 nH | 0 nH       |
| 2        | 1,50958 nH | 0,969409 nH | 2,26572 nH |

Tabelle 4.3 zeigt die errechneten Werte der unbekanntenen Netzwerkelemente im Testfall 1, wobei  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_L$  und  $L_L$  im direkten Vergleich der Methoden dargestellt sind. Mit DA überschriebene Spalten beinhalten Ergebnisse des Dimensionierungsalgorithmus. Spalten mit HB enthalten solche aus der HB-Oszillatoranalyse mit ADS. Analog dazu ergibt sich Tabelle 4.4 für den Testfall 2. Bemerkenswert ist hier, dass die errechnete Lastimpedanz in einen Fall induktiv ( $L_L$ ) und im anderen kapazitiv ( $C_L$ ) ausfällt.

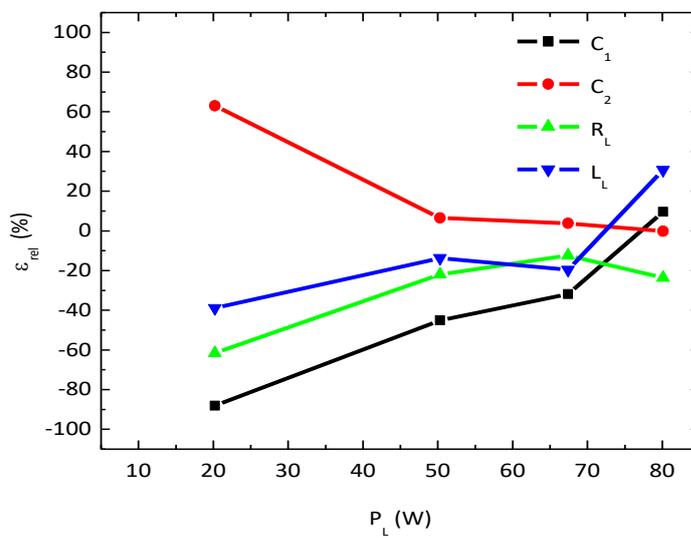
Abbildung 4.6 und Abbildung 4.7 stellen die Abweichungen der Ergebnisse als relativen Fehler  $\varepsilon_{rel}$ , bezogen auf die HB-Ergebnisse, graphisch dar. Die Genauigkeit der Rechnung nimmt mit steigender Ausgangsleistung zu. Bei  $P_{out} = P_{sat}$  werden alle Werte mit einem Fehler von weniger als 30% vorhergesagt, für einzelne Werte liegen die Genauigkeiten teils deutlich darüber.

**Tabelle 4.3** Vergleich der Berechnungsergebnisse der unbekanntenen Netzwerkelemente von Testfall 1

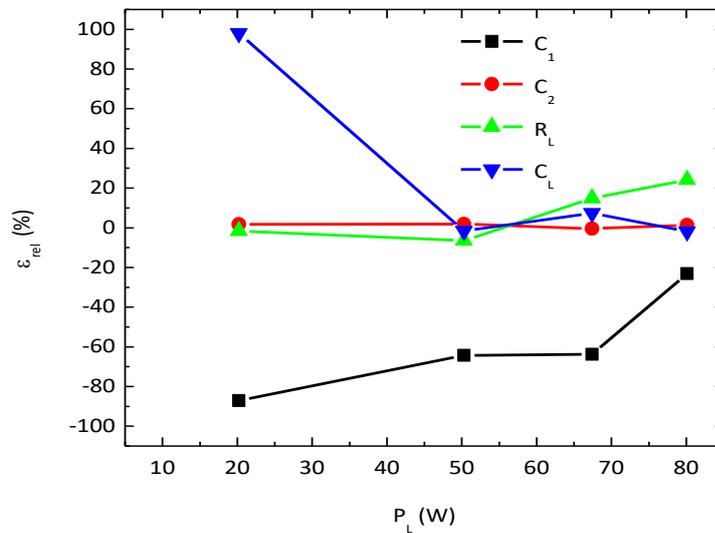
| 1. Testfall | $P_{out} = 20,2 W$ |         | $P_{out} = 50,3 W$ |         | $P_{out} = 67,4 W$ |         | $P_{out} = 80,1 W$ |         |
|-------------|--------------------|---------|--------------------|---------|--------------------|---------|--------------------|---------|
|             | DA.                | HB      | DA.                | HB      | DA.                | HB      | DA.                | HB      |
| $C_1$ (pF)  | 0,4324             | 3,62246 | 0,53995            | 0,98304 | 0,57999            | 0,85065 | 0,53656            | 0,48986 |
| $C_2$ (pF)  | 1,72754            | 1,05977 | 1,69242            | 1,5896  | 1,66592            | 1,60416 | 1,64129            | 1,64375 |
| $R_L$ (pF)  | 11,9589            | 31,1314 | 8,06451            | 10,3369 | 6,32545            | 7,22343 | 6,07471            | 7,94848 |
| $L_L$ (nH)  | 0,57346            | 0,93836 | 0,63609            | 0,73682 | 0,81936            | 1,01925 | 1,3692             | 1,04737 |

**Tabelle 4.4** Vergleich der Berechnungsergebnisse der unbekanntenen Netzwerkelemente von Testfall 2

| 2. Testfall | $P_{\text{out}} = 20,2 \text{ W}$ |       | $P_{\text{out}} = 50,3 \text{ W}$ |       | $P_{\text{out}} = 67,4 \text{ W}$ |       | $P_{\text{out}} = 80,1 \text{ W}$ |       |
|-------------|-----------------------------------|-------|-----------------------------------|-------|-----------------------------------|-------|-----------------------------------|-------|
|             | DA.                               | HB    | DA.                               | HB    | DA.                               | HB    | DA.                               | HB    |
| $C_1$ (pF)  | 0,065                             | 0,504 | 0,066                             | 0,185 | 0,066                             | 0,182 | 0,073                             | 0,095 |
| $C_2$ (pF)  | 1,580                             | 1,553 | 1,590                             | 1,561 | 1,601                             | 1,609 | 1,607                             | 1,586 |
| $R_L$ (pF)  | 198,8                             | 202,0 | 204,0                             | 218,2 | 219,1                             | 190,7 | 215,5                             | 173,6 |
| $C_L$ (pF)  | 2,105                             | 1,063 | 1,968                             | 1,999 | 1,879                             | 1,749 | 1,812                             | 1,846 |



**Abbildung 4.6** Testfall 1: Relativer Fehler zwischen den Berechnungsmethoden



**Abbildung 4.7** Testfall 2: Relativer Fehler zwischen den Berechnungsmethoden

Die Ursachen der Abweichungen sind an unterschiedlichen Stellen zu suchen. Einerseits wird vereinfacht eine geöffnete anstatt einer geschlossenen Schleife betrachtet. Zum anderen entstammen die Werte von  $G$  nur einer Schätzung (siehe Gl. (4.40)). Obwohl die Genauigkeiten, die mit dem Dimensionierungsalgorithmus erzielt wurden, eine vollständige HB-Oszillatoranalyse nicht überflüssig machen, liefern sie sehr wertvolle Resultate. Die berechneten Werte eignen sich hervorragend als Startwerte für eine Optimierungsrechnung der Oszillatorschaltung. Ohne geeignete Startwerte und Einschränkungen des Suchbereichs ist die erfolgreiche Lösung eines Optimierungsproblems dieser Art mit vier Variablen weitgehend aussichtslos. Dies gilt insbesondere für HB-Oszillatoranalysen, da die Algorithmen hier zusätzlich auf gute Schätzungen der erwarteten Oszillationsfrequenz angewiesen sind (vgl. Abschnitt 2.4.2).

## 4.2 Synthese des Netzwerks zur Impedanzanpassung am Oszillatorknoten

Abschnitt 4.1.2.6 hat gezeigt, dass für die maximale Leistungsabgabe im Allgemeinen eine komplexe Lastimpedanz  $\underline{Z}_L$  erforderlich ist. Der Wert dieser Impedanz dürfte in kaum einem Fall mit der erforderlichen Systemimpedanz  $Z_0$  im Umfeld der Anwendung kompatibel sein. Es ist deshalb notwendig,  $\underline{Z}_L$  in eine brauchbare Impedanz  $Z_0$  zu überführen. In der Mehrheit der Fälle wird hierfür ein Wert von  $50 \Omega$  günstig sein. Generell eignen sich für die Impedanztransformation eine Vielzahl reaktiver Anpassschaltungen. Im Hinblick auf die Besonderheiten des Oszillators bestehen jedoch spezielle Anforderungen, die Einschränkungen sinnvoll erscheinen lassen. Bei den praktisch realisierten Prototypen werden später zwei unterschiedliche Anpassnetzwerke eingesetzt, die im Folgenden vorgestellt werden.

### 4.2.1 Einfache Transformationsleitung

Abbildung 4.8 zeigt eine Anpassstruktur, die aus einer einfachen Transformationsleitung besteht. Ihre Transformationseigenschaften werden durch Gl. (4.55) bestimmt, wobei  $Z_{Ltg}$  den Wellenwiderstand und  $l_{Ltg}$  die Länge der Leitung beschreibt. Diese beiden Freiheitsgrade stehen zur Lösung eines Anpassungsproblems zur Verfügung.  $\lambda_{Ltg}$  gibt die Wellenlänge auf der Leitung an.  $\underline{Z}'_L$  steht für die transformierte Lastimpedanz  $\underline{Z}_L$ .

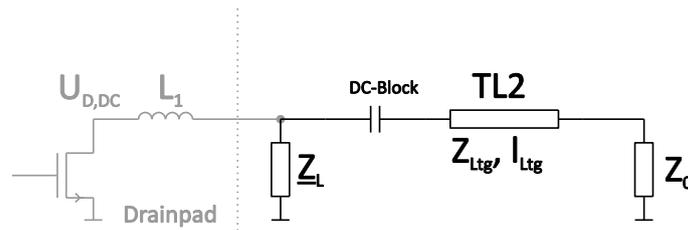


Abbildung 4.8 Anpassschaltung mit einfacher Transformationsleitung

$$\underline{Z}'_L = Z_{Ltg} \frac{\underline{Z}_L + j \cdot Z_{Ltg} \cdot \tan\left(2\pi \frac{l_{Ltg}}{\lambda_{Ltg}}\right)}{Z_{Ltg} + j \cdot \underline{Z}_L \cdot \tan\left(2\pi \frac{l_{Ltg}}{\lambda_{Ltg}}\right)} \quad (4.55)$$

Am Beispiel der beiden Testfälle des vorangegangenen Abschnitts soll gezeigt werden, dass die einfache Transformationsleitung nicht in jedem Fall zur Anpassung geeignet ist. Zur Veranschaulichung dessen wird für die beiden unterschiedlichen Werte  $\underline{Z}_L$  der Testfälle 1 und 2 die jeweils beste Impedanzanpassung ermittelt, die mit einer einfachen Leitung ohne weitere Einschränkungen theoretisch erzielbar ist. Als qualitatives Maß der Anpassung dient der Reflexionsfaktor  $\Gamma$ .

$$\Gamma = \frac{\underline{Z}'_L - Z_0}{\underline{Z}'_L + Z_0} \quad (4.56)$$

Die angesprochenen Werte  $\underline{Z}_L$  sind den Spalten für  $P_{\text{out}} = 67,4\text{W}$  aus Tabelle 4.3 und Tabelle 4.4 entnommen. Umgerechnet in die Serienerstschaltung erhält man im Fall 1  $\underline{Z}_{L,V1} = (5,96 + j 2,74)\Omega$  und im Fall 2  $\underline{Z}_{L,V2} = (6,97 - j 35,78)\Omega$ . Der Verlauf des minimal möglichen Reflexionsfaktors  $\Gamma_{\text{min}}$  zusammen mit der zugehörigen optimalen Leitungslänge  $l_{Ltg,opt}$  ist in Abbildung 4.9 als Funktion des Leitungswellenwiderstands aufgetragen. Man erkennt, dass die Anpassung für  $\underline{Z}_{L,V1}$  für  $Z_{Ltg} = 17\Omega$  perfekt realisierbar ist. Deutlich wird auch, dass für  $\underline{Z}_{L,V2}$  auf diese einfache Weise keine befriedigende Anpassung zu erzielen ist. Eine Illustration des Transformationspfads im Smithdiagramm liefert die Abbildung 4.10.

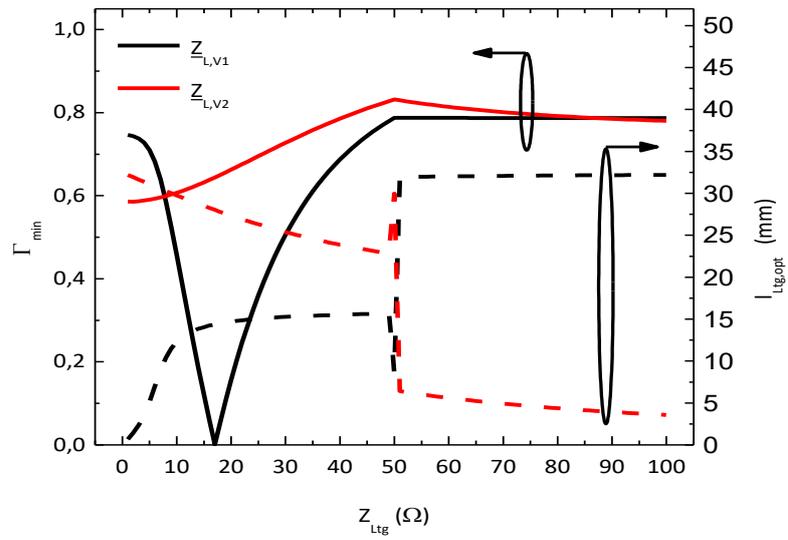


Abbildung 4.9 Minimaler Reflexionsfaktor mit zugehöriger optimaler Leitungslänge

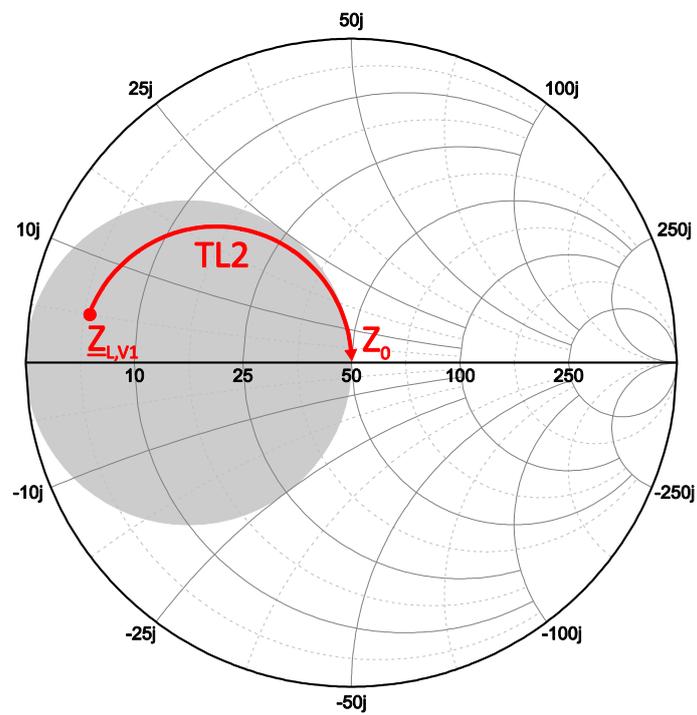
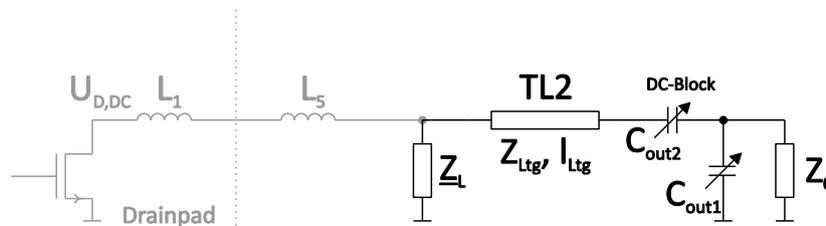


Abbildung 4.10 Transformationspfad bei der Anpassung von  $Z_{L,V1}$

Eine einfache Transformationsleitung kann nur bei Lastimpedanzen eingesetzt werden, die sich innerhalb des in Abbildung 4.10 grau hinterlegten Bereichs befinden. Einschränkend kommt hinzu, dass die erforderliche Leitungsimpedanz auch praktisch darstellbar sein muss. Ist dies der Fall, bietet sich damit eine sehr einfache Lösung des Anpassproblems. Einmal hergestellt, bietet die Struktur jedoch keine Abgleichmöglichkeit. Die Anwendung am Prototyp wird in Abschnitt 4.3.1 gezeigt.

#### 4.2.2 Transformationsleitung mit kapazitivem Spannungsteiler

Eine Anpassstruktur, bestehend aus Transformationsleitung und kapazitivem Spannungsteiler am lastseitigen Ende zeigt die Abbildung 4.11. Zusätzlich zur einfachen Transformationsleitung sind hier die Elemente  $C_{out1}$  und  $C_{out2}$  enthalten.



**Abbildung 4.11** Anpassschaltung mit Transformationsleitung und kapazitivem Spannungsteiler

Im Vergleich zur einfachen Leitung erweitert diese Topologie den Bereich der Impedanzen  $Z_L$ , die an die Systemimpedanz angepasst werden können. Da stets mit gewissen Differenzen zwischen simuliertem und tatsächlichem Schaltungsverhalten zu rechnen ist, bietet ein Design mit änderbaren Parametern die Möglichkeit, im Bedarfsfall nachzustimmen. Dazu können  $C_{out1}$  und  $C_{out2}$  als Kapazitätstrimmer oder leicht austauschbare Festwertkondensatoren ausgeführt werden. Um sie leicht justieren zu können, werden sie am Schaltungsrand platziert. Den Transformationspfad im Smith-Diagramm zeigt Abbildung 4.12.

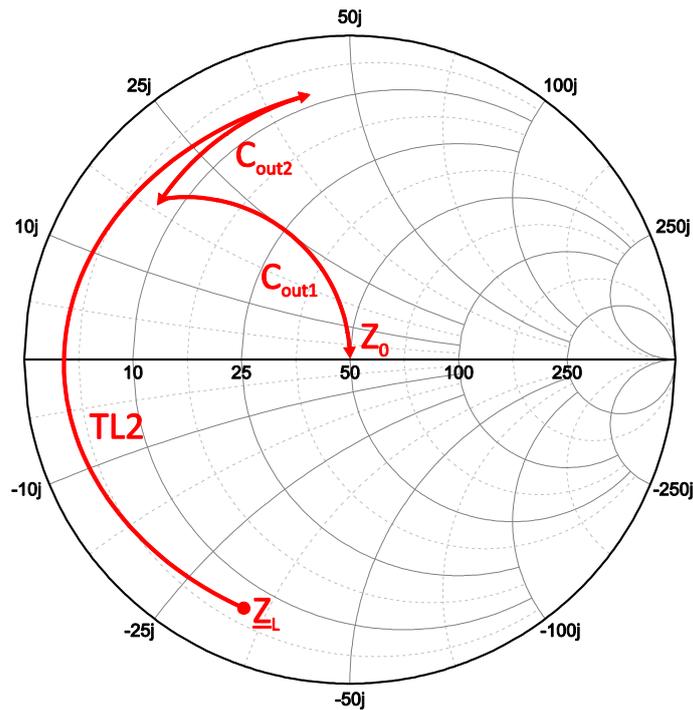


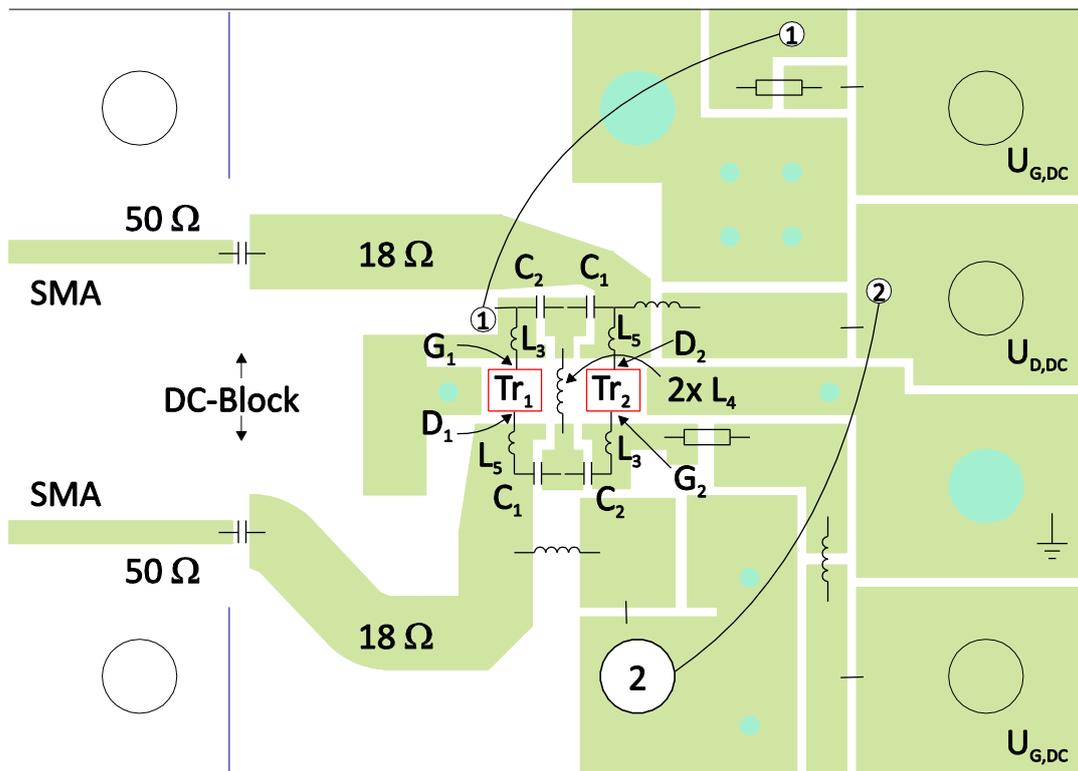
Abbildung 4.12 Transformationspfad bei der Anpassung von  $Z_{L,V2}$

### 4.3 Praktischer Entwurf

Der folgende Abschnitt beschreibt den Entwurf zweier Oszillatorschaltungen. Ausgehend von ersten geometrischen Überlegungen werden alle Schritte bis hin zu den gemessenen Resultaten der fertigen Prototypen erläutert.

#### 4.3.1 Prototyp 1

Als erstes Versuchsmuster wird eine Struktur mit einfacher Transformationsleitung am Ausgang entworfen [BaHe13]. In Abbildung 4.13 ist die Oberseite der 510  $\mu\text{m}$  dicken Leiterplatte aus dem Material Rogers 4003 abgebildet, deren Rückseite vollflächig mit einer kupfernen Trägerplatte verlötet ist. Die Transistoren sitzen, wie in Abschnitt 2.5 beschrieben, nackt innerhalb einer Aussparung der Platine und sind ebenfalls auf dem Kupferträger verlötet. In der Abbildung sind schematisch die wesentlichen Schaltungselemente eingezeichnet. Man erkennt, dass die Elemente  $C_1$  dicht am Drainpad der Transistoren positioniert sind, sodass  $L_5$  gering ist (vgl. Abbildung 4.5). Auch der Abstand der Transistoren ist sehr klein gewählt, woraus auch für  $L_3$  ein kleiner Wert resultiert. Aus Platzgründen kann  $L_4$  hier nicht als planare Leitungsstruktur realisiert werden und muss stattdessen durch einen gebogenen Silberdraht hergestellt werden. Anhand der Geometrie wird die Induktivität dieses Drahtbogens auf etwa 3,5 nH geschätzt.



**Abbildung 4.13** Prototyp 1: Layout mit schematischer Darstellung der wesentlichen Schaltungselemente

Alle Versorgungsspannungen der Gate- und Drainanschlüsse werden von rechts zugeführt. Um auch den Transistor  $Tr_1$  anschließen zu können, ist die Verdrahtung in einer zweiten Ebene erforderlich. Mit den Ziffern „1“ und „2“ sind die Netzverbindungen in der zweiten Ebene gekennzeichnet. Durchkontaktierungen zur Rückseite sind blau dargestellt und als Blindnieten oder Schrauben ausgeführt. Etwa die Hälfte der Schaltungsfläche wird durch zwei parallele  $50\ \Omega$ -Leitungen beansprucht, die aber für die Funktionsweise des Oszillators unbedeutend sind.

Ziel dieses ersten Designs ist die Maximierung der Gesamtausgangsleistung für 32 V Drainversorgungsspannung bei einer festen Oszillationsfrequenz innerhalb des 2,4 GHz ISM Bandes. Der Entwicklungsablauf gliedert sich in vier Teilschritte, die im Folgenden beschrieben werden:

### 1. Schritt: Dimensionierungsalgorithmus:

Eine Abschätzung der Geometrie aus Abbildung 4.13 ergibt für  $L_3$  und  $L_5$  jeweils Werte von 0,6 nH bzw. 0,4 nH, welche aus etwa 2 mm Leitungslänge sowie Leitungsbreiten von 1,5 mm bzw. 2,3 mm resultieren. Mit den Transistorparametern für 67,4 W (siehe Tabelle 4.1), liefert der Dimensionierungsalgorithmus die Werte der unbekanntenen Netzwerkelemente

entsprechend Tabelle 4.5. Man erkennt, dass  $\underline{Z}_L$  in einem Bereich liegt, der eine Anpassung mit einfacher Transformationsleitung grundsätzlich zulässt (vgl. Abbildung 4.10).

### 2. Schritt: HB-Optimierung (ohne Layout):

Der zweite Schritt basiert auf der Schaltung in Abbildung 4.5. Wie bereits erwähnt, werden die unbekannten Schaltungselemente ( $C_1$ ,  $C_2$  und  $\underline{Z}_L$ ) hierbei durch eine Optimierungsroutine des Schaltungssimulators ermittelt. Oszillationsfrequenz und Ausgangsleistung werden dazu mittels Harmonic Balance Analyse berechnet und die Ergebnisse mit Sollwerten verglichen. Die Werte der Schaltungselemente werden so lange variiert, bis die Berechnungsergebnisse innerhalb der geforderten Toleranzbereiche liegen. Als Zielleistung werden 67,4 W festgelegt. Das Resultat zeigt Tabelle 4.5. Es ist einfach nachvollziehbar, dass die Transformationsleitung zur optimalen Lastanpassung einen Wellenwiderstand  $Z_{Ltg,opt}$  von 12  $\Omega$  besitzen muss.

### 3. Schritt: HB-Optimierung (mit Layout):

Wegen der erforderlichen Leiterbreiten lässt sich ein Wellenwiderstand von 12  $\Omega$  im Layout nicht umsetzen.  $Z_{Ltg}$  wird deshalb auf einen Wert von 18  $\Omega$  festgelegt. Aus diesen Randbedingungen geht der Entwurf in Abbildung 4.13 hervor.  $\underline{Z}_L$  ist damit bestimmt, sodass sich die Freiheitsgrade auf die unbekannten Elemente  $C_1$  und  $C_2$  reduzieren. In die Berechnung wird nun ein EM-Modell des kompletten Layouts einbezogen. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass  $P_{out}$  deutlich unter der Zielleistung von 67,4 W bleibt. Dies ist klar auf den abweichenden Wert von  $Z_{Ltg}$  zurückzuführen.

### 4. Schritt: Prototyp:

Ein Foto des ersten Prototyps zeigt Abbildung 4.14. Mit nur 11 cm<sup>2</sup> aktiver Schaltungsfläche erreicht er die geringsten Abmessungen, die bisher in punkto Leistung und Frequenz von vergleichbaren Aufbauten bekannt sind (vgl. Abbildung 1.3). Um die Oszillationsfrequenz im ISM-Band zu halten, war  $C_2$  minimal größer zu wählen als in Schritt 3 berechnet. Abbildung 4.15 zeigt die gemessenen Werte der Gesamtausgangsleistung  $P_{L,tot}$  sowie der Wirkungsgrade  $\eta$  bei verschiedenen Drainversorgungsspannungen.

$$P_{L,tot} = P_{L,1} + P_{L,2} \quad (4.57)$$

$$\eta = \frac{P_{L,tot}}{U_{D,DC} \cdot (I_{D1,DC} + I_{D2,DC})} \quad (4.58)$$

Neben  $P_{L,tot}$  sind auch die Leistungen der Einzelkanäle  $P_{L,1}$  und  $P_{L,2}$  dargestellt. Für 32 V Drainspannung wird eine Gesamtleistung von 29,1 W mit einer Effizienz von 36,3% erzeugt. Die maximale Leistungsdifferenz zwischen den Kanälen beträgt etwa 8% bezüglich der Gesamtleistung. Mit 40 V lassen sich sogar 42 W Gesamtleistung generieren. Sie bleibt dennoch um etwa 25% hinter den Erwartungen aus der Simulation zurück. Als Ursache für die Abweichungen können Toleranzen beim Aufbau und den Leitungsimpedanzen sowie die unsymmetrische Leitungsführung angenommen werden. Nicht zuletzt dürfte sich hier auch die vereinfachte Parallelisierung des Transistormodells auswirken.

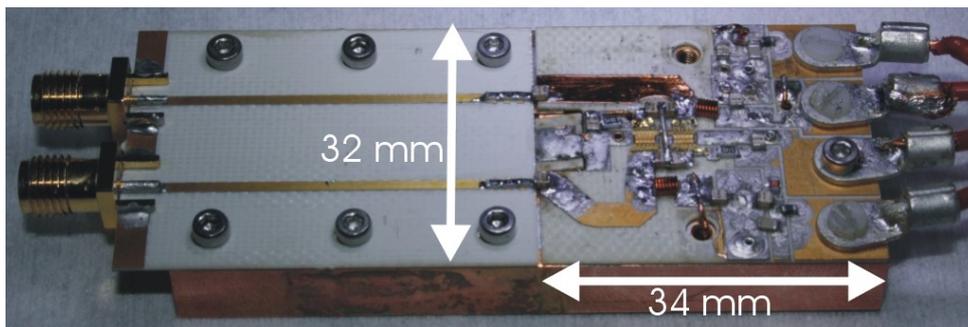


Abbildung 4.14 Foto des Prototyp 1

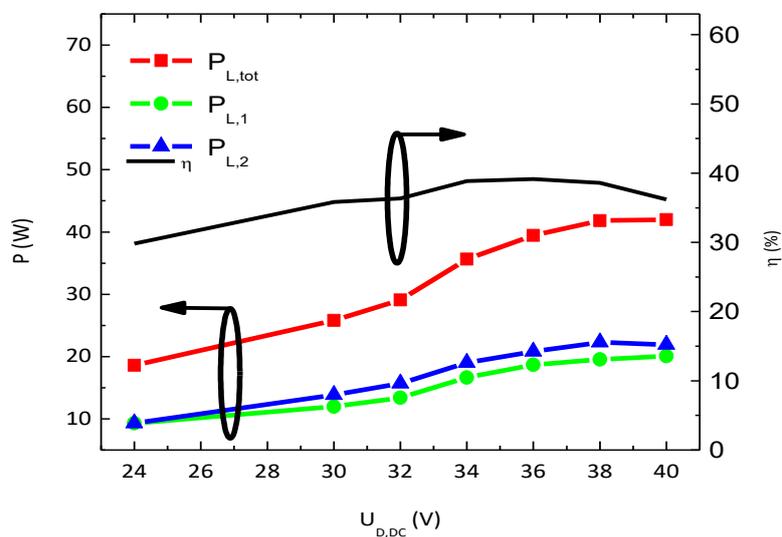


Abbildung 4.15 Prototyp 1: Ausgangsleistung und Wirkungsgrad als Funktion von  $U_{D,DC}$

**Tabelle 4.5** Prototyp 1: Teilergebnisse beim Design der Netzwerkelemente;  $U_{D,DC} = 32V$

| Schritt 1: Dimensionierungsalgorithmus |                       |                        |       |         |                   |
|--|-----------------------|------------------------|-------|---------|-------------------|
| $X_{AB}$                               | 8,5 $\Omega$          | $\equiv$<br>(@2,45GHz) | $L_3$ | 0,55 nH | Schätzung         |
| $X_{CD}$                               | 27 $\Omega$           |                        | $L_4$ | 1,75 nH |                   |
| $X_{GH}$                               | 6,3 $\Omega$          |                        | $L_5$ | 0,41 nH |                   |
| $X_{DE}$                               | -500 $\Omega$         |                        | $C_1$ | 0,13 pF | Ergebnisse aus DA |
| $X_{BC}$                               | -38,7 $\Omega$        |                        | $C_2$ | 1,68 pF |                   |
| $Z_L$                                  | (5,16-j4,09) $\Omega$ |                        |       |         |                   |
| <b>Freq</b>                            | 2,45 GHz              |                        |       |         | Ziele für DA      |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b>               | 67,4 W                |                        |       |         |                   |

| Schritt 2: HB-Optimierung (ohne Layout) |                        |   |  |  |                               |
|---|------------------------|---|--|--|-------------------------------|
| $L_3$                                   | 0,55 nH                |   |  |  | Schätzung                     |
| $L_4$                                   | 1,75 nH                |   |  |  |                               |
| $L_5$                                   | 0,41 nH                |   |  |  |                               |
| $C_1$                                   | 0,28 pF                |   |  |  | Ergebnisse aus HB-Optimierung |
| $C_2$                                   | 1,65 pF                |   |  |  |                               |
| $Z_L$                                   | (3,33-j4,54) $\Omega$  | Für optim. Anpassung nach 4.2.1 muss $Z_{L,tg} = 12 \Omega$ |  |  |                               |
| <b>Freq</b>                             | 2,45 GHz $\pm$ 0,5 MHz |   |  |  | Ziele für HB-Optimierung      |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b>                | 67,4 W $\pm$ 0,05 W    |   |  |  |                               |

| Schritt 3: HB-Optimierung (mit Layout) |                                   |   |  |  |                               |
|--|-----------------------------------|---|--|--|-------------------------------|
| $L_3$                                  |                                   |   |  |  | aus EM-Modell                 |
| $L_4$                                  | 1,75 nH                           |   |  |  | Schätzung                     |
| $L_5$                                  |                                   |   |  |  | aus EM-Modell                 |
| $C_1$                                  | 0,55 pF                           |   |  |  | Ergebnisse aus HB-Optimierung |
| $C_2$                                  | 1,29 pF                           |   |  |  |                               |
| $Z_{L,tg}$                             | 18 $\Omega$                       | Designvorgabe, abweichend von Schritt 2 |  |  |                               |
| <b>Freq</b>                            | 2,45 GHz $\pm$ 0,5 MHz            |   |  |  | Ziele für HB-Optimierung      |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b>               | 39,8 W (max. erzielbare Leistung) |   |  |  |                               |

| Schritt 4: Prototyp |             |               |                           |                      |
|---------------------|-------------|---------------|---------------------------|----------------------|
| $L_3$               |             |               |                           |                      |
| $L_4$               | 1,75 nH     |               | als Drahtbogen ausgeführt | Schätzung            |
| $L_5$               |             |               |                           |                      |
| $C_1$               | 0,6 pF      |               |                           | Bauteile:<br>ATC100A |
| $C_2$               | 1,4 pF      |               |                           |                      |
| $Z_{Ltg.}$          | 18 $\Omega$ | Designvorgabe |                           |                      |
| <b>Freq</b>         | 2,420 GHz   |               |                           | Messergebnisse       |
| $P_{L,tot}$         | 29,1 W      |               |                           |                      |

Mit der Verwirklichung des ersten Versuchsmusters ist belegt, dass die Überlegungen zum phasenkorrigierten Rückkoppelnetzwerk richtig sind und sie einen praktikablen Weg zur Entwicklung eines hochkompakten Generators aufzeigen. Allerdings scheinen beim ersten Versuchsmuster noch nicht alle Leistungsreserven ausgeschöpft zu sein.

### 4.3.2 Prototyp 2

Mit diesem überarbeiteten Entwurf sind mehrere Ziele verbunden. Zunächst sollen Leistung und Effizienz gegenüber dem ersten Prototyp weiter gesteigert werden. Dazu wird die Ausgangsanpassung durch eine Transformationsleitung mit kapazitivem Spannungsteiler am Ausgang realisiert. Die Anpassung soll damit gegenüber Prototyp 1 deutlich verbessert werden. Um eine einfache mechanische Frequenzabstimmung realisieren zu können, werden die Abstände zwischen den Transistoren vergrößert. Die entstehende Freifläche nimmt die Induktivität  $L_4$  ein, deren Wert über einen zusätzlichen Kapazitätstrimmer  $C_3$  in Serie abstimmbare gestaltet wird (siehe Abbildung 4.16). Dies ermöglicht den einfachen Frequenzabgleich der Schaltung [Bans14].

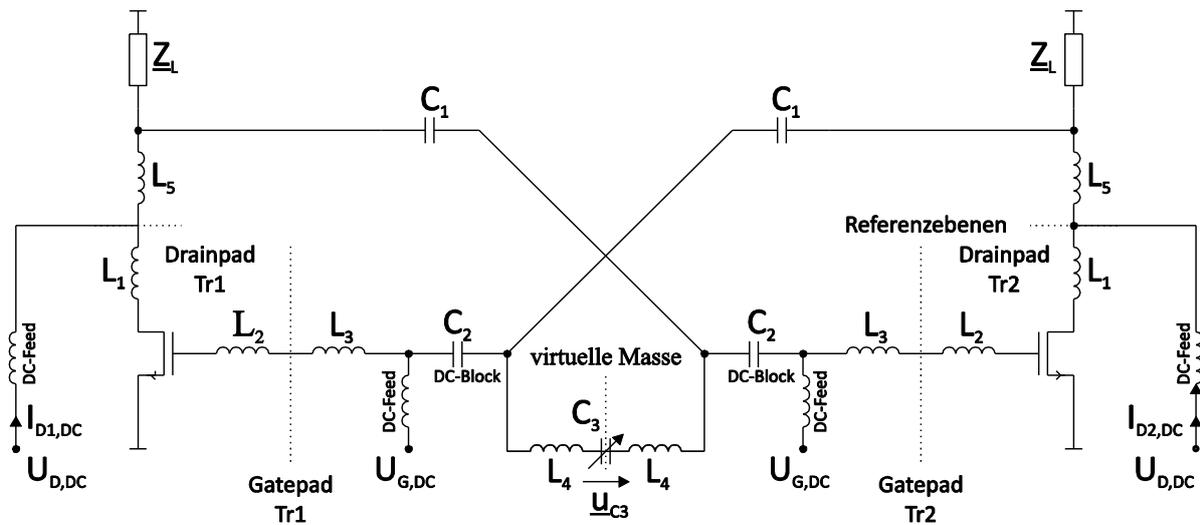
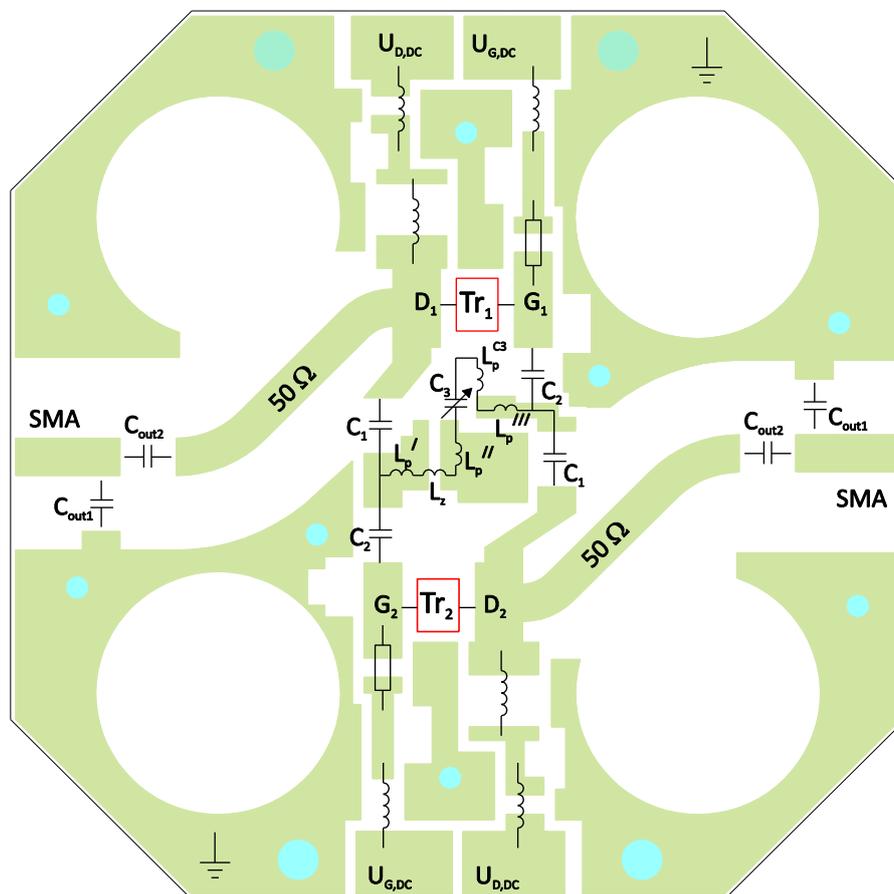


Abbildung 4.16 Prototyp 2: Oszillatorschaltung mit variabler Frequenzeinstellung über Trimmkondensator

Der zweite Prototyp soll darüber hinaus kleiner werden. Es gilt zu zeigen, dass ein funktionstüchtiges Design sowohl mit sehr geringen Außenabmessungen als auch mit starken Platzeinschränkungen im Innenbereich der Platine realisierbar ist. Das Schaltungslayout zeigt Abbildung 4.17. In seinem Inneren sind vier unmetallisierte, kreisrunde Flächen vorgesehen, die nicht zur Leitungsführung verwendet werden dürfen. An diesen Stellen werden in einem späteren Integrationschritt zusätzliche, nichtelektrische Teile verbaut.

Der schrittweise Entwurfsablauf entspricht im Wesentlichen dem bereits in Abschnitt 4.3.1 gezeigten Vorgehen, weshalb nachfolgend nur ausgewählte Teile kommentiert werden. Dies gilt insbesondere für den Schritt 3. Hinter der Reaktanz  $X_{CD}$  steht diesmal kein reaktives Einzelelement, sondern die Serienschaltung aus der einstellbareren Kapazität  $2 \cdot C_3$  mit  $L_4$ . Anhand des Schaltungslayouts in Abbildung 4.17 wird deutlich, dass sich  $L_4$  seinerseits aus mehreren Teilinduktivitäten zusammensetzt. Dazu zählen erstens die einzelnen Padinduktivitäten  $L_p'$  bis  $L_p'''$ , die aus dem EM-Modell des Layouts bekannt sind. Zweitens ist die Zuleitungsinduktivität des Kapazitätstrimmers  $L_p^{C3}$  zu nennen, deren Wert nur geschätzt werden kann. Drittens sei noch die Zusatzinduktivität  $L_Z$  erwähnt, für die  $L_Z = 2 \cdot L_4 - L_p' - L_p'' - L_p''' - L_p^{C3}$  gilt und welche zu bestimmen ist. Die Reaktanz  $X_{CD} = 31 \Omega$  (Ergebnis aus Schritt 1) muss durch den Abstimmbereich von  $C_3$  sicher gewährleistet werden. Für die Optimierungssimulation mit Layout (Schritt 3) setzt man deshalb  $C_3$  auf den Mittelwert seines Abstimmereiches (0,8 – 8,0 pF) und optimiert den Wert von  $L_Z$ . Das Ergebnis ist die Zielvorgabe für den praktischen Aufbau, der jedoch nur mit begrenzter Genauigkeit zu realisieren ist. Durch die Variabilität von  $C_3$  können Ungenauigkeiten teilweise ausgeglichen werden. Tabelle 4.6 liefert einen Überblick der Resultate.

Einer Erläuterung bedürfen auch die Abweichungen, die zwischen Simulation und Realisierung der Elemente  $C_{out1}$  und  $C_{out2}$  auftreten. Da sich das simulierte Verhalten nicht einstellt, müssen die Werte im Versuchsaufbau optimiert werden. Der Grund dafür liegt sehr wahrscheinlich bei der nichtidealen Masseverbindung zwischen dem Aluminiumgehäuse, an dem die SMA Flanschbuchsen befestigt ist, und dem Kupferträger mit aufgelöteter Platine. Ein solcher Effekt würde eine zusätzliche Serieninduktivität hervorrufen, welche die Simulation nicht erfassen kann. Diese Induktivität ließe sich theoretisch durch kleinere Werte von  $C_{out1}$  und  $C_{out2}$  kompensieren (vgl. Abbildung 4.12). Auch die empirische Optimierung liefert für kleinere Kapazitätswerte die besten Ergebnisse. Es könnte sich also tatsächlich um den vermuteten Effekt handeln.



**Abbildung 4.17** Prototyp 2: Layout mit schematischer Darstellung der wesentlichen Schaltungselemente

**Tabelle 4.6** Prototyp 2: Teilergebnisse beim Design der Netzwerkelemente;  $U_{D,DC} = 32V$

| Schritt 1: Dimensionierungsalgorithmus |                       |                        |       |         |                   |
|--|-----------------------|------------------------|-------|---------|-------------------|
| $X_{AB}$                               | 7,4 $\Omega$          | $\equiv$<br>(@2,45GHz) | $L_3$ | 0,48 nH | Schätzung         |
| $X_{CD}$                               | 31 $\Omega$           |                        | $L_4$ | 2 nH    |                   |
| $X_{GH}$                               | 6,3 $\Omega$          |                        | $L_5$ | 0,41 nH |                   |
| $X_{DE}$                               | -541 $\Omega$         |                        | $C_1$ | 0,12 pF | Ergebnisse aus DA |
| $X_{BC}$                               | -40,8 $\Omega$        |                        | $C_2$ | 1,59 pF |                   |
| $Z_L$                                  | (5,15-j4,02) $\Omega$ |                        |       |         |                   |
| <b>Freq</b>                            | 2,45 GHz              |                        |       |         | Ziele für DA      |
| <b>P<sub>out</sub></b>                 | 67,4 W                |                        |       |         |                   |

| Schritt 2: HB-Optimierung (ohne Layout) |                        |  |  |  |                               |
|---|------------------------|--|--|--|-------------------------------|
| $L_3$                                   | 0,48 nH                |  |  |  | Schätzung                     |
| $L_4$                                   | 2 nH                   |  |  |  |                               |
| $L_5$                                   | 0,41 nH                |  |  |  |                               |
| $C_1$                                   | 0,23 pF                |  |  |  | Ergebnisse aus HB-Optimierung |
| $C_2$                                   | 1,72 pF                |  |  |  |                               |
| $Z_L$                                   | (5,56-j6,06) $\Omega$  |  |  |  |                               |
| <b>Freq</b>                             | 2,45 GHz $\pm$ 0,5 MHz |  |  |  | Ziele für HB-Optimierung      |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b>                | 67,4 W $\pm$ 0,05 W    |  |  |  |                               |

| Schritt 3: HB-Optimierung (mit Layout) |   |   |  |              |                           |                       |
|--|---|---|--|--------------|---------------------------|-----------------------|
| $L_3$                                  |   |   |  |              | aus EM-Modell             |                       |
| $X_{CD}$                               | Zusammensetzung:  |   |  | $L_p^{Pads}$ | 0,6 nH                    | aus EM-Modell         |
|  | $= \frac{\omega}{2} (L_p^{Pads} + L_p^{C3} + L_Z) - \frac{1}{2\omega C_3}$ $L_p^{Pads} = L'_p + L''_p + L'''_p$ |   |  | $L_p^{C3}$   | 2,5 nH                    | Schätzung             |
|  |   |   |  | $C_3$        | 4,4 pF                    | Mittelwert Trimmkond. |
|  |   | $L_4 = \frac{1}{2} (L_p^{Pads} + L_p^{C3} + L_Z)$ (@2,45 GHz) |  |              | $L_Z$                     | 1,9 nH                |
| $L_5$                                  |   |   |  |              | aus EM-Modell             |                       |
| $C_1$                                  | 0,47 pF   |   |  |              | Ergebnisse HB-Optimierung |                       |
| $C_2$                                  | 1,37 pF   |   |  |              |                           |                       |
| $C_{out1}$                             | 1,92 pF   |   |  |              |                           |                       |

|             |                        |  |                          |
|-------------|------------------------|--|--------------------------|
| $C_{out2}$  | 2,13 pF                |  |                          |
| <b>Freq</b> | 2,45 GHz $\pm$ 0,5 MHz |  | Ziele für HB-Optimierung |
| $P_{L,tot}$ | 67,4 W                 |  |                          |

|                     |                 |   |                      |
|---------------------|-----------------|---|----------------------|
| Schritt 4: Prototyp |                 |   |                      |
| $L_3$               |                 |   | Platine              |
| $X_{CD}$            | Zusammensetzung | $L_z$ (Drahtbogen) + $C_3$ (Trimmer 0,8-8,0 pF) | Schätzung            |
| $L_5$               |                 |   | Platine              |
| $C_1$               | 0,6 pF          |   | Bauteile:<br>ATC100A |
| $C_2$               | 1,2 pF          |   |                      |
| $C_{out1}$          | 0,7 pF          |   |                      |
| $C_{out2}$          | 1,7 pF          |   |                      |
| <b>Freq</b>         | 2,460 GHz       |   | Messergebnisse       |
| $P_{L,tot}$         | 57,2 W          |   |                      |

Die Möglichkeit zur Frequenzabstimmung durch  $C_3$  gestattet nun erstmals eine Charakterisierung des Leistungsoszillators bei verschiedenen Frequenzen [Bans14]. Das ist eine wichtige Information, um den Einsatzbereich der Schaltung abschätzen zu können. In Abbildung 4.18 ist der nur 13 cm<sup>2</sup> große Aufbau zu sehen, an dem die Messungen durchgeführt wurden. Er wurde bei einer Drainversorgungsspannung von 24 V auf eine Frequenz von exakt 2,450 GHz abgeglichen.

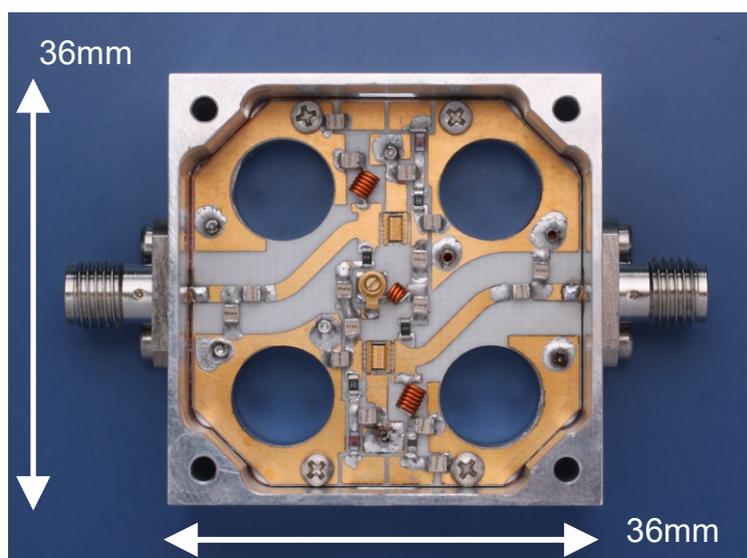
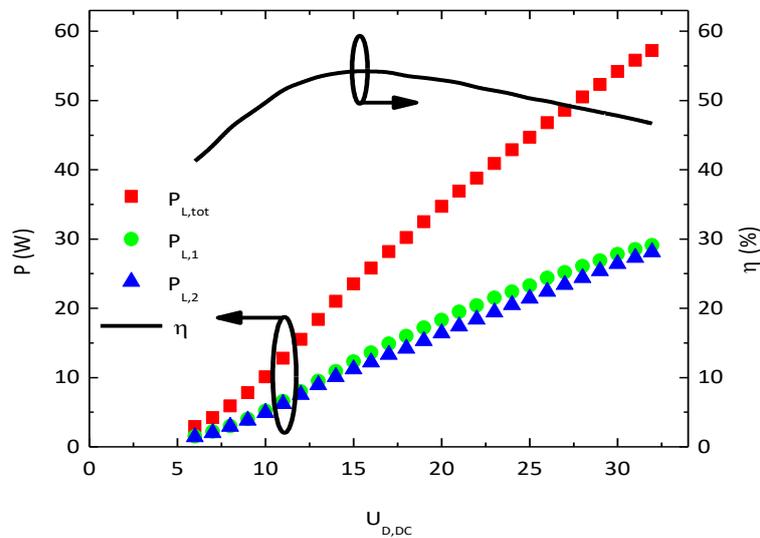


Abbildung 4.18 Foto des zweiten Prototypen

Im Folgenden werden die Messergebnisse des zweiten Prototyps präsentiert. Vergleicht man zunächst die Werte der Ausgangsleistung von Modell (Schritt 3) und Prototyp (Schritt 4) aus der Tabelle 4.6, so erkennt man eine sehr gute Übereinstimmung. Die Leistungssteigerung bezüglich Prototyp 1 beträgt 97%. Abbildung 4.19 zeigt wieder den Verlauf von Gesamtleistung und Effizienz bei Veränderung der Ausgangsleistung. Bereits bei 6 V startet die Oszillation und lässt bis 32 V kaum Anzeichen einer Sättigung erkennen. Im gesamten Verlauf bleibt die Leistungsdifferenz zwischen beiden Kanälen kleiner als 6% bezogen auf die Gesamtleistung.



**Abbildung 4.19** Prototyp 2: Ausgangsleistung und Wirkungsgrad als Funktion von  $U_{D,DC}$

Die Oszillationsfrequenz ändert sich mit Variation von  $C_3$ . Bei geringer Kapazität ist die Frequenz hoch, während sie mit zunehmender Kapazität abnimmt. Für den eingesetzten Trimmer hat der Hersteller einen Einstellbereich von 0,8 pF bis 8,0 pF angegeben. Abbildung 4.20 zeigt, wie sich durch die Kapazitätsänderung die Gesamtausgangsleistung mit der Frequenz verändert. Es sind die Verläufe für fünf verschiedene Drainspannungen angegeben. Deutlich sichtbar ist ein Leistungsmaximum in der Mitte des ISM-Bandes für Spannungen oberhalb von 20 V. Zwischen 2,4 und 2,5 GHz beträgt die Leistungsänderung weniger als 5,3 W bzw. 0,46 dB bezüglich der Maximalleistung.

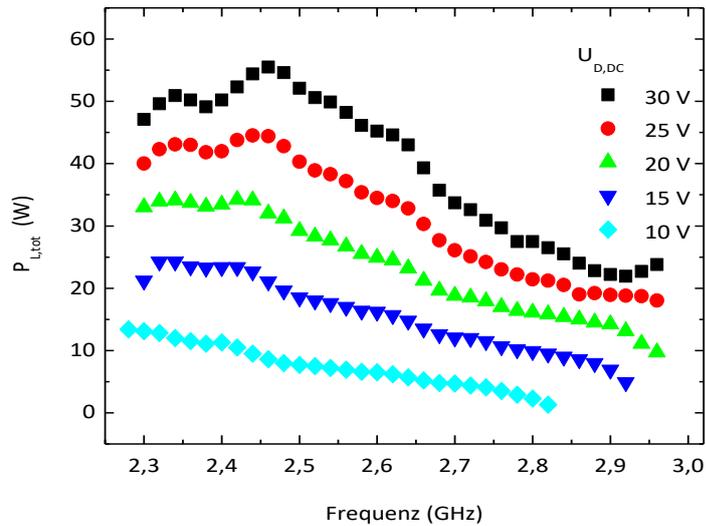


Abbildung 4.20 Prototyp 2: Frequenzabhängigkeit von  $P_{L,tot}$  für verschiedene Werte von  $U_{D,DC}$

Auch die Effizienz hat sich verbessert. In Abbildung 4.21 ist die Abhängigkeit der Effizienz von der Frequenz aufgetragen. Man erkennt, dass innerhalb des ISM-Bandes über 42%, außerhalb sogar bis zu 54% erreicht werden. Dabei fällt auf, dass die Frequenzpunkte maximaler Ausgangsleistung nicht mit denen maximaler Effizienz übereinstimmen. Diese Beobachtung verwundert nicht und erklärt sich aus den allgemein unterschiedlichen Abschlussimpedanzen, die ein Transistor für optimale Leistungsanpassung bzw. Effizienz verlangt.

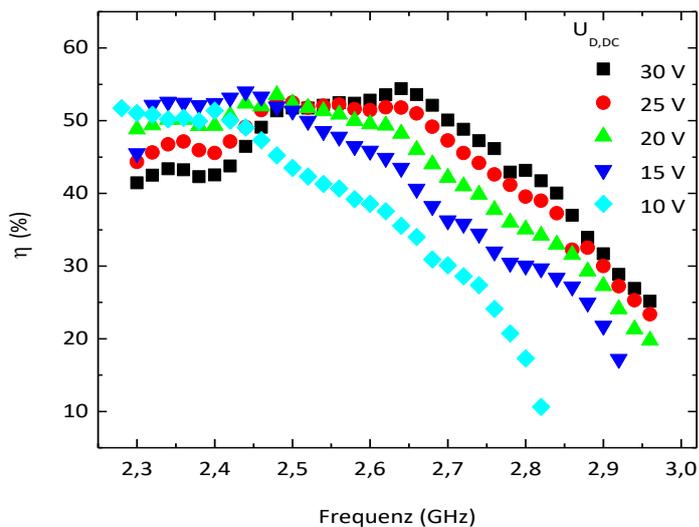


Abbildung 4.21 Prototyp 2: Frequenzabhängigkeit des Wirkungsgrades für verschiedene Werte von  $U_{D,DC}$

Die spektrale Reinheit des Signals ist in Abbildung 4.22 dargestellt. Hier ist das Signalspektrum eines Einzelkanals bei 30 V Versorgungsspannung am Drain gezeigt. Man erkennt, dass die zweite Harmonische mit 38 dB sehr stark unterdrückt wird, während die dritte mit 25 dB deutlich hervortritt. Ein solches Spektralverhalten zeigt auch das differentielle Signal klassisch-kreuzgekoppelter Oszillatoren. Eine Auslöschung erscheint hier, wegen des Gleichtaktverhaltens bei doppelter Frequenz, sofort einleuchtend. Von einem single-ended Transistorverstärker würde man hingegen eine stärkere Betonung der zweiten Harmonischen erwarten. Im Oszillator erfährt diese eine Phasenverschiebung um etwa  $180^\circ$  und wird dadurch weitgehend ausgelöscht. Den genauen Ursachen soll an dieser Stelle jedoch nicht nachgegangen werden.

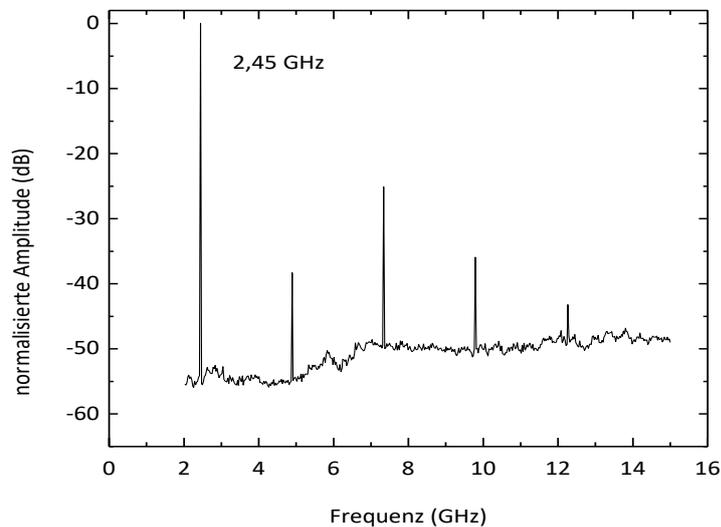


Abbildung 4.22 Prototyp 2: Spektrum eines Einzelkanals bei  $U_{D,DC} = 30V$

In Abbildung 4.23 sind die Messergebnisse des Phasenrauschens als Funktion des Frequenzabstandes zum Träger dargestellt. Die schwarze dünne Kurve im Bild stellt die Rohdaten der Messung dar. Man erkennt bei ca. 300 kHz eine Spitze, die den typischen Verlauf des Phasenrauschens unterbricht [Kurz94, S.67, Bild 4.11], [Odyn02, S.67, Figure 3.3]. Es handelt sich dabei um eine Störung, die wahrscheinlich von einem Schaltnetzteil aus der Umgebung des Messplatzes stammt. Einen entsprechend geglätteten Verlauf, bei dem die störenden Messpunkte entfernt wurden, zeigt die dicke blaue Linie.

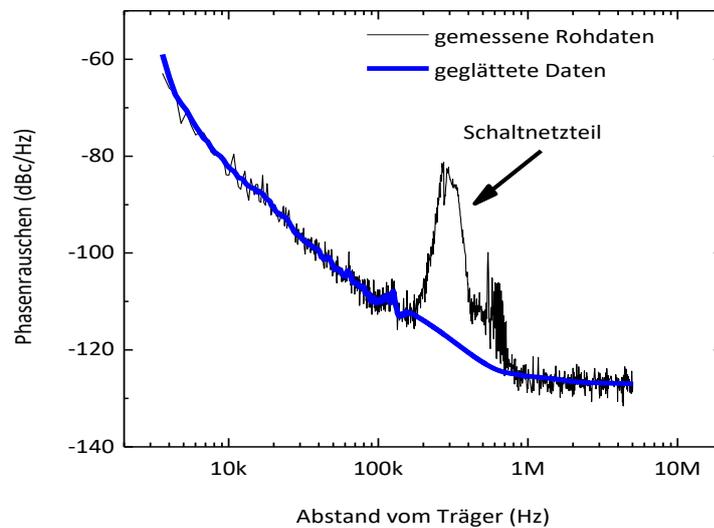
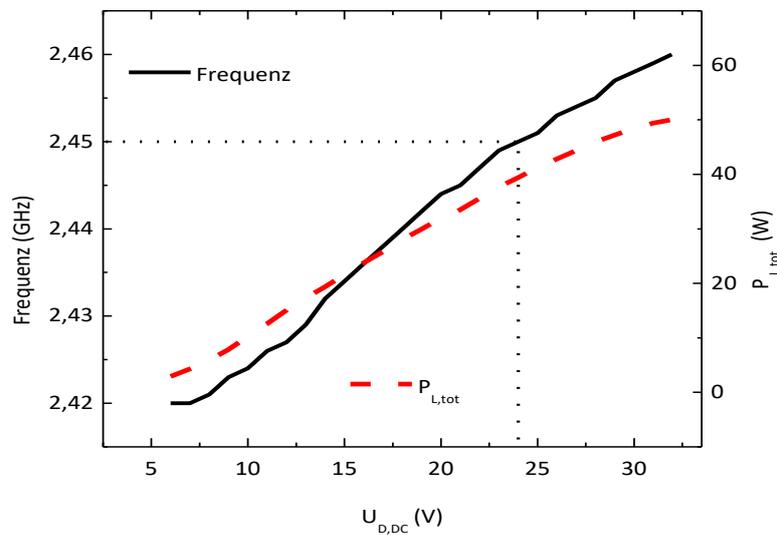


Abbildung 4.23 Prototyp 2: Phasenrauschen des Oszillators bei  $U_{D,DC} = 30V$

Im Vergleich zum ersten Versuchsmuster werden beim Praxistest von Prototyp 2 weitere deutliche Verbesserungen sichtbar. Die Ausgangsleistung und Effizienz sind, wie gewünscht, stark gestiegen und bleiben über einen breiten Frequenzbereich auf hohem Niveau bestehen. Die Messungen zeigen ein Oberwellenspektrum mit geringen Signalanteilen der zweiten Harmonischen. Das bemerkenswert niedrige Phasenrauschen von  $-110$  dBc / Hz bei  $100$  kHz bzw.  $-120$  dBc / Hz bei  $1$  MHz Trägerabstand nahe des Grundrauschens ist auf die hohe Resonatorgüte zurückzuführen.

Wird der Oszillator bei unterschiedlichen Drainversorgungsspannungen betrieben, beobachtet man eine kontinuierliche Verschiebung der Oszillationsfrequenz. Da die Ursache für diesen Effekt nicht sofort offensichtlich ist, soll sie an dieser Stelle erläutert werden. Am Beispiel einer Messung an Prototyp 2 lässt sich in Abbildung 4.24 eine stete Erhöhung der Frequenz mit steigender Versorgungsspannung erkennen. Im gleichen Diagramm ist auch die jeweils gemessene Gesamtausgangsleistung des Oszillators angegeben. Im Angelov-Modell des GaN-HEMT werden die Gate-Source- und die Gate-Drain-Kapazität als nichtlineare, spannungsabhängige Größen modelliert. Sie sind dafür verantwortlich, dass die Phasenverschiebung über dem Transistor  $\varphi_{Kr}$  mit der am Gate eingespeisten Leistung  $P_{in}$  variiert. Man erinnere sich dazu an Abbildung 2.12, in der die Phasenänderung eines Einzeltransistors bei konstanter Betriebsspannung und unterschiedlichen Eingangsleistungen gezeigt ist. In der rückgekoppelten Schaltung eines Oszillators existiert eine proportionale Abhängigkeit zwischen der Betriebsspannung und  $P_{in}$ . Je höher  $U_{D,DC}$ , desto höher ist auch die Leistung am Gate. Die Phasenverschiebung reduziert sich dabei. Folglich ist die Schwingbedingung des Oszillators erst bei höheren Frequenzen erfüllt, welche sich daraufhin einstellen.



**Abbildung 4.24** Variation von  $f_{osz}$  und  $P_{L,tot}$  mit der Betriebsspannung am Beispiel von Prototyp 2

Die Implementierung des Transistormodells im Schaltungssimulator ADS bietet leider keinen direkten Zugang zu den Kapazitätswerten von  $C_{GS}$  und  $C_{GD}$ , sodass sie nicht einfach mit  $\varphi_{Kr}$  korreliert werden können. Nur die Maximal- und Minimalwerte  $C_{xx0}$  und  $C_{xxPi}$  sind als Teil der Modellparameter aus A. 4 bekannt. Um den Einfluss der Kapazitäten auf die Phase abzuschätzen, wird eine künstliche, selektive Kapazitätserhöhung simuliert.  $C_{GS}$  und  $C_{GD}$  werden dazu einzeln und nacheinander mit parallelen Zusatzkapazitäten beschaltet, welche willkürlich auf  $0,5 \cdot C_{xx0}$  festgelegt werden. Die Änderung der Phase bezüglich des unveränderten Transistors  $\Delta\varphi_{Kr}$  wird bei je vier Ausgangsleistungen ermittelt und ist für beide Kapazitäten in Abbildung 4.25 dargestellt. Man erkennt, dass höhere Kapazitätswerte zu positiven Werten, also einer größeren Phasenänderung, führen. Beide Kapazitäten haben diese Wirkung, wobei  $C_{GS}$  zu einer deutlich höheren Verschiebung führt. Daraus ist zu schlussfolgern, dass beide Kapazitäten gemeinsam zur Verschiebung der Phase beitragen. Den Hauptanteil jedoch verursacht  $C_{GS}$ .

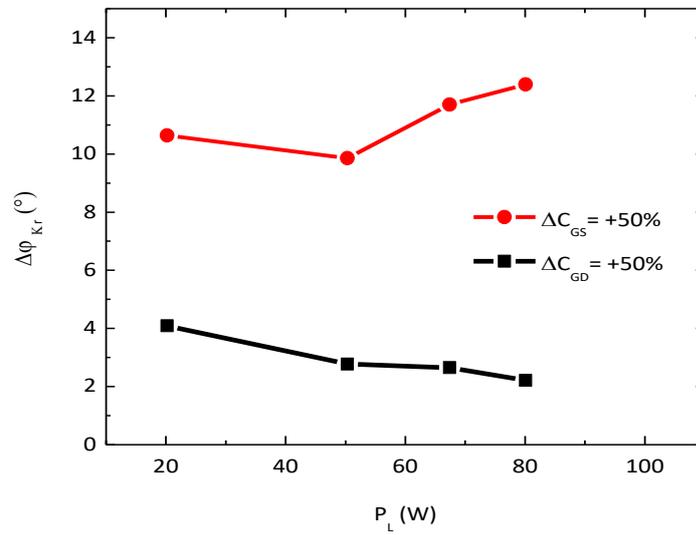


Abbildung 4.25 Sensitivitätsanalyse an einem Einzeltransistor bei  $U_{D,DC} = 32V$

## 5 Elektronische Frequenzsteuerung

In den zurückliegenden Betrachtungen wurden Oszillatoren beschrieben, deren Frequenz fest bzw. nur durch mechanische Stellglieder beeinflussbar sind. Für die weiteren Anwendungsfälle stellt dies aber eine starke Einschränkung dar. Die Möglichkeit einer elektronischen Frequenzsteuerbarkeit wurde bislang nur für Oszillatoren mit kleiner Ausgangsleistung umgesetzt und wird dort regelmäßig angewendet. Diese VCOs werden über elektronisch änderbare Kapazitäten, sogenannte Varaktoren, in ihrer Frequenz verstimmt und sind seit langem Stand der Technik. Analog zum Kleinsignal-VCO führt auch beim Leistungs-VCO kein Weg an Varaktorbauelementen vorbei, wie sie unter anderem in [Vog86, S.271 ff] beschrieben werden. Innerhalb der Rückkoppelschleife ist die speicherbare Blindleistung im Bauelement für den Phasenunterschied des Signals verantwortlich und bestimmt so die Oszillationsfrequenz. Das Speichervermögen hängt von der Varaktorkapazität ab und kann elektronisch eingestellt werden. Der folgende Abschnitt befasst sich mit den Schlüsselproblemen, die der Realisierung von Leistungs-VCOs bislang entgegenstanden [Bans15].

### 5.1 Wichtige Varaktorenkenngrößen

Es existieren verschiedene Arten von Varaktoren, die sich hinsichtlich ihrer Halbleitermaterialien und Bauteilstruktur unterscheiden. Sie zeigen deshalb auch Unterschiede in ihren wesentlichen elektrischen Merkmalen. Zu diesen Merkmalen zählen die Durchbruchspannung  $U_b$ , das Kapazitätsverhältnis  $v_C = C_{max}/C_{min}$ , die Aussteuerungsgrenzspannung  $U_{V,max}$ , bei der die Kapazitätsvariation endet, sowie der minimale Gütefaktor  $Q_{V,min}$ . Tabelle 4.6 listet die Merkmale einiger beispielhafter, repräsentativer Varaktordioden auf. Darunter sind etablierte Si- und GaAs-Varaktoren sowie moderne Strukturen auf Basis von Galliumnitrid- und Siliziumkarbid-Technologien.

**Tabelle 5.1** Merkmale von Varaktoren (Einzeldioden) unterschiedlicher Technologien und Strukturen

| Nr. | Material | Struktur              | $U_b$  | $v_C$ | $U_{V,max}$ | $Q_{V,min}$ @Frequenz | Referenz             |
|-----|----------|-----------------------|--------|-------|-------------|-----------------------|----------------------|
| 1   | Si       | k.A.                  | 60 V   | 8     | 30 V        | 1000 @50 MHz          | MTV4060-18<br>[MiMe] |
| 2   | GaAs     | k.A.                  | 22 V   | 3,5   | 18 V        | 4000 @50 MHz          | MGV075-08<br>[Aero]  |
| 3   | GaAs     | HBT PN                | 80 V   | 5     | 35 V        | 40 @ 2,45 GHz         | [Kurp09]*            |
| 4   | GaN      | Schottky<br>(planar)  | 250 V  | 3     | 50 V        | 20 @ 2,45 GHz         | [Kurp13]*            |
| 5   | GaN      | Schottky<br>(lateral) | 1000 V | 8     | 35 V        | 2 @ 2,45 GHz          | [Bahat12]*           |
| 6   | GaN      | HEMT                  | 80 V   | 3     | 4 V         | 10 @ 2,45 GHz         | FBH*                 |
| 7   | SiC      | Schottky              | 150 V  | 6     | 90 V        | 10 @ 2,45 GHz         | [And11]              |

\*die messtechnische Charakterisierung dieser Dioden wurde am FBH durchgeführt

## 5.2 Anforderungen an Varaktoren für die Frequenzsteuerung in Leistungsozillatoren

Innerhalb der Schaltung des Leistungsozillators muss ein Varaktor besondere Anforderungen erfüllen. Ein Varaktor ändert seine Kapazität mit dem Momentanwert der über ihm abfallenden Spannung. Zur Steuerung der Kapazität dient deshalb eine Gleichspannung, die dem HF-Signal überlagert wird. Ist die Amplitude des HF-Signals hinreichend klein, steuert ausschließlich die Gleichspannung die Kapazität. Jeder Wert innerhalb des Abstimmbereichs zwischen  $C_{max}$  und  $C_{min}$  ist auf diese Weise einstellbar. Bei konventionellen Kleinsignal-VCOs ist genau das der Fall. Bei Leistungsozillatoren stellt sich die Situation jedoch anders dar. Mit einer hohen Ausgangsleistung sind gleichzeitig entsprechend höhere Spannungspegel an allen Schaltungselementen, einschließlich des Varaktors, verbunden. Nachdem in Abbildung 4.16 bereits ein geeigneter Ort für eine abstimmbare Kapazität  $C_3$  gezeigt wurde, wird diese nun durch einen Varaktor (siehe Abbildung 5.1) ersetzt. Die Kapazität wird über die Gleichspannung  $U_{V,DC}$  eingestellt.

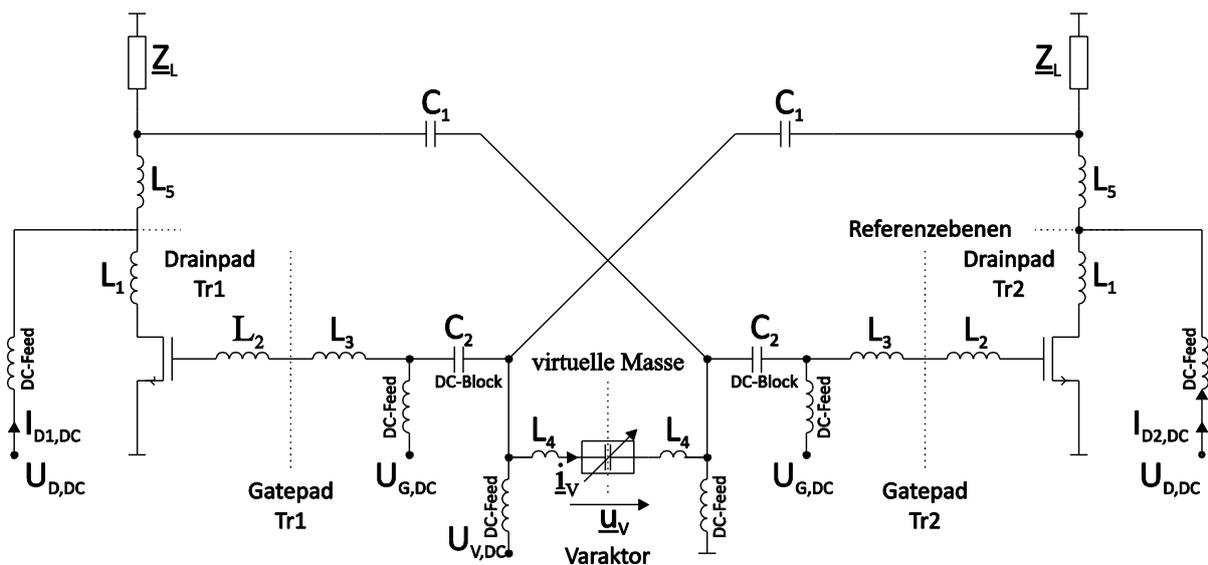
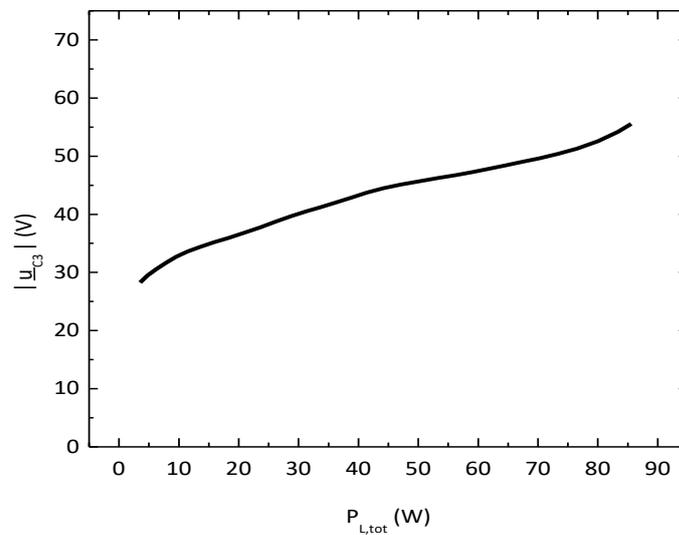


Abbildung 5.1 Prototyp 3: Oszillatorschaltung mit elektronischer Frequenzeinstellung über Varaktorkapazität

### 5.2.1 Die Durchbruchspannung

Um abschätzen zu können, welchen HF-Spannungspegeln  $|\underline{u}_V|$  der Varaktor ausgesetzt ist, wird die Amplitude der Kondensatorspannung  $|\underline{u}_{C3}|$  aus dem Simulationsmodell der Abbildung 4.16 ermittelt. Das Ergebnis zeigt Abbildung 5.2. Dargestellt ist hier der Verlauf in Abhängigkeit der Gesamtausgangsleistung, die sich durch Variation von  $U_{D,DC}$  zwischen 6 und 40 V einstellt. Im Bereich bis 67,4 W Ausgangsleistung muss über der Kapazität demnach mit einem Spitzenwert der Spannung von bis zu 48 V gerechnet werden.



**Abbildung 5.2** Amplitude des erwarteten Spannungspegels über dem Varaktor als Funktion von  $P_{L,tot}$

Die spezifizierte Durchbruchspannung  $U_b$  darf in keinem Betriebszustand überschritten werden. Dabei ist zu beachten, dass sich die Gesamtspannung über dem Varaktor  $U_V$  aus der Summe von  $U_{V,DC}$  und  $|u_v|$  zusammensetzt. Je höher  $U_{V,DC}$  gewählt wird, desto näher ist die Durchbruchgrenze. Es muss deshalb gelten:

$$U_b > U_{V,max} + |u_v|. \quad (5.1)$$

Im Falle des 67,4 W Oszillators ist diese Bedingung nur für die Varaktordioden Nr. 4 bis 7 aus Tabelle 5.1 erfüllt.

## 5.2.2 Schaltungsstruktur und effektive Kapazität

Über das Kapazitätsverhältnis  $v_C$  sind verschiedene Varaktoren hinsichtlich ihres Variationsbereiches direkt miteinander vergleichbar. Je größer  $v_C$ , desto weiter ist der Bereich, in dem die Kapazität variieren und folglich eine Verstimmung innerhalb eines elektrischen Kreises hervorrufen kann.

Am Beispiel der SiC-Schottkydiode (Nr. 7 in Tabelle 5.1) zeigt Abbildung 5.3 die Abhängigkeit der Varaktorkapazität  $C_V$  vom Momentanwert der Spannung  $U_V$ . Dargestellt ist sowohl der Verlauf einer Einzeldiode, die nur im Sperrbereich angesteuert wird, als auch der eines

antiseriellen Diodenpaares mit symmetrischem Kapazitätsverlauf um 0 V herum. Die Kennlinie wurde für Kleinsignalaussteuerung bei 2,45 GHz aus dem Simulationsmodell ermittelt. Man erkennt, dass die maximale Kapazität bei  $U_{V\ min} = 0\text{V}$  und die minimale Kapazität bei  $U_{V\ max} = \pm 90\text{V}$  erreicht werden. Gegenüber dem Diodenpaar zeigt die Einzeldiode eine annähernd doppelt so hohe Maximalkapazität  $C_{max}$  und einen etwas geringeren Minimalwert  $C_{min}$ . Dies erklärt sich daraus, dass im Grenzfall  $U_V = 0\text{V}$  faktisch eine Reihenschaltung der Varaktorkapazitäten vorliegt, die mit ihren maximalen Werten wirksam werden und so die Halbierung der Gesamtkapazität bewirken. Mit steigender Spannung gelangt eine der Dioden weit in den Sperrbereich und bestimmt zunehmend die Gesamtkapazität. Die zweite Diode behält ihre Maximalkapazität. Wegen der Reihenschaltung beider Dioden bleibt die Gesamtkapazität bei  $U_{V,max}$  stets etwas kleiner als die der Einzeldiode.

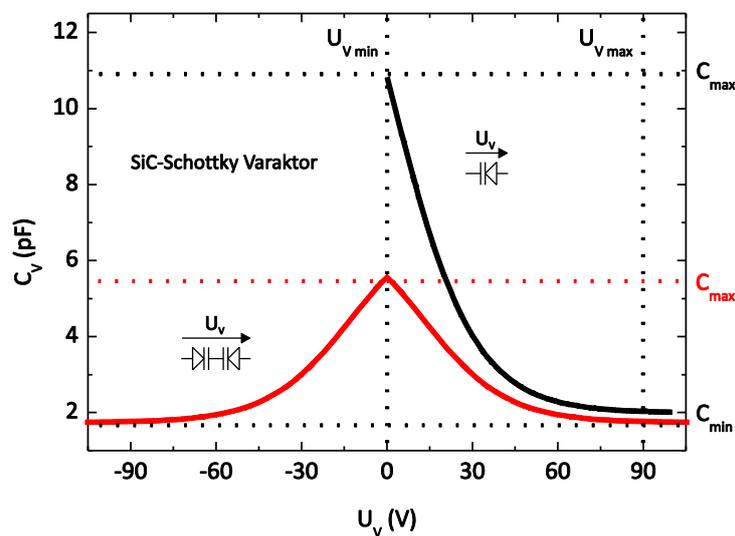


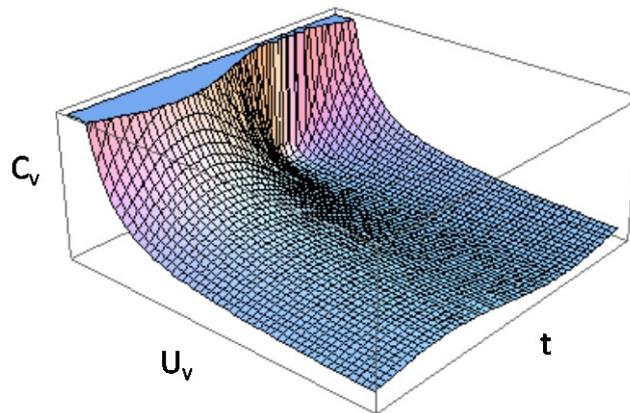
Abbildung 5.3 Kapazitäts- / Spannungs-Verlauf einzelner und antiserieller SiC-Schottkyvaraktoren bei 2,45 GHz

Während der durchstimmbare Frequenzbereich beim Kleinsignaloszillator direkt durch das Kapazitätsverhältnis  $\nu_C$  des Varaktors bestimmt wird, kann beim Leistungoszillator ein solcher einfacher Schluss nicht gezogen werden. Der Momentanwert der Varaktorspannung  $U_V(t)$  ergibt sich aus der Summe von Steuerspannung und HF-Signalspannung

$$U_V(t) = U_{V,DC} + |u_V| \cdot \sin(\omega t). \quad (5.2)$$

Die Varaktorkapazität wird in jeder Periode durch ein HF-Sinussignal mit großer Spannungsamplitude  $|u_V|$  moduliert. Der Momentanwert der Kapazität ändert sich mit dieser zeitabhängigen Spannung. Diese Abhängigkeit wird beispielhaft in Abbildung 5.4 gezeigt. Hier wird eine bewusst einfache Abhängigkeit  $C_V = 1/U_V(t)$  angenommen. Die

Kapazitäts-/ Spannungskennlinie zeigt einen ausgeprägt nichtlinearen Verlauf. Beim Durchsteuern der Kennlinie werden folglich Harmonische der Grundfrequenz erzeugt.



**Abbildung 5.4** Zeit- und Amplitudenabhängigkeit von  $C_v$  am einfachen Beispiel

Mittelt man die Varaktorkapazität über eine Signalperiode  $T$ , so erhält man daraus einen Durchschnittswert, der fortan als effektive Kapazität des Varaktors  $C_{v,eff}$  bezeichnet wird. Sie wird durch Gleichung (5.3) beschrieben.

$$C_{v,eff} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T C_v(U_v(t)) dt \quad (5.3)$$

Eine analytische Lösung der Gleichung ist im Allgemeinen nicht leicht möglich. Es empfiehlt sich deshalb die numerische Lösung, z.B. mit dem Schaltungssimulator ADS. Dazu wird die Eingangsimpedanz  $\underline{Z}_v$  des Varaktors bei 2,45 GHz berechnet und über Gl. (5.5) auf die Kapazität zurückgerechnet.

$$\underline{Z}_v = \frac{u_v}{i_v} \quad (5.4)$$

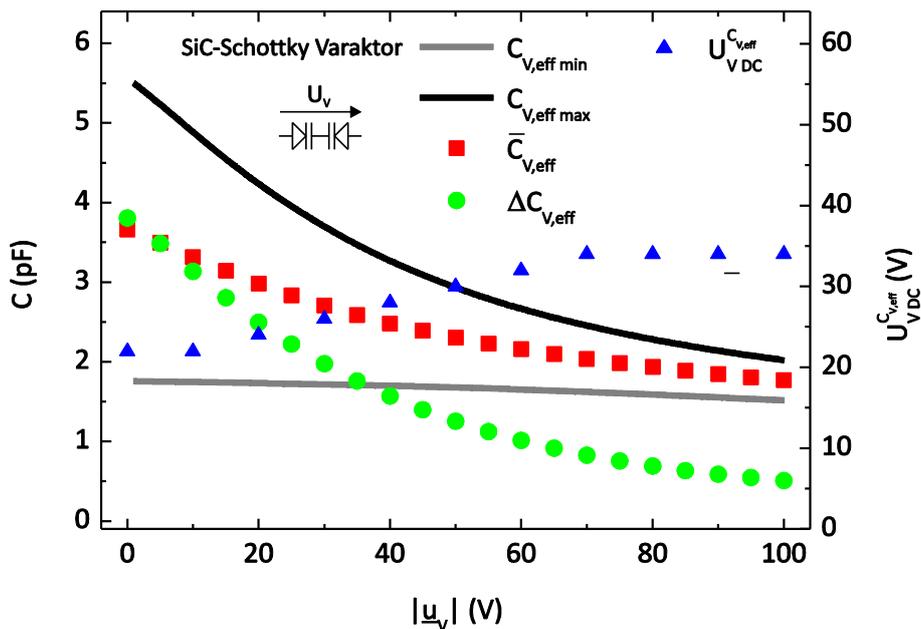
$$C_{v,eff} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,45\text{GHz} \cdot \text{im}\{\underline{Z}_v\}} \quad (5.5)$$

Minimale- und maximale effektive Varaktorkapazität ( $C_{v,eff\ min}$  und  $C_{v,eff\ max}$ ) stellt sich jeweils bei der geringsten Steuerspannung  $U_{v,DC} = 0$  bzw. der größten maximal zulässigen

Steuerspannung  $U_{V,DC} = U_b - |\underline{u}_V|$  ein. Die Differenz daraus entspricht der effektiv maximal möglichen Kapazitätsvariation  $\Delta C_{V,eff}$  in Gl. (5.6). Sie variiert, unterschiedlich für jeden Varaktor, mit der HF-Signalamplitude.  $\bar{C}_{V,eff}$  beschreibt den Mittelwert der effektiven Kapazität (Gl. (5.7)). Die nötige Gleichspannung zum Einstellen von  $\bar{C}_{V,eff}$  sei  $U_{V,DC}^{\bar{C}_{V,eff}}$  genannt. Die Änderung der genannten Kapazitäten zeigt Abbildung 5.5 am Beispiel des SiC-Varaktors. Mit steigender HF-Amplitude erkennt man hier einen starken Abfall der Maximalkapazität, während sich die Minimalkapazität nur leicht reduziert.  $\Delta C_{V,eff}$  und  $\bar{C}_{V,eff}$  verringern sich ebenfalls, während  $U_{V,DC}^{\bar{C}_{V,eff}}$  ansteigt.

$$\Delta C_{V,eff} = C_{V,eff\max} - C_{V,eff\min} \quad (5.6)$$

$$\bar{C}_{V,eff} = \frac{\Delta C_{V,eff}}{2} + C_{V,eff\min} \quad (5.7)$$

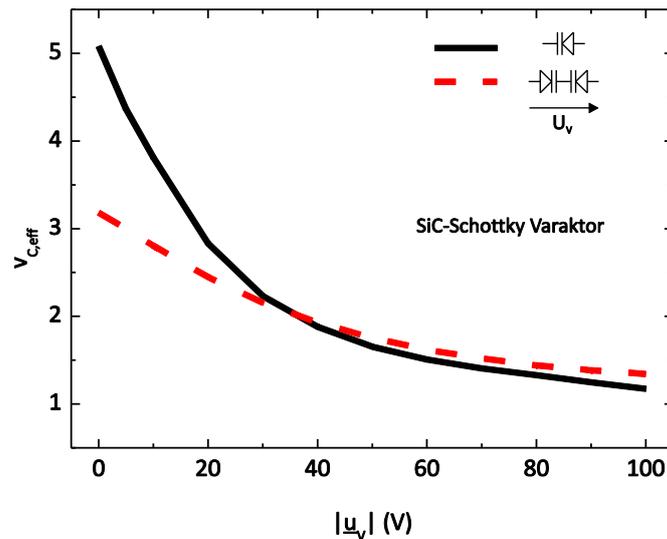


**Abbildung 5.5** Effektive Kapazität eines antiseriellen SiC-Diodenpaares in Abhängigkeit der Signalamplitude

Analog zu  $v_C$  (siehe Tabelle 5.1) kann auch das effektive Kapazitätsverhältnis  $v_{C,eff}$  angegeben werden. Es ist in Abbildung 5.6 als Funktion der HF-Signalamplituden aufgetragen. Im Diagramm ist der Verlauf für die Einzeldiode dem des antiseriellen Diodenpaares gegenübergestellt. Man erkennt daran, dass die Einzeldiode unterhalb 35 V ein höheres, effektives Kapazitätsverhältnis aufweist. Dies ist auf den Wert von  $C_{max}$  zurückzuführen, der bei der Einzeldiode höher liegt (siehe Abbildung 5.3). Oberhalb von 35 V

sind beide ähnlich, mit kleinem Vorteil für das Diodenpaar. Es ist also sinnvoll, bei großer HF-Spannung antiserielle Varaktordioden zu nutzen, da sie zusätzlich zum erzwungenen Sperrbetrieb auch noch günstigere Werte für  $v_{C,eff}$  ermöglichen.

$$v_{C,eff} = \frac{C_{V,eff\ max}}{C_{V,eff\ min}} \quad (5.8)$$



**Abbildung 5.6** Effektive Kapazitätsverhältnisse von Einzelvaraktor und antiseriallem Paar im Vergleich

Am Beispiel des SiC-Schottkyvaraktors ist deutlich geworden, wie stark  $v_{C,eff}$  von  $v_C$  abweichen kann, sofern mit großen Amplituden angesteuert wird. Es ist anschaulich vorstellbar, dass  $v_{C,eff}$  umso größer ist, je größer  $U_{V\ max}$  und  $v_C$  sind. Bezüglich beider Werte liegen laut Tabelle 7 die laterale GaN-Diode (Nr. 5) und die SiC-Schottkydiode (Nr. 7) am besten. Nr. 5 aufgrund ihres großen Wertes für  $v_C$  und Nr. 7 wegen ihres herausragend hohen  $U_{V\ max}$  und überdurchschnittlich großem  $v_C$ , was in beiden Fällen auch hohe  $v_{C,eff}$ -Werte erwarten lässt. Die Gate-Source-Diode des GaN-HEMT (Nr. 6) zeigt hingegen deutlich niedrigere Werte, und scheidet aus dem Kreis potentieller Kandidaten aus.

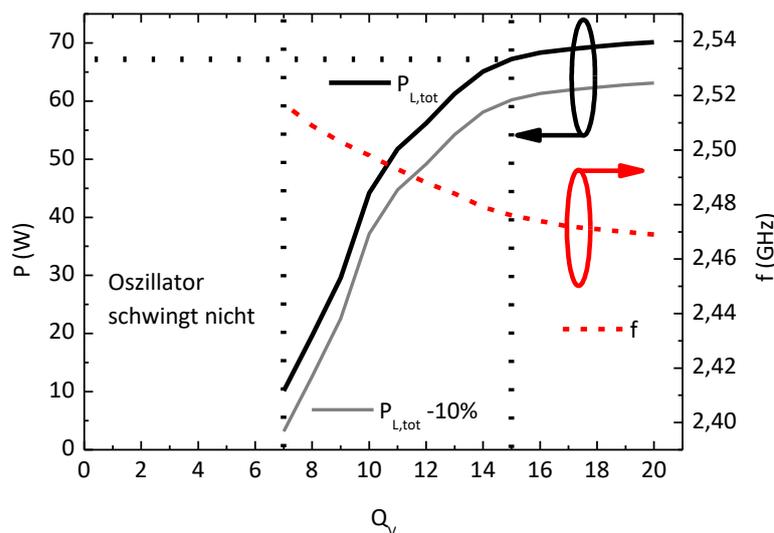
### 5.2.3 Die effektive Varaktorgüte

Bedeutenden Einfluss auf die Funktion des Oszillators hat auch die Varaktorgüte  $Q_V$ . Niedrige Güte mindert die Ausgangsleistung, da die im Varaktor dissipierte Leistung nicht zur Aussteuerung der Transistorgates zur Verfügung steht. Verdeutlichen soll dies Abbildung 5.7, welche die Änderung von  $P_{L,tot}$  als Funktion der Varaktorgüte darstellt. Man erkennt gut die

rapide Leistungsabnahme unterhalb einer Güte von 10 sowie das konstante Verhalten oberhalb von 20. Die Kurve stammt aus dem Simulationsmodell von Prototyp 2 (siehe Abbildung 4.16). Die Varaktorgüte  $Q_V$  wird hier durch einen zusätzlich in Serie zu  $C_3$  eingefügten Widerstand  $R_3$  modelliert. Sein Wert bestimmt sich aus der Definition in Gl. (5.9) [TiSc02, S.30]. Auf ein gesondertes Schaltbild soll hier verzichtet werden.

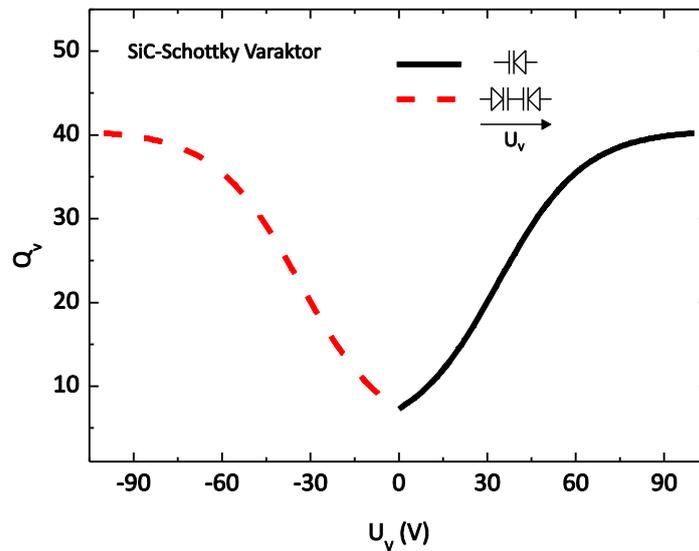
$$R_3 = \frac{1}{2\pi \cdot 2,45\text{GHz} \cdot C_3 \cdot Q_V} \quad (5.9)$$

Eine Änderung der Güte wirkt sich neben dem Amplitudengang auch auf den Phasengang des Rückkoppelnetzwerks aus. Sie geht deshalb gleichzeitig mit einer leichten Änderung der Oszillationsfrequenz einher (siehe rot-gepunktete Kurve in Abbildung 5.7). Um die Auswirkungen der Güteänderung auf  $P_{L,tot}$  bei konstanter Frequenz beurteilen zu können, müsste der Kreis für jeden Wert  $Q_V$  neu abgestimmt beziehungsweise optimiert werden. Dieser Aufwand soll gespart und stattdessen eine Fehlerabschätzung anhand der Frequenzleistungsabhängigkeit von Prototyp 2 vorgenommen werden (siehe Abbildung 4.20). Hier beobachtet man zwischen 2,45 und 2,52 GHz eine Abweichung zur Maximalleistung die weniger als 10% beträgt. Ein entsprechender Fehlerbereich ist in Abbildung 5.7 mit einer dünnen grauen Linie dargestellt. Die tatsächlichen Werte von  $P_{L,tot}$  sollten sich also zwischen grauer dünner und schwarzer dicker Kurve befinden. Für eine Abschätzung des Einflusses, den die Güte auf die Oszillatorausgangsleistung ausübt, ist die Genauigkeit der Darstellung aber ausreichend.



**Abbildung 5.7** Einfluss der Kapazitätsgüte auf  $P_{L,tot}$  und die Oszillationsfrequenz

In Analogie zur Kapazität variiert auch die Güte des Varaktors  $Q_V$  mit der Gleichspannung  $U_{V,DC}$ . Am Beispiel des SiC-Varaktors wird diese Abhängigkeit in Abbildung 5.8 gezeigt. Einzeldiode und antiserielltes Diodenpaar zeigen identische Güteverläufe. Allerdings darf die Einzeldiode nur im Sperrbereich betrieben werden, während sich der Graph des Diodenpaares bei negativen Steuerspannungen spiegelbildlich fortsetzt.



**Abbildung 5.8** Güte- / Spannungsverlauf einzelner und antiserieller SiC-Schottkyvaraktoren bei 2,45 GHz

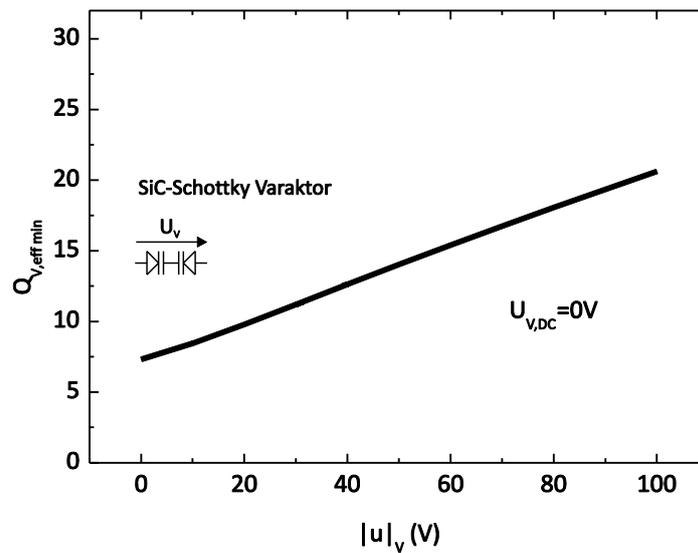
Mittelt man  $Q_V$  über eine Signalperiode, erhält man den Effektivwert der Güte  $Q_{V,eff}$ .

$$Q_{V,eff} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T Q_V(u_V(t)) dt \quad (5.10)$$

Im Schaltungssimulator wird die Güte wie folgt berechnet:

$$Q_V = \frac{im\{Z_V\}}{re\{Z_V\}} \quad (5.11)$$

Von besonderer Bedeutung ist die minimale, effektive Güte  $Q_{V,eff\ min}$ , die sich im gesamten Abstimmereich  $-U_b + |u_V| < U_{V,DC} < U_b - |u_V|$  als kleinster Wert einstellt. Wie Abbildung 5.8 bereits vermuten lässt, wird dieser Zustand bei einer Steuerspannung von 0 V erreicht. Größere HF-Amplituden führen zu höheren effektiven Güten, wobei der Anstieg annähernd linear mit der Amplitude erfolgt (siehe Abbildung 5.9).



**Abbildung 5.9** Abhängigkeit der minimalen, effektiven Güte von der Amplitude des HF-Signals

Für den Einsatz im Leistungsozillator muss die Güte des Varaktors zwei Bedingungen erfüllen:

*1. Die Anschwingbedingung:*

Sie gewährleistet den Start des Oszillators für alle Werte der Steuerspannung. Mit Blick auf Abbildung 5.7 wird hierfür gefordert, dass  $Q_{V,min} > 7$ . Bei kleineren Werten schwingt der Oszillator nicht an.

*2. Die Leistungsbedingung:*

Sie definiert die minimale effektive Güte, die zum Erreichen einer vorgegebenen Ausgangsleistung notwendig ist. Um mit der Schaltung von Prototyp 2 eine Leistung von 67,4 W zu erzeugen, ist  $Q_{V,eff,min} > 15$  erforderlich (vgl. Abbildung 5.7).

Die beiden Bedingungen können nun auf die verbliebenen Varaktoren Nr. 5 und Nr. 7 der Tabelle 5.1 bezogen werden. Die planare GaN-Schottkydiode scheitert hier bereits an der Anschwingbedingung, während die SiC-Schottkydiode über ausreichend hohe Werte von  $Q_{V\min}$  verfügt. Wie schon erwähnt, ist bei 67,4 W Ausgangsleistung mit einer HF-Spannungsamplitude über dem Varaktor von etwa 48 V zu rechnen. Für den SiC-Varaktor stellt sich in diesem Fall  $Q_{V,eff\min}$  von zirka 14 ein (vgl. Abbildung 5.9) - ein Wert, der geringfügig hinter den Anforderungen der Leistungsbedingung für 67,4 W zurückbleibt, sodass man von einer etwas niedrigeren Ausgangsleistung ausgehen muss.

Es wurde gezeigt, dass ein Varaktor zur Frequenzsteuerung des differentiellen Leistungoszillators mit HF-Spitzenspannungen von etwa 50 V konfrontiert wird. Dazu muss er über eine sehr hohe Durchbruchsspannung verfügen. Sie steht laut Gl. (5.1) mit der Aussteuergrenzspannung in Zusammenhang und beträgt für den SiC-Varaktor beispielsweise 140 V. Um trotz der hohen HF-Spannungen eine möglichst weite Kapazitätsvariation zu ermöglichen, müssen das Kapazitätsverhältnis  $v_C$  sowie der Spannungsaussteuerbereich  $U_{V,max}$  möglichst hoch sein. Eine hohe effektive Güte von mindestens 15 ist nötig, um eine Ausgangsleistung im Bereich von 65 W zu erreichen. Die Analysen unterschiedlicher Varaktoren zeigen, dass diese Anforderungen schwer zu erfüllen sind. Unter den untersuchten Typen findet sich nur ein einziger, der den Spezifikationen annähernd genügt, der SiC-Schottkyvaraktor nach [And11]. Alles spricht deshalb dafür, die elektronische Frequenzsteuerung mit diesem Bauteil praktisch umzusetzen.

### 5.3 Prototyp 3

Mit dem Entwurf des dritten Prototyps soll nun die praktische Funktionsfähigkeit eines elektronisch steuerbaren Leistungoszillators nachgewiesen werden. Die wesentliche Weiterentwicklung besteht in der Implementierung des Varaktors. Eingesetzt werden hierfür vier SiC-Schottkydioden, die zu je zwei parallelen, antiseriellen Paaren zusammengeschaltet werden (siehe Abbildung 5.10). Diese Maßnahme dient einerseits zur Schonung der Einzelvaraktoren durch thermische Entlastung und zum anderen zur Verdopplung der mittleren, effektiven Kapazität.  $L_4$  kann kleiner und letztlich allein durch Bonddrahtinduktivitäten ( $L_z$ ) realisiert werden. Im Unterschied zum zweiten Prototyp sind  $C_1$  und  $C_2$  als mechanisch einstellbare Kapazitäten ausgeführt. Diese erweitern die Möglichkeiten zum Feinabgleich der Schaltung. Die aufrechte Bauform von  $C_2$  bringt dabei eine zusätzliche, parasitäre Serieninduktivität  $L_p^{C_2}$  von etwa 2,5 nH mit sich, die durch ein Anschlussföhnchen verursacht wird. Der Einbau des liegenden Trimmers  $C_1$  führt indes zu einer Vergrößerung des Werts von  $L_5$ .

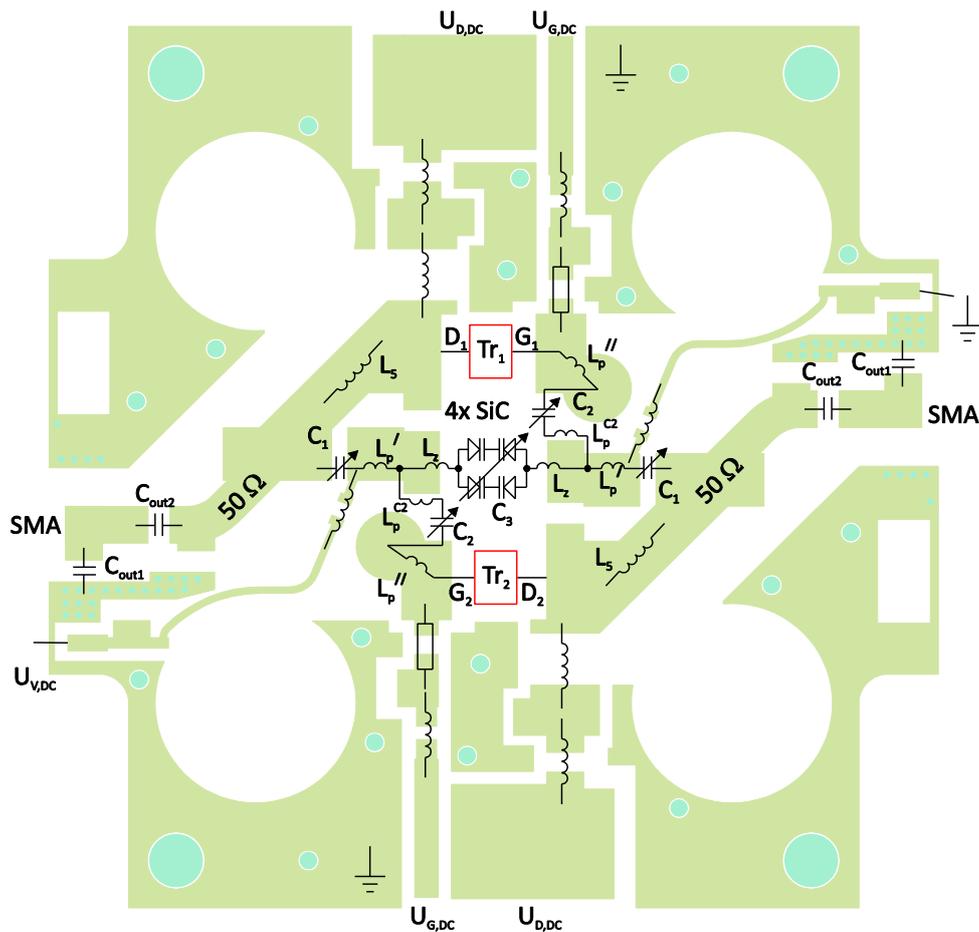


Abbildung 5.10 Prototyp 3: Layout mit schematischer Darstellung der wesentlichen Schaltungselemente

Der schrittweise Entwurfsablauf entspricht im Wesentlichen wieder dem Vorgehen in Abschnitt 4.3.1. Eine Besonderheit ergibt sich erneut für  $X_{CD}$ , das sich nun aus der Serienschaltung von  $L_4$  mit der Varaktorkapazität  $C_3$  zusammensetzt. Für eine HF-Amplitude von 48 V stellt sich laut Abbildung 5.5 ein Wert  $\bar{C}_{V,eff}$  von etwa 2,4 pF für ein bzw. 4,8 pF für zwei antiserielle Varaktorpaaire ein. Er wird für  $U_{V,DC}^{\bar{C}_{V,eff}} = 29V$  erreicht. Damit  $X_{CD}$  bei 2,45 GHz wieder  $31 \Omega$  beträgt, lässt sich leicht der erforderliche Wert von  $L_4$  errechnen, der etwa 2,45 nH beträgt. Zieht man davon die Padinduktivität  $L'_p$  ab, erhält man den Wert, den die Zusatzinduktivität  $L_z$  beitragen muss. Er ist in diesem Fall durch die Bonddrähte zu erbringen.

Ähnlich verhält es sich für  $x_{BC}$ , das sich aus  $C_2$  mit der Zuleitungsinduktivität des Anschlussfährchens  $L_p^{C_2}$  und der Padkapazität  $L'_p$  zusammensetzt. In Tabelle 5.2 sind die Teilergebnisse der einzelnen Schritte noch einmal systematisch nachzuvollziehen.

Tabelle 5.2 Prototyp 3: Übersicht über die Teilergebnisse beim Design der Netzwerkelemente des Rückkoppelnetzwerkes;  $U_{D,DC} = 32V$ 

| Schritt 1: Dimensionierungsalgorithmus |                       |                        |       |         |                   |
|--|-----------------------|------------------------|-------|---------|-------------------|
| $X_{AB}$                               | 7,4 $\Omega$          | $\equiv$<br>(@2,45GHz) | $L_3$ | 0,48 nH | Schätzung         |
| $X_{CD}$                               | 31 $\Omega$           |                        | $L_4$ | 2 nH    |                   |
| $X_{GH}$                               | 27,7 $\Omega$         |                        | $L_5$ | 1,8 nH  |                   |
| $X_{DE}$                               | -1624 $\Omega$        |                        | $C_1$ | 0,04 pF | Ergebnisse aus DA |
| $X_{BC}$                               | -40,9 $\Omega$        |                        | $C_2$ | 1,59 pF |                   |
| $Z_L$                                  | (5,14-j25,8) $\Omega$ |                        |       |         |                   |
| <b>Freq</b>                            | 2,45 GHz              |                        |       |         | Zielparameter     |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b>               | 67,4 W                |                        |       |         | Für DA            |

| Schritt 2: HB-Optimierung (ohne Layout) |                        |   |       |   |                                  |
|---|------------------------|---|-------|---|----------------------------------|
| $L_3$                                   | 0,48 nH                |   |       |   | Schätzung                        |
| $X_{CD}$                                | Zusammensetzung:       | $X_{CD} = \omega L_4 - \frac{1}{2\omega C_3}$<br>(@2,45GHz) | $L_4$ | 2,45 nH   | aus Berechnung                   |
|   |                        |   | $C_3$ | $\approx 4,8$ pF<br>(SiC-Varaktor<br>@ $U_{V,DC} = 29V$ ) | Mittelwert                       |
| $L_5$                                   | 1,8 nH                 |   |       |   | Schätzung                        |
| $C_1$                                   | 0,09 pF                |   |       |   | Ergebnisse aus HB-Optimierung    |
| $C_2$                                   | 1,58 pF                |   |       |   |                                  |
| $Z_L$                                   | (4,00-j27,36) $\Omega$ |   |       |   |                                  |
| <b>Freq</b>                             | 2,45 GHz $\pm$ 0,5 MHz |   |       |   | Zielparameter für HB-Optimierung |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b>                | 67,4 W $\pm$ 0,05 W    |   |       |   |                                  |

| Schritt 3: HB-Optimierung (mit Layout) |                 |  |        |   |                          |
|--|-----------------|--|--------|---|--------------------------|
| $L_3$                                  | aus Layout      |  |        |   | aus EM-Modell            |
| $X_{CD}$                               | Zusammensetzung | $= \omega(L'_p + L_Z) - \frac{1}{2\omega C_3}$<br>$L_4 = L'_p + L_Z$<br>(@2,45GHz) | $L'_p$ | 0,47 nH   | Berechnung aus Schritt 2 |
|  |                 |  | $L_Z$  | 1,98 nH   |                          |
|  |                 |  | $C_3$  | $\approx 4,8$ pF<br>(SiC-Varaktor<br>@ $U_{V,DC} = 29V$ ) | Elektr. Modell           |
| $L_5$                                  | aus Layout      |  |        |   | aus EM-Modell            |
| $C_1$                                  | 0,45 pF         |  |        |   | Ergebnisse aus           |

|                          |                                   |  |            |         |                                  |
|--------------------------|-----------------------------------|--|------------|---------|----------------------------------|
| $X_{BC}$                 | Zusammensetzung                   | $X_{BC} = \omega(L_p^{C2} + L_p'') - \frac{1}{\omega C_2}$<br>(@2,45GHz) | $C_2$      | 1,02 pF | HB-Optimierung                   |
|                          |                                   |  | $L_p^{C2}$ | 2,5 nH  | Schätzung                        |
|                          |                                   |  | $L_p''$    | 0,45 nH | aus EM-Modell                    |
| $C_{out1}$               | 1,26 pF                           |  |            |         | Ergebnisse aus HB-Optimierung    |
| $C_{out2}$               | 1,49 pF                           |  |            |         |                                  |
| <b>Freq</b>              | 2,45 GHz $\pm$ 0,5 MHz            |  |            |         | Zielparameter für HB-Optimierung |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b> | 67,4 W (max. erzielbare Leistung) |  |            |         |                                  |

|                          |                  |  |       |  |                |
|--------------------------|------------------|--|-------|--|----------------|
| Schritt 4: Prototyp      |                  |  |       |  |                |
| $L_3$                    | k. A.            |  |       |  | Platine        |
| $X_{CD}$                 | Zusammensetzung  |  | $L_Z$ | Goldbonddrähte                                     | Bauteile       |
|                          |                  |  | $C_3$ | (SiC-Varaktor @ $U_{V,DC} = 29V$ )                 |                |
| $L_5$                    | k. A.            |  |       |  | Platine        |
| $C_1$                    | 0,6 pF           |  |       | ATC100A  | Bauteile       |
| $X_{BC}$                 | Zusammensetzung: |  |       | Trimmkondensator<br>0,3 – 1,2 pF<br>GigaTrim 27263 |                |
| $C_{out1}$               | 0,7 pF           |  |       | ATC100A  |                |
| $C_{out2}$               | 1,7 pF           |  |       |  |                |
| <b>Freq</b>              | 2,446 GHz        |  |       |  | Messergebnisse |
| <b>P<sub>L,tot</sub></b> | 51,9 W           |  |       |  |                |

Den Aufbau von Prototyp 3 zeigt Abbildung 5.11. Aus der Schaltung heraus vergrößert dargestellt erkennt man die Anordnung der vier Varaktoren mit den Goldbonddrähten.

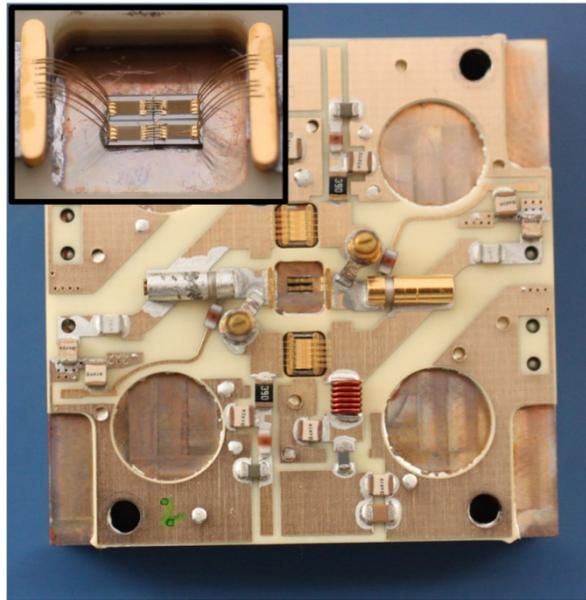
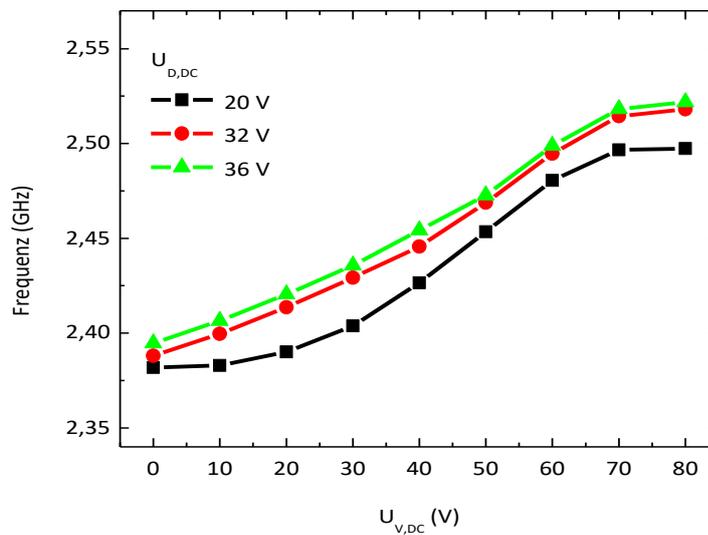


Abbildung 5.11 Foto des dritten Prototypen mit elektronischer Frequenzsteuerung

Zum Einstieg in die Diskussion der Messergebnisse von Prototyp 3 sei zunächst auf Abbildung 5.12 verwiesen. Hier ist die Oszillationsfrequenz in Abhängigkeit von  $U_{V,DC}$  für drei verschiedene Spannungen der Drainversorgung wiedergegeben. In Analogie zu Abbildung 4.24 erhöht sich auch hier die Oszillationsfrequenz mit steigender Versorgungsspannung am Drain. Man erkennt, dass der steuerbare Frequenzbereich etwa 120 MHz beträgt, sodass das gesamte ISM-Band abgedeckt wird. Die Abstimmbandbreite weist dabei keine nennenswerte Abhängigkeit von der Amplitude des HF-Signals auf. Dieses Verhalten mag im ersten Moment nicht unbedingt einleuchten. Blickt man noch einmal auf Abbildung 5.6, ist ein deutlicher Anstieg des Kapazitätsvariationsbereichs für niedrige HF-Amplituden erkennbar. Es sollen deshalb nachfolgend die an der oberen und unteren Frequenzgrenze wirkenden Mechanismen separat voneinander betrachtet werden:

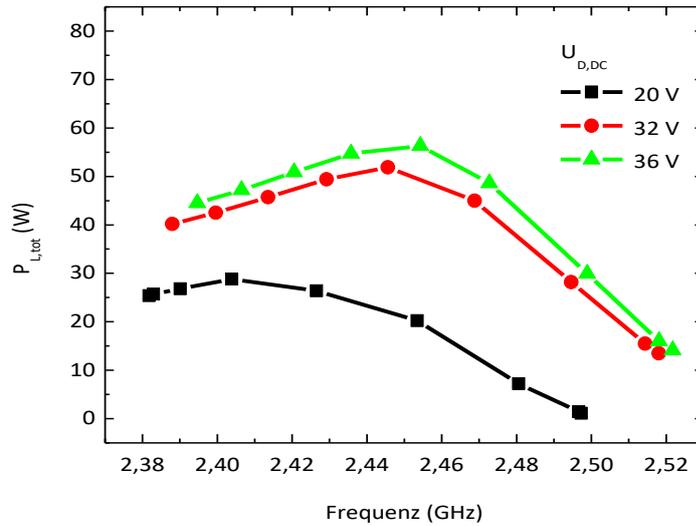
Leicht erklärbar ist das Verhalten am oberen Bandende. Hierzu ist aus Abbildung 5.5 ersichtlich, dass  $C_{V,eff\ min}$  für kleinere HF-Amplituden höher liegt als für große. Außerdem wirkt, wie bereits gezeigt, schon die schlichte Erhöhung von  $U_{D,DC}$  frequenzerhöhend. Beides zusammen erklärt den Anstieg der oberen Frequenzgrenze mit Erhöhung von  $U_{D,DC}$ .

Für das Zustandekommen der unteren Frequenzbandgrenze sind hingegen zwei gegenläufige Effekte verantwortlich, die sich in ihrer Wirkung teilweise neutralisieren. Zum einen steigt die maximale, effektive Kapazität, wenn die HF-Amplitude kleiner wird (siehe Abbildung 5.5). Zum anderen sinkt die effektive Güte (siehe Abbildung 5.9). Während ein höheres  $C_{V,eff\ max}$  zu einer potentiell niedrigeren Oszillationsfrequenz führt, wirkt eine geringere Güte frequenzerhöhend (vgl. Abbildung 5.7). Die untere Frequenzbandgrenze ist letztlich ein Ausdruck der Gewichtung beider Effekte. Um sie zu tieferen Frequenzen hin zu verschieben, bedarf es Varaktoren mit höherer minimaler Güte und / oder einem größeren Kapazitätsverhältnis  $\nu$ .

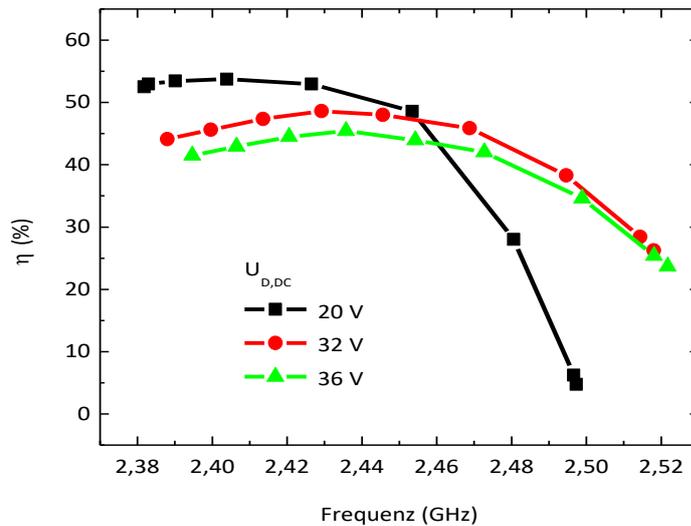


**Abbildung 5.12** Prototyp 3: Elektronisch steuerbarer Oszillationsfrequenzbereich für verschiedene Werte  $U_{D,DC}$

Analog zum mechanisch verstimmbaren Prototyp 2 wird auch bei der elektronischen Variante eine frequenzabhängige Änderung der Ausgangsleistung erwartet. Den tatsächlichen Zusammenhang, wie er bei Prototyp 3 gemessen wurde, zeigt die Abbildung 5.13. Darin werden die Verläufe für drei verschiedene Draingleichspannungen  $U_{D,DC}$  dargestellt. Bei 32 V wird eine Maximalausgangsleistung von 51,9 W erreicht. Der Wert liegt damit etwa 9% unter dem Referenzwert von Prototyp 2. Angesichts der deutlich niedrigeren Kapazitätsgüte ist das ein guter Wert. Der Leistungsabfall mit der Frequenz beidseitig des Maximums verläuft jedoch wesentlich steiler als beim zweiten Prototyp. Als Ursache dafür lässt sich abermals die geringere Güte vermuten. Sie kann an dieser Stelle jedoch nicht erschöpfend belegt werden. Einen ähnlichen Gradienten zeigt auch die Effizienz. Innerhalb des ISM-Bands fällt  $\eta$  um durchschnittlich 4% im Vergleich zu Prototyp 2.



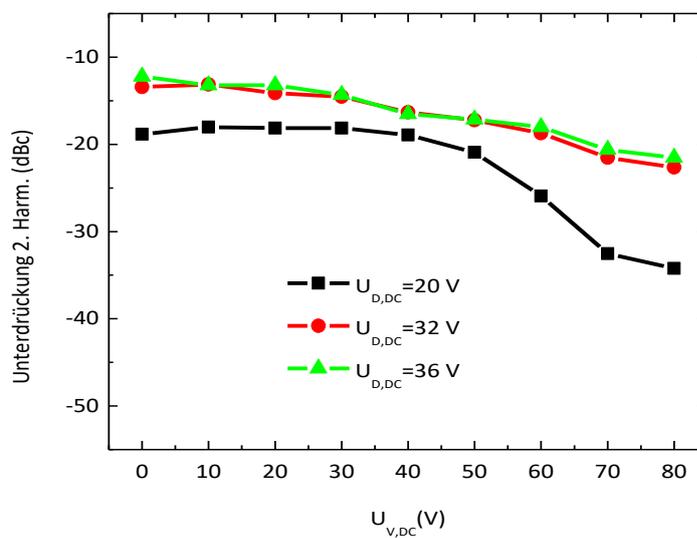
**Abbildung 5.13** Prototyp 3: Gemessene Gesamtausgangsleistung in Abhängigkeit der Oszillationsfrequenz



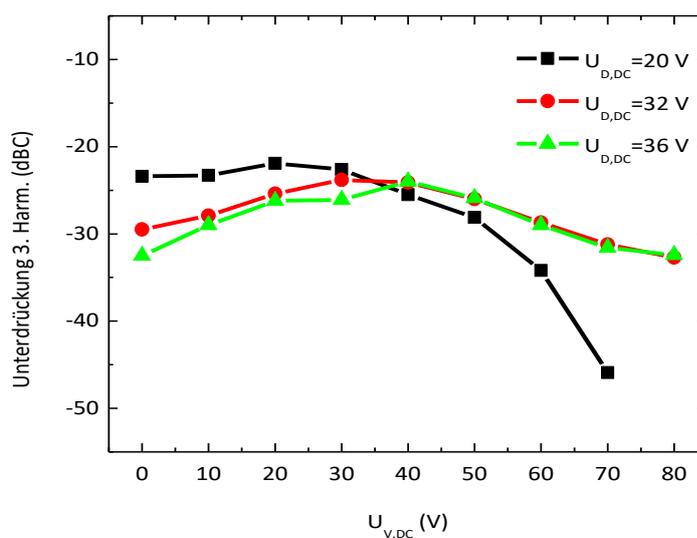
**Abbildung 5.14** Prototyp 3: Gemessene Effizienz in Abhängigkeit der Oszillationsfrequenz

Es folgt die Betrachtung des Ausgangsspektrums im Vergleich zu dem von Prototyp 2 in Abbildung 4.22. Berücksichtigt werden die zweite und dritte Harmonische. Die in der Abbildung 5.15 gewählte Darstellung zeigt den Leistungsabstand zur Grundwelle als Funktion der Steuerspannung  $U_{V,DC}$ . Vergleicht man zunächst die dritte Harmonische beider Prototypen im Teil b) der Abbildung so fällt auf, dass deren Niveaus mit etwa  $-25\text{ dBc}$  sehr ähnlich sind. Das Maximum bei etwa  $40\text{ V}$  korreliert mit dem Leistungsmaximum in Abbildung 5.13. Man kann daraus schließen, dass die dritte Harmonische primär durch die

GaN-HEMTS selbst verursacht wird. Ein anderes Bild bietet sich beim Blick auf die zweite Harmonische, die bei Prototyp 3 um 20 dB stärker hervortritt. Ihre Dominanz ist sehr wahrscheinlich auf die nichtlineare Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität des Varaktors zurückzuführen. Dafür spricht auch, dass sich die Harmonische mit steigender Steuerspannung kontinuierlich abschwächt. In Abbildung 5.3 ist gut erkennbar, wie sich die  $C_V/U_V$ -Kennlinie mit steigender Spannung linearisiert, was zu potentiell weniger starken Oberwellen beiträgt. Der Rückgang wird durch die allgemeine Leistungsabnahme zur oberen Frequenzgrenze hin noch begünstigt. Im Gegensatz dazu wächst die zweite Harmonische zur unteren Grenze hin sogar noch an, obwohl der Oszillator auch dort weniger Leistung erzeugt. Wahrscheinlich wiegt die anwachsende Nichtlinearität in diesem Bereich stärker als die Leistungsreduktion.



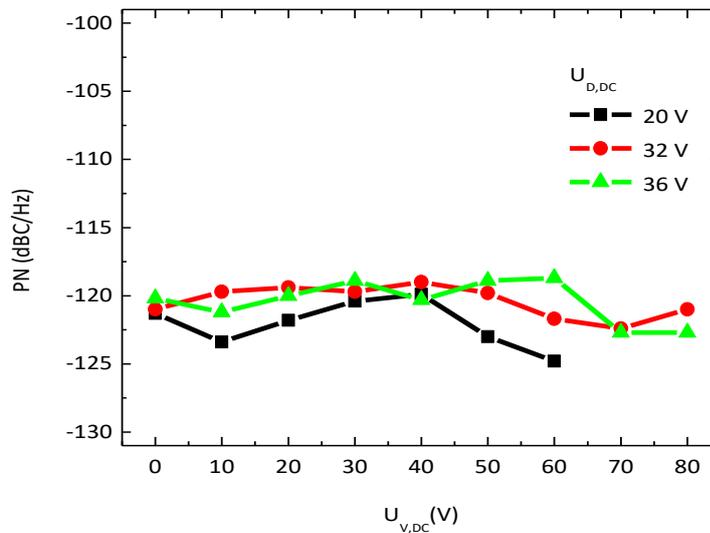
a)



b)

**Abbildung 5.15** Prototyp 3: Gemessene Oberwellenleistung in Abhängigkeit der Steuergleichspannung  
a) 2. Harmonische, b) 3. Harmonische

Das Phasenrauschen des spannungsgesteuerten Leistungsozillators in Abbildung 5.16 zeigt sich bei der Gegenüberstellung mit Prototyp 2 nahezu unverändert. Vergleicht man die Werte bei 1 MHz Trägerabstand, ist eine Erhöhung von maximal 5 dB zu erkennen. Dabei ist keinerlei Abhängigkeit von der Steuer- oder Betriebsspannung feststellbar. Aus Abschnitt 5.2.3 ist bekannt, dass der Varaktor die Güte des Rückkoppelnetzwerks reduziert. Ein schlechteres Phasenrauschen ist deshalb durchaus plausibel. Angesichts der deutlich geringeren Güte ist es sogar erstaunlich, dass es nur so wenig zunimmt.



**Abbildung 5.16** Prototyp 3: Gemessenes Phasenrauschen bei 1 MHz Trägerabstand

Die Messergebnisse des Prototyps 3 belegen die Funktionsfähigkeit des Schaltungskonzepts. Damit ist erstmalig die Realisierung eines VCOs im Leistungsbereich über 30 W gelungen. Der Oszillator ist über das komplette 2,45 GHz ISM Band hinweg durchstimmbare. Aus der erfolgreichen Umsetzung resultiert gleichzeitig ein tieferes Verständnis über das Zusammenwirken unterschiedlicher Mechanismen, deren Ursprünge sowohl im Leistungsozillator wie auch im Varaktorbauelement zu finden sind. Dabei ließen sich drei wesentliche Entwicklungsziele herausarbeiten, die für die Anwendung in Leistungsozillatoren bedeutend sind - höhere Güte, größere Kapazitätsvariation sowie eine flache  $U_V/C_V$ -Kennlinie verbunden mit einer hohen Aussteuergrenzspannung  $U_{V,max}$ .

## 6 Die modulare Matrixplasmaquelle QUADRIGA

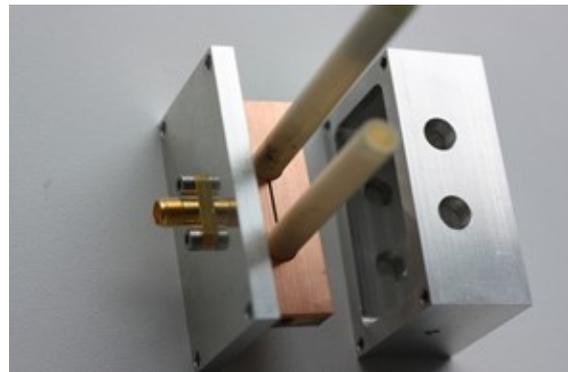
Mit der Entwicklung des kompakten 2,45 GHz-Generators, wie er in den Kapiteln 2 bis 4 beschrieben wird, ist die Grundvoraussetzung für ein leistungsfähiges, integriertes Plasmaquellenmodul geschaffen. Ausgehend davon beschreibt der folgende Abschnitt den weiteren Entwicklungsverlauf. Generator und Resonator werden in einem sehr kompakten Einzelmodul kombiniert. Vier dieser Module werden schließlich in einer Matrix angeordnet.

### 6.1 Auswahl des Resonators

Eine prinzipielle Neuentwicklung der Geometrie des Plasmaresonators ist nicht Gegenstand dieser Arbeit. Stattdessen wird auf einschlägige Vorarbeiten zurückgegriffen, aus denen ein passendes Konzept herangezogen wird. Die Auswahl ist hier sehr übersichtlich, da im Wesentlichen zwei erprobte Konzepte existieren. In Frage kommen ein transversaler CCP- sowie ein Doppel-ICP-Resonator, wie sie in der Abbildung 6.1 gezeigt sind. Beide werden in Tabelle 6.1 miteinander verglichen. Insgesamt überwiegen die Vorteile der Doppel-ICP, die sich insbesondere wegen ihres geringen Rastermaßes und der unkomplizierten Kühlmöglichkeit anbietet. Die Bereitstellung einer Hilfszündeinrichtung wird als weniger schwierig eingeschätzt. Da sich die Elektroden außerhalb des Reaktorraums befinden, gilt ICP-Plasma außerdem als sehr rein, weshalb es auch für anspruchsvolle Prozesse eingesetzt werden kann.



a)



b)

**Abbildung 6.1** a) CCP-Resonator [Epil13, S. 3], b) Doppel ICP-Resonator [Epil13, S. 2-4 ], [Port13]

**Tabelle 6.1** Wesentlichen Eigenschaften von transversalem CCP- und Doppel-ICP-Resonator

|                                 | Resonator                   |                        |
|---------------------------------|-----------------------------|------------------------|
|                                 | Transversaler CCP           | Doppel-ICP             |
| Min. Raster der Entladungszonen | > 45 mm                     | 18 mm                  |
| Reinheit des Plasmas            | niedriger                   | höher                  |
| Radikalbildung                  | ähnlich                     |                        |
| Umarbeitungsaufwand             | höher                       | niedriger              |
| Kühlung                         | schwieriger (Luft & Wasser) | einfacher (nur Wasser) |
| Zündung                         | selbstzündend               | fremdgezündet          |

## 6.2 Aufbaukonzept des Plasmaquellenmoduls

Die Konzeptidee zum Aufbau des Plasmaquellenmoduls ist in Abbildung 6.2 gezeigt. Sie entstammt dem Wunsch nach einer eleganten Verbindung des differentiellen Leistungoszillators mit zwei Doppel-ICP-Quellen unter Gewährleistung eines minimalen Rasters sowie einer möglichst perfekten Symmetrie des Moduls. Jeder der beiden Oszillatorausgänge speist dazu einen Doppel-ICP-Resonator, sodass pro Modul vier Plasmazonen entstehen. Resonator und Oszillator bieten jeweils  $50\ \Omega$ -Schnittstellen und können so unabhängig voneinander messtechnisch charakterisiert und optimiert werden. Die elektrische Verbindung beider Teile wird durch eine separate Leiterplatte mit integrierten Richtkopplern (RKP) hergestellt, auf der gleichzeitig die Auskopplung der Vor- und Rücklaufleistung zur Beurteilung der Anpassung erfolgt.

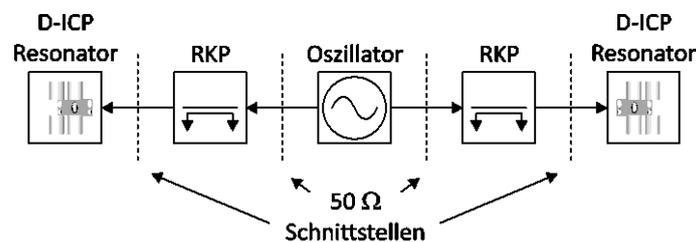
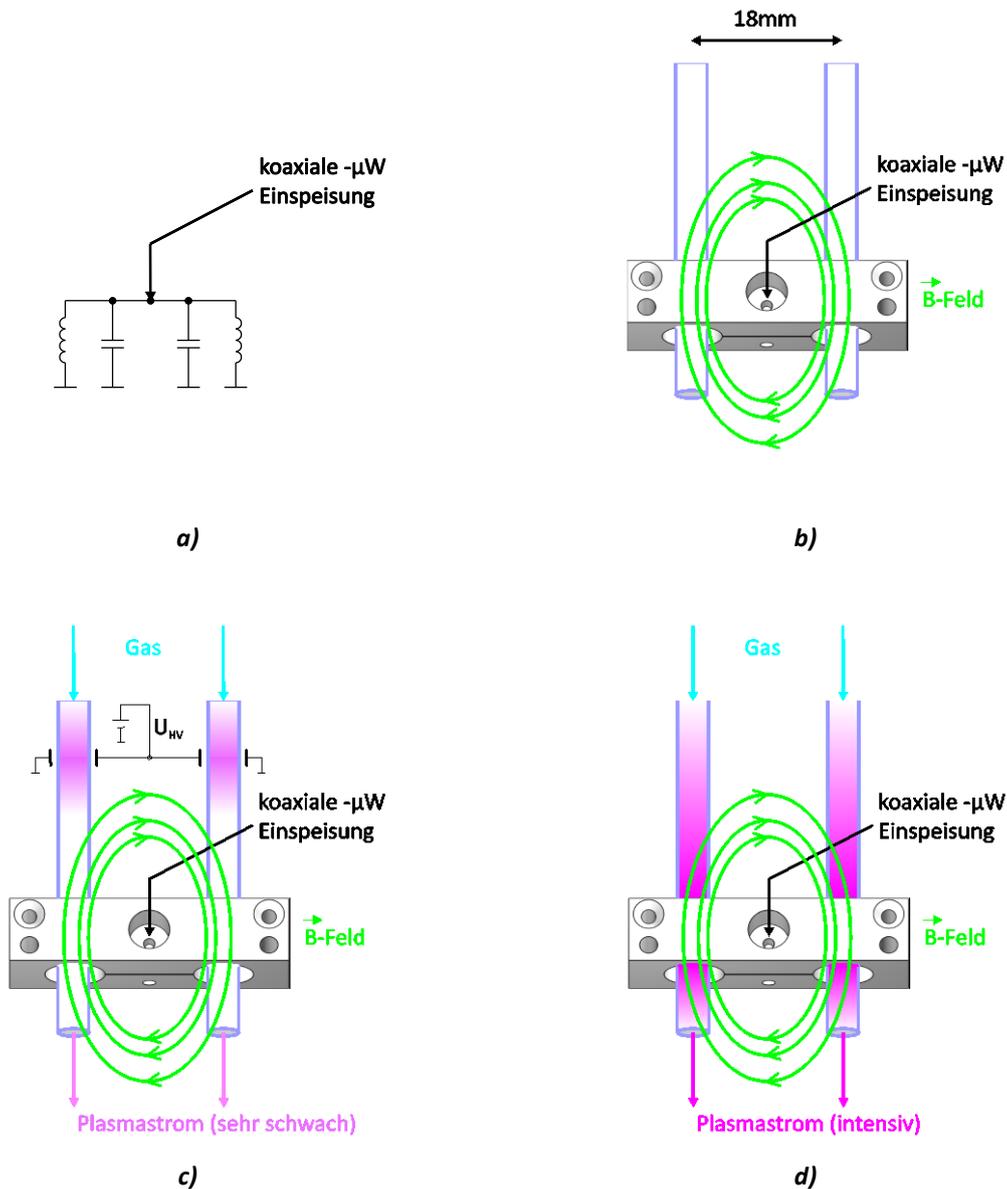


Abbildung 6.2 Schematisches Aufbaukonzept des Plasmaquellenmoduls

### 6.2.1 Funktionsprinzip des idealen Doppel-ICP-Resonators

Das Funktionsprinzip dieses Resonators ist in Abbildung 6.3 dargestellt.



**Abbildung 6.3** Elektrische Ersatzschaltung und Zündablauf bei einem einzelnen Doppel-ICP-Resonator

Ein monolithischer Kupferblock ist mit zwei Bohrungen versehen, die durch einen dünnen Schlitz miteinander verbunden sind. Der Innenleiter der koaxialen Zuleitung wird zentral durch den Block hindurchgeführt und auf der gegenüberliegenden Seite des Schlitzes kontaktiert. Das Gebilde besitzt die Eigenschaften eines elektrischen Resonators, dessen Induktivität und Kapazität durch die Bohrungen bzw. den Schlitz entstehen. Abbildung 6.3b

zeigt den mechanischen Aufbau und Abbildung 6.3a das elektrische Äquivalent. Wird der Resonator mit einem Sinussignal angeregt, entstehen auf der Innenseite der Bohrungen Wandströme, die zur Ausbildung eines Magnetfeldes führen, das durch beide Bohrungen hindurchtritt. Das Prozessgas wird, in Quarzröhren hermetisch gekapselt, durch dieses Magnetfeld hindurchgeleitet. Ein neutrales Gas wäre auf diese Weise nicht zum Durchbruch zu bringen. Dies gelingt nur dann, wenn im Gas eine ausreichend hohe Anzahl bewegter, freier Ladungsträger existiert, die sich durch ein B-Feld beschleunigen lassen (Lorentzkraft). Dazu wird mittels einer Hochspannungsquelle ein kurzzeitiger, elektrischer Felddurchbruch herbeigeführt (siehe Abbildung 6.3c). Aus den Stoßreaktionen beschleunigter Ladungsträger mit neutralen Gasatomen resultiert dann eine Kettenreaktion, die zu einer stabilen Plasmaentladung führt, welche ausschließlich durch den Mikrowellengenerator versorgt wird (siehe Abbildung 6.3d). Ist das Plasma einmal gezündet, besteht die Hauptaufgabe des Resonators darin, die elektrische Impedanz des Plasmas an die Generatorimpedanz (z.B. 50  $\Omega$ ) anzupassen, sodass ein bestmöglicher Leistungstransfer stattfinden kann.

## 6.2.2 Nichtlinearität und Modenverhalten des Plasmas im Doppel-ICP-Resonator

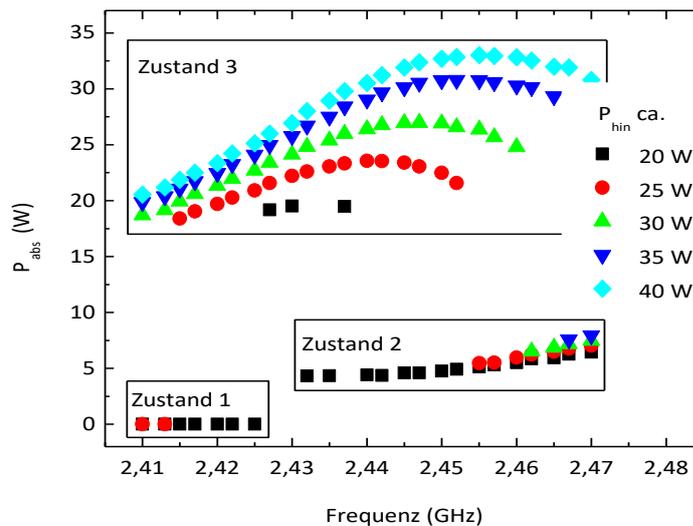
Abschnitt 6.2.1 schildert einen idealisierten Ablauf, der in der Realität von weiteren, störenden Effekten begleitet wird und daher nicht immer sicher eintritt. Die folgenden Erläuterungen geben einen Einblick in das komplexe Zusammenspiel zusätzlicher Faktoren:

In [Kühn12, S. 24ff] wurde beschrieben, wie sich das Plasma für die elektrische Speisung als nichtlineare, komplexe Impedanz auffassen lässt. Die Plasmaimpedanz ist unter anderem Ausdruck der Elektronendichte des Mediums und damit allen plasmaphysikalischen Abhängigkeiten dieser Größe unterworfen. Dazu zählen die Art des Gases, der Druck und der Gasfluss. Die Nichtlinearität zeigt sich anhand der Leistungsabhängigkeit der Plasmaimpedanz. Nach der Zündung ist die Plasmaimpedanz elektrischer Bestandteil des Resonators und verändert dessen Resonanzfrequenz, Güte und folglich auch die Eingangsimpedanz beträchtlich. Um eine effiziente Leistungsübertragung vom Generator zum Plasma zu gewährleisten, ist die Resonatoreingangsimpedanz durch ein Anpassglied an den Generatorausgang, im konkreten Fall 50  $\Omega$ , anzupassen. Wie erwähnt variiert die Plasmaimpedanz mit den physikalischen Parametern. Universelle Anpassung ist demnach nur mit einem dynamischen Anpassnetzwerk zu leisten, das jedoch im Plasmaquellenmodul vorerst nicht integrierbar ist. In Absprache mit dem anwendenden Industriepartner werden stattdessen feste Prozessparameter (siehe Tabelle 6.2) definiert, für die ein statisches Anpassglied entworfen wurde.

**Tabelle 6.2** Prozessparameter für den PEALD-Versuch

|                      |            |
|----------------------|------------|
| Art des Gases        | Sauerstoff |
| Gasfluss je Röhrchen | 70 sccm    |
| Druck                | 50 Pa      |

Die Festlegung der Prozessparameter eliminiert drei variable Größen. Bestehen bleibt allerdings der nichtlineare Charakter des Plasmas. Da die Struktur des Anpassnetzwerks sehr einfach ist (siehe Abbildung 6.6a), erfolgt die Dimensionierung empirisch. Für einen angepassten Resonator zeigt Abbildung 6.4 die Messungen der absorbierten Leistung  $P_{abs} = P_{hin} - P_{rück}$  als Funktion der Frequenz bei fünf verschiedenen Pegeln hinlaufender Leistung  $P_{hin}$ .



**Abbildung 6.4** Absorptionsverhalten des Resonators für verschiedene Frequenzen und Eingangsleistungspiegel

Man kann deutlich drei Bereiche unterscheiden, in denen unterschiedlich viel Leistung im Resonator absorbiert wird und das Plasma verschieden hell aufleuchtet. Um den Übergang von einem zum nächst höheren Zustand zu vollziehen, muss im Resonator eine minimale Leistung  $\hat{P}_{abs}$  absorbiert werden. Tabelle 6.3 fasst die wesentlichen Merkmale dieser drei Plasmazustände zusammen. Die zugehörigen Reflexionsfaktoren werden auf Basis der hin- und rücklaufenden Leistungen bei 2,45 GHz gemäß Gl. (6.1) berechnet.

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{P_{rück}}{P_{hin}}} \quad (6.1)$$

**Tabelle 6.3** Charakterisierung beobachteter Plasmazustände

|                         | Plasmazustände     |               |             |
|-------------------------|--------------------|---------------|-------------|
|                         | 1                  | 2             | 3           |
| $ \Gamma $ bei 2,45 GHz | 0,97 <sup>11</sup> | 0,88          | 0,22        |
| $P_{abs}^{\wedge}$      | >0 W               | 4 W           | 16 W        |
| Leuchtintensität        | ○<br>(keine)       | ●<br>(dunkel) | ●<br>(hell) |
| vermuteter Plasmamode   | -                  | CCP           | ICP         |

Obwohl derzeit nicht bewiesen, liegt die Vermutung nahe, dass es sich bei Zustand 2 und 3 um einen CCP- bzw. ICP-Plasmamode handeln könnte. Die theoretische Existenz beider Moden wurde anhand von Simulationen in [Port13] nachgewiesen. Der endgültige Beweis darüber wäre über die Bestimmung der Elektronendichte zu führen, die für ICP-Plasmen um zwei Größenordnungen über der von CCP-Plasmen liegt [Keud13, S. 195]. Wird ein ICP-Plasma gezündet, geschieht dies stets über den Zwischenschritt eines CCP-Plasmas [Keud13, S. 192ff].

Abbildung 6.4 zeigt außerdem, dass eine optimale Anregungsfrequenz<sup>12</sup> existiert, die sich mit steigender absorbierter Leistung erhöht. In diesem Verhalten äußert sich die Nichtlinearität des Plasmas. Beide Faktoren, ausreichende Leistungsreserve und optimale Anregungsfrequenz müssen gegeben sein, um in den Zustand 3 zu gelangen und dabei möglichst viel Leistung im Doppel-ICP-Resonator mit Plasma zu absorbieren.

### 6.2.3 Oszillator

Im vorhergehenden Abschnitt wurde die Notwendigkeit einer ausreichend hohen Generatorleistung für einen stabilen Plasmabetrieb herausgearbeitet. Abbildung 6.4 zeigt, dass dafür mindestens 25 W am Resonator verfügbar sein müssen. Aus Kapitel 4 ist bekannt, dass der kreuzgekoppelte Leistungoszillator diesen Pegel liefern kann. Es ist jedoch wenig sinnvoll, auf eine elektronische Frequenzsteuerung zurückzugreifen, da eine entsprechend hohe Leistung damit nur in einem sehr kleinen Frequenzbereich zu erzeugen ist. Abbildung 6.5 zeigt den Oszillator, wie er im Plasmaquellenmodul verbaut ist. Das Layout entspricht dem von Prototyp 3, jedoch ohne Varaktoren. Stattdessen wird  $L_4$  durch eine Mikrostreifenleitung an gleicher Stelle realisiert.

<sup>11</sup> Aus Messungen der S-Parameter im Leerlauf ermittelt

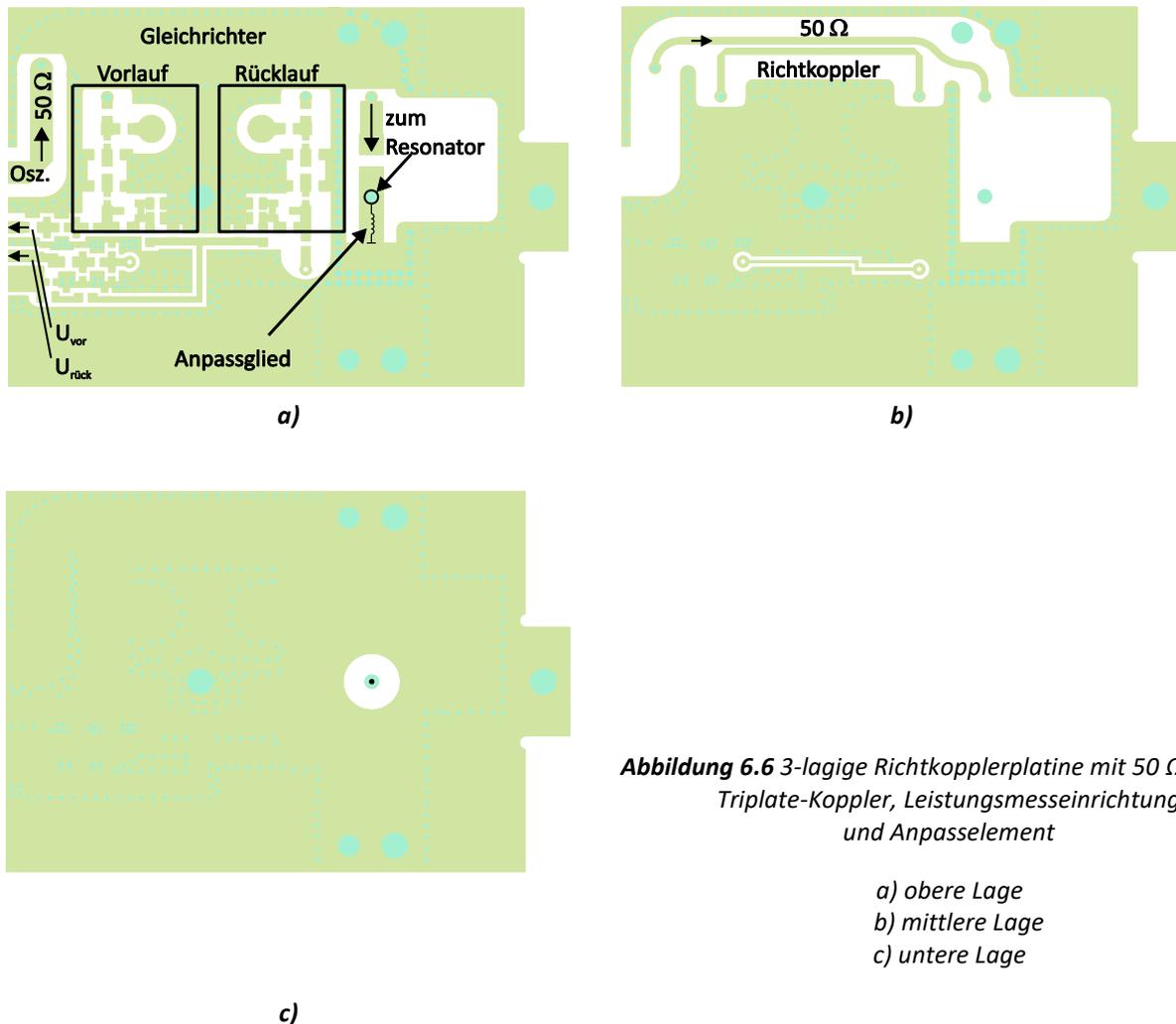
<sup>12</sup> die Frequenz, bei der die maximale Leistung im Resonator mit Plasma absorbiert wird.



*Abbildung 6.5 Leistungoszillator des Plasmaquellenmoduls*

#### **6.2.4 Richtkopplerplatine (RKP)**

Diese Leiterplatte dient der Verbindung von Oszillator und Resonator und ist in jedem Modul doppelt vorhanden (Abbildung 6.6). In der mittleren von drei Metalllagen verbirgt sich ein Richtkoppler zur Auskopplung eines Teils von vor- und rücklaufender Leistung. Damit ist die absorbierte Leistung im Plasma im Betrieb messbar. Auf der Platinenoberseite ist auch das Anpasselement untergebracht, das lediglich aus einem induktiven Kurzschluss besteht (Abbildung 6.6a).



**Abbildung 6.6** 3-lagige Richtkopplerplatine mit 50  $\Omega$  Triplate-Koppler, Leistungsmesseinrichtung und Anpasselement

### 6.2.5 Wechselwirkung zwischen Leistungoszillator und Resonatoren

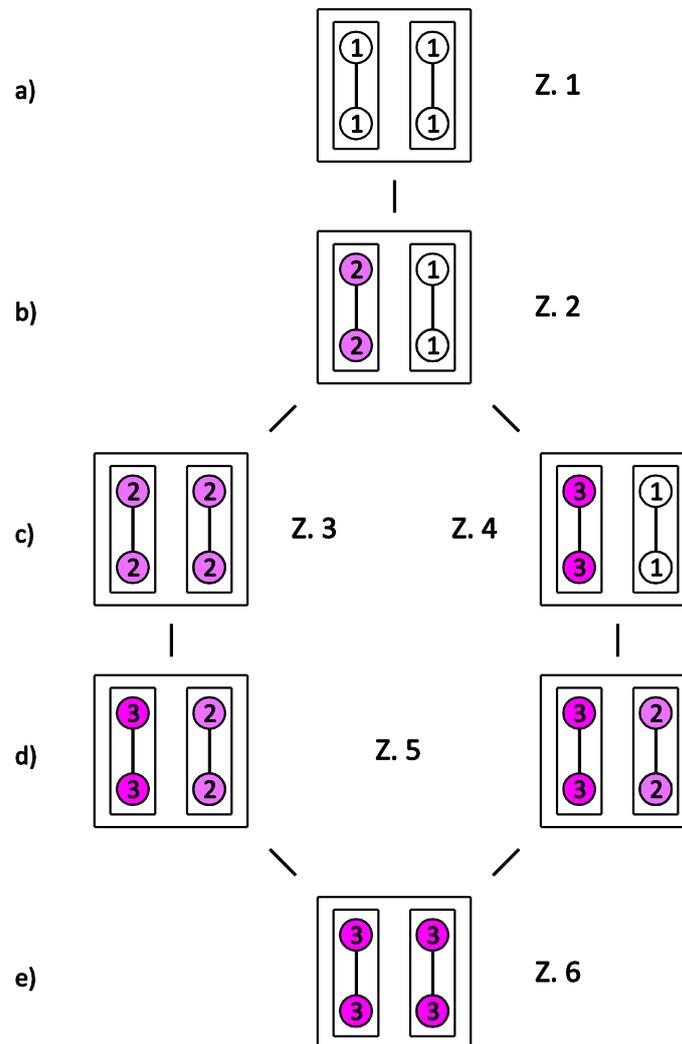
In den vorangegangenen Abschnitten wurden Oszillator und Resonator als separate Teilelemente beschrieben und elektrisch charakterisiert. Dabei ist wichtig zu bemerken, dass sich die dortigen Betrachtungen ausschließlich auf stationäre Zustände beziehen. Eine vollständige Berechnung des dynamischen Verhaltens des Gesamtsystems aus Oszillator und Resonator mit Plasma würde ein genaues elektrisches Plasmamodell voraussetzen. Zwar wird in [Kühn12, S. 28ff] bereits eine Methode zur Modellierung der nichtlinearen Plasmaimpedanz eines CCP-Plasmas vorgestellt, sie kann in der dortigen Form aber nicht angewendet werden. Für ein ICP-Plasmamodell wäre, neben dem Übergang vom Leerlauf zum CCP-Zustand, ein weiterer Übergang vom CCP- in den ICP-Zustand zu berücksichtigen. Sind nun, wie in unserem Fall, außerdem zwei separate Plasmalasten über den Oszillator

verkoppelt, spielt auch die statistische Verzögerung eine Rolle, die zwischen den beiden Zündvorgängen liegt [Kühn07], [Link05]. Eine adäquate Modellierung ist also nicht trivial. Im Folgenden werden die komplexen dynamischen Abläufe in stationäre Teilschritte unterteilt. So lassen sich die Vorgänge leichter analysieren und Schlüsse für geeignete Schaltungsmaßnahmen ableiten.

#### *Abfolge von Plasmazuständen:*

In Abschnitt 6.2.2 wurde bereits erwähnt, dass die Zündung von ICP-Plasma immer über den Zwischenschritt eines CCP-Plasmas geschieht. Für die folgenden Überlegungen wird angenommen, dass es sich bei den Zuständen 2 und 3 aus Tabelle 6.3 tatsächlich um CCP- bzw. ICP-Moden handelt. Die Untersuchungen in [Kühn07] und [Link05] haben gezeigt, dass die zur Plasmazündung notwendige elektrische Feldstärke einer statistischen Verteilung unterliegt und bei jeder Zündung etwas variiert. Überträgt man diese Erkenntnis auf die beiden Doppel-ICP-Resonatoren des Plasmaquellenmoduls, kann gefolgert werden, dass die Übergänge zwischen den Zuständen in Tabelle 6.3 für beide Resonatoren stets zu unterschiedlichen Zeiten stattfinden und demnach als getrennte Ereignisse betrachtet werden können. Abbildung 6.7 zeigt sechs mögliche Zustandskombinationen (Z. 1 bis Z. 6), die aufgrund dieser Überlegungen in fünf Schritten durchlaufen werden müssen, um in beiden Resonatoren vom ungezündeten in den Zustand 3 zu gelangen. Dabei sind zwei verschiedene Schrittabfolgen vorstellbar.

Ausgangspunkt sind zwei Resonatoren ohne Plasma (a). Nach Zuführung von Hochspannung und ausreichend Mikrowellenleistung zündet CCP-Plasma in einem der Resonatoren (b). Im darauffolgenden Schritt kann entweder in beiden Resonatoren CCP-Plasma brennen oder aber ICP-Plasma in einem und weiterhin kein Plasma im anderen Resonator (c). Die folgende Zustandsänderung führt in jedem Fall zu ICP-Plasma in einem, sowie zu CCP-Plasma im anderen der beiden Resonatoren (d). Im finalen Zustand brennen schließlich in beiden Resonatoren ICP-Plasmen (e).



**Abbildung 6.7** Mögliche Abfolge stationärer Plasmazustände während des Zündvorgangs

#### Vereinfachte Load-Pull Analyse:

Die Übergänge zwischen den Plasmazuständen sind nur dann möglich, wenn in den jeweiligen Resonator ausreichend Mikrowellenleistung eingespeist wird (siehe Abschnitt 6.2.2). Es sei daran erinnert, dass der Leistungsoszillator für symmetrische  $50 \Omega$  Lasten an beiden Ausgängen dimensioniert wurde, eine Lastbedingung, die etwa im Endzustand (e) in Abbildung 6.7 vorliegt. Sie wird jedoch erst nach Durchlaufen der Zustände (a) – (d) erreicht. Es ist also nicht sicher, ob auch für die zwischenzeitlichen Lastzustände genug Mikrowellenleistung an den Resonatoren verfügbar ist, um einen Wechsel in den nächsten Plasmazustand zu erreichen. Diese Frage soll anhand einer vereinfachten Load-Pull Simulation beantwortet werden. Im elektrischen Modell werden dazu die Oszillatorausgänge

mit den Eingangstoren der Richtkopplerplatinen verbunden, für die zunächst ein EM-Modell erstellt wird. Die beiden Ausgangstore werden mit den Reflexionsfaktoren  $\Gamma_1$  und  $\Gamma_2$  gemäß den sechs Kombinationen in Tabelle 6.4 abgeschlossen. Da zwar die Beträge der Reflexionsfaktoren, nicht aber deren Phasen  $\varphi_1$  und  $\varphi_2$  bekannt sind, werden in einem Schleifendurchlauf alle Phasenkombinationen im Abstand von  $10^\circ$  gebildet und die in den Resonatorimpedanzen absorbierten Leistungen  $P_{abs1}$  und  $P_{abs2}$  berechnet. Aus der Gesamtheit aller Kombinationen werden die minimale und die maximale Leistung bestimmt, mit der zu rechnen ist. In Tabelle 6.4 sind die Werte dargestellt, die sich aus der Simulation für  $U_{D,DC} = 32\text{ V}$  ergeben. Alle Zustandsübergänge sind mit einem Paar Pfeile gekennzeichnet, in denen die jeweils erforderliche Mindestleistung gemäß Tabelle 6.3 eingetragen ist. Grün gefärbte Pfeile mit durchgängiger Kontur markieren, dass im jeweiligen Resonator ausreichend Leistung für den Zustandsübergang eingespeist wird. Bei roten Pfeilen mit gestrichelter Kontur ist das nicht der Fall. Bei der Darstellung wird optimistisch von einer maximalen Leistungsabsorption ausgegangen. Ein erfolgreicher Zustandsübergang kann nur erfolgen, wenn beide Pfeile grün gefärbt sind. Dies ist jedoch für keinen der Übergänge der Fall.

**Tabelle 6.4** Verfügbare Resonatorleistungen bei verschiedenen Kombinationen stationärer Plasmazustände

| Plasmazustand | Resonator 1  |                |         | Resonator 2            |              |                |         |                        |
|---------------|--------------|----------------|---------|------------------------|--------------|----------------|---------|------------------------|
|               | $ \Gamma_1 $ | $P_{abs1}$ (W) |         | $P_{abs}^{\wedge}$ (W) | $ \Gamma_2 $ | $P_{abs2}$ (W) |         | $P_{abs}^{\wedge}$ (W) |
|               |              | minimal        | maximal |                        |              | minimal        | maximal |                        |
| 1             | 0,97         | 0              | 1,5     |                        | 0,97         | 0              | 1,8     |                        |
| 2             | 0,88         | 2,2            | 5,0     |                        | 0,97         | 0,6            | 1,5     |                        |
| 3             | 0,88         | 2,2            | 5,8     |                        | 0,88         | 2,3            | 4,5     |                        |
| 4             | 0,22         | 6,5            | 28,6    |                        | 0,97         | 0,7            | 1,7     |                        |
| 5             | 0,22         | 9,8            | 28,6    |                        | 0,88         | 2,9            | 6,8     |                        |
| 6             | 0,22         | 25,1           | 28,6    |                        | 0,22         | 23,9           | 30,6    |                        |

### Schlussfolgerungen für den Modulaufbau:

Beim direkten Zusammenschluss des Oszillators mit den Resonatoren kann darin kein mutmaßlicher, stationärer ICP-Zustand erreicht werden. Es ist klar geworden, dass in beiden Resonatoren nur dann ein Plasma im gewünschten Zustand 3 sicher gezündet wird, wenn beide Oszillatorausgänge von Anbeginn mit niedrigen Reflexionsfaktoren abgeschlossen werden. Um diese Forderung unabhängig vom momentanen Plasmazustand zu gewährleisten, wurden zwischen den Oszillatorausgängen und der Richtkopplerplatine Mikrowellenisolatoren eingesetzt (siehe Abbildung 6.8).

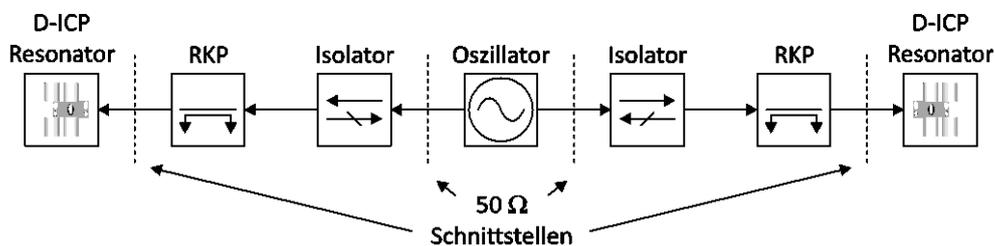
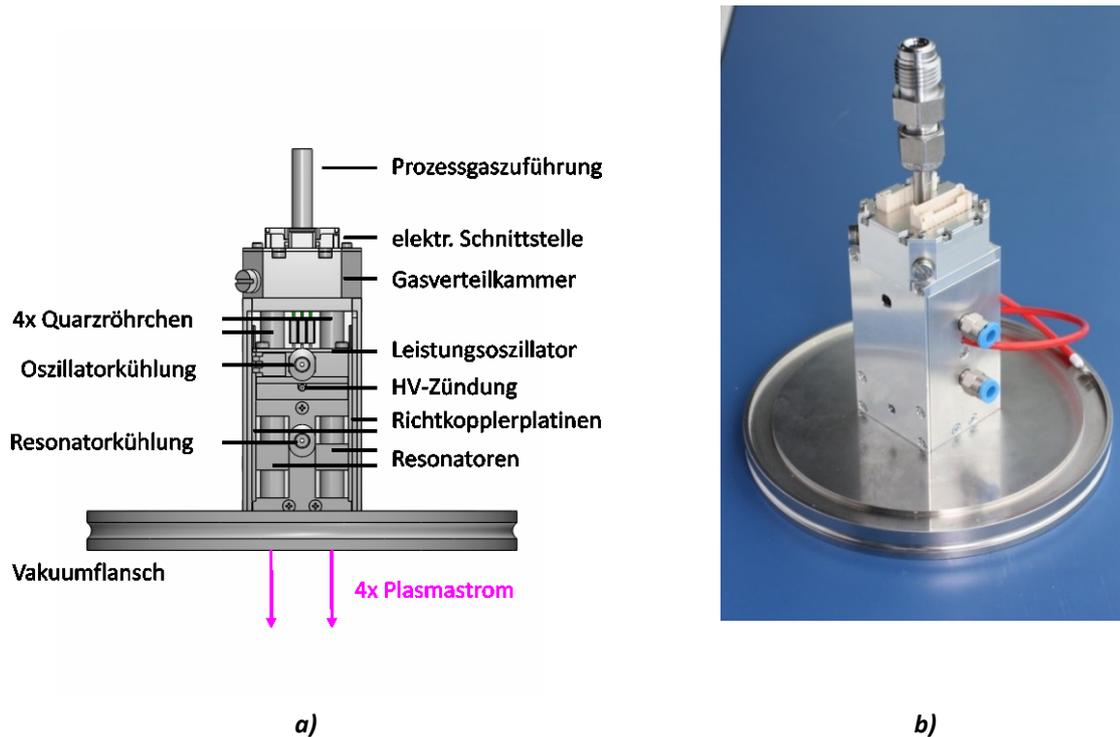


Abbildung 6.8 Schematisches Aufbaukonzept des Plasmaquellenmoduls mit Mikrowellenisolatoren

### 6.2.6 Modulaufbau

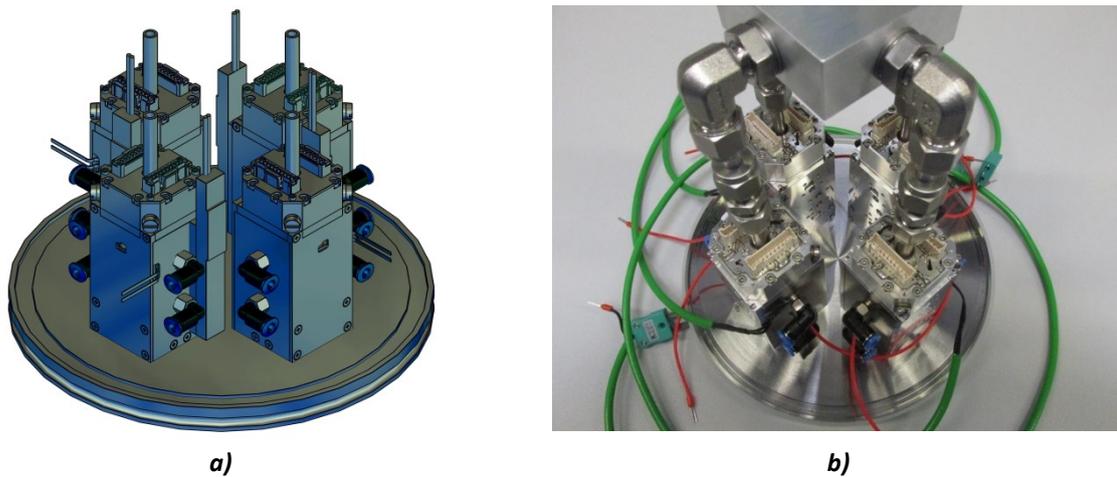
Bei der Entwicklung des Plasmaquellenmoduls sind neben den HF- und plasmatechnischen Aspekten auch Fragen der Kühlung und Vakuumdichtigkeit zu berücksichtigen. Außerdem ist eine gute Isolation der Hochspannungszündvorrichtung notwendig. All diese, zum Teil konträren Anforderungen sind sehr eng miteinander verflochten und müssen auf kleinstem Raum umgesetzt werden. Den daraus entstandenen Konstruktionsentwurf zeigt Abbildung 6.9a. Auf der Moduloberseite befinden sich der Einlass für die Prozessgaszuführung, darunter die elektrische Schnittstelle zur DC-Versorgung der HEMTs sowie die analogen Leistungsmessausgänge. Zur Temperaturüberwachung des Oszillators ist ein Thermoelement vorgesehen. Oszillator und Resonatoren werden separat wassergekühlt. Die vertikal angeordneten Richtkopplerplatinen verbinden sie. In einer Zwischenebene befinden sich die Elektroden für die Hochspannungszündung. Als Quelle dient ein externer 1 kV Hochspannungszündinverter.



**Abbildung 6.9** Einzelnes Plasmaquellenmodul auf 100 mm Vakuumflansch;  
 a) Konstruktionsentwurf [QSEN16]; b) Foto des Prototyps

### 6.3 Aufbaukonzept einer vierfach Matrixquelle

Bei der Konstruktion des einzelnen Plasmaquellenmoduls wird ein minimales Rastermaß von 18 mm umgesetzt. Für den Prototyp der Matrixanordnung müssen die Module in einem etwas weiteren Raster angeordnet werden. Ursache dafür sind einige ungelöste, konstruktive Fragen, die mit der Geometrie der bestehenden Beschichtungsanlage zusammenhängen. Abbildung 6.10a zeigt den Entwurf einer Anordnung von vier Plasmaquellenmodulen in einer Matrix auf einem 160 mm - Flansch. Die Prozessgasversorgung geschieht über eine spezielle Verteilerbaugruppe, die in Abbildung 6.10b erkennbar ist.



**Abbildung 6.10** Anordnung von vier Plasmaquellenmodulen in einer Matrix [QSEN16]  
 a) Konstruktionsentwurf b) Foto des Prototyps

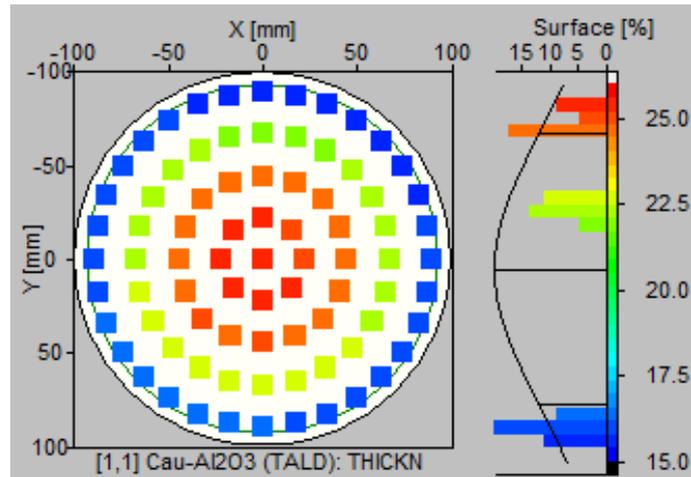
## 6.4 PEALD-Prozessergebnisse

Der Funktionsnachweis wurde durch PEALD-Abscheidungsversuche erbracht. Zum ersten Mal wurde ein solcher Prozess mit einer integrierten Mikrowellenmatrixquelle durchgeführt. Im Versuchsprozess wurde dazu die Abscheidung von  $\text{Al}_2\text{O}_3$  aus der metallorganischen Precurserverbindung Trimethylaluminium (TMA) erprobt. In einem wiederkehrenden mehrstufigen Ablauf wird ein Schichtwachstum hervorgerufen, das etwa einer Atomlage pro Zyklus entspricht [Foes14]. Die Verteilung der Schichtdicken über einer Fläche kann durch spektroskopische Ellipsometer bestimmt und dargestellt werden. Mit Hilfe dessen können zwei wesentliche Prozessgrößen bestimmt werden, die prozentuale Abweichung von der mittleren Schichtdicke (Uniformität) und die Wachstumsrate pro Zyklus.

### 6.4.1 Analyse der Abscheidungen einer Einzelquelle

Abbildung 6.11 zeigt die  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Schichtdicke auf einem 8"-Siliziumwafer, der mit einem einzelnen Plasmaquellenmodul beschichtet wurde. Um den Mittelpunkt herum erkennt man einen homogenen Bereich von etwa 100 mm Durchmesser ( $\approx 4''$ ), in dem Schichtdicken von 25 nm mit 2% Uniformität gemessen werden, was als guter Standard gilt [SEN16]. Betrachtet man die Gesamtfläche, sinkt die durchschnittliche Schichtdicke auf unter 21 nm und die Uniformität verschlechtert sich auf 24%. Die Schicht wächst mit einer Rate von  $0,82 \text{ \AA} / \text{Zyklus}^{13}$ .

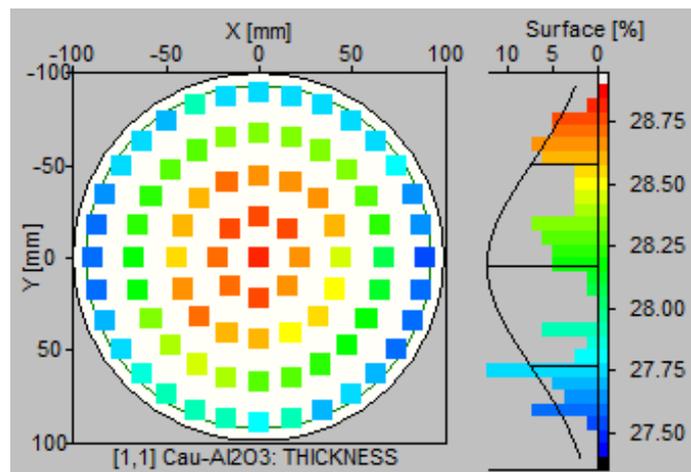
<sup>13</sup>  $\text{\AA}$  – Einheit Ångström;  $1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ m}$



**Abbildung 6.11**  $Al_2O_3$ -Schichtdickenmessung nach Beschichtung mit individuellem Plasmaquellenmodul [SEN16]

#### 6.4.2 Analyse der Abscheidungen einer Vierfach-Matrixquelle

Das Ergebnis der Schichtdickenmessung unter Verwendung einer Vierfach-Matrixquelle ist in Abbildung 6.12 zu sehen. Es zeigt sich, dass die  $Al_2O_3$ -Schichtdicke auf einem 8"-Siliziumwafer in diesem Fall 28 nm beträgt und mit einer deutlich verbesserten Uniformität von 2% über der Gesamtoberfläche abgeschieden wird. Bezüglich des Standardprozesses mit CCP-Quelle in [SEN16] wird damit sogar eine um 0,5% bessere Uniformität erreicht. Die Wachstumsrate erhöht sich  $0,94 \text{ \AA} / \text{Zyklus}$ .



**Abbildung 6.12**  $Al_2O_3$ -Schichtdickenmessung nach Beschichtung mit Matrixplasmaquelle [SEN16]

Damit ist gezeigt, dass die Matrixanordnung einzelner Plasmaquellenmodule tatsächlich zur Hochskalierung der Behandlungsfläche eingesetzt werden kann.

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Durch die Kopplung leistungsfähiger Mikrowellengeneratoren mit anderen Funktionsbaugruppen lassen sich innovative Systeme mit einzigartigen Eigenschaften verwirklichen. Die vorliegende Arbeit zeigt die Entwicklung eines solchen Systems anhand einer hochkompakten Plasmaquelle, die zur großflächigen Abscheidung dünnster  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Schichten dient. Sie kann dadurch dem aktuell herrschenden Mangel an Generatoren zur platzsparenden Erzeugung hoher Mikrowellenleistungen ein praxistaugliches Konzept entgegenstellen.

Ausgehend von einer Erhebung zum aktuellen Stand der Technik wird ein Mikrowellengenerator nach dem Prinzip eines Leistungoszillators realisiert. Als Basis für die Schaltungsentwicklung dient der klassische, kreuzgekoppelte Oszillator. In einer eingehenden Analyse wird gezeigt, dass dessen ursprüngliches Schaltungskonzept nicht zur Realisierung eines Leistungoszillators geeignet ist. Besonders die großen Transistorkapazitäten verändern die Signalphase sehr stark, sodass die maximale Oszillationsfrequenz weit unterhalb der gewünschten 2,45 GHz bleibt. Aus dieser Feststellung heraus wird die neue Schaltungstopologie eines differentiellen Leistungoszillators mit phasenkorrigiertem Rückkoppelnetzwerk vorgeschlagen. Damit lassen sich der Betrag und die Phase des rückgekoppelten Signals korrekt einstellen und gleichzeitig optimale Lastanpassung am Transistor gewährleisten. Ein speziell entwickelter Algorithmus liefert in guter Näherung die dafür notwendige Dimensionierung der Netzwerkelemente.

Anhand von insgesamt drei unterschiedlichen Prototypen mit GaN-HEMT des FBH wird der Nachweis über die Funktionsfähigkeit des neuen Schaltungskonzepts erbracht. Darunter sind sowohl Varianten mit fester als auch mit manuell und elektronisch einstellbarer Oszillationsfrequenz. So lässt sich erstmals die Frequenzabhängigkeit der Oszillatoreigenschaften charakterisieren. Dabei zeigt sich, dass die Schaltung einen hohen Leistungspegel im Bereich der Transistorsättigungsleistung liefern kann. Abgesehen von der fehlenden elektronischen Frequenzsteuerbarkeit werden damit ähnliche Leistungsmerkmale erzielt wie bei Verstärkerkaskaden mit identischen Endstufentransistoren. Der Flächenbedarf reduziert sich demgegenüber auf ein Zehntel.

Zur Realisierung der elektronischen Frequenzsteuerbarkeit werden die Anforderungen und Funktionsmechanismen von Varaktoren untersucht, die bei Großsignalaussteuerung maßgeblich sind. Aus diesen Erkenntnissen leiten sich Bewertungskriterien für die Auswahl passender Varaktorbauelemente ab. Zum Einsatz kommen SiC-Schottkyvaraktoren. Im Ergebnis wird erstmals ein 30 W Leistungs-VCO für das 2,45 GHz ISM-Band vorgestellt.

Nach Auswahl einer geeigneten Resonatorstruktur zur Plasmaanregung wird die Integration von Leistungsgenerator und Resonatoren in ein bisher einzigartiges, kompaktes Einzelmodul beschrieben. Die Bauweise ist auf einen minimalen Flächenbedarf hin optimiert, sodass sich beliebig viele Module in einem Array anordnen lassen. Eine Matrixquelle aus vier Modulen wird realisiert und beim Projektpartner zum Zwecke der PEALD-Abscheidung in Betrieb gebracht. Am Schluss der Arbeit werden die Ergebnisse der Abscheidungsversuche von  $\text{Al}_2\text{O}_3$  gezeigt. Sie belegen, dass der PEALD-Prozess durch den Einsatz einzelner, verteilter Plasmaquellen gut skaliert werden kann. Dank integriertem Mikrowellenleistungsgenerator können damit dünnste Schichten so homogen auf größeren Flächen erzeugt werden, wie es bisher nicht möglich war.

Zukünftig erscheint es sinnvoll, das Prinzip des Leistungsozillators mit phasenkorrigiertem Rückkoppelnetzwerk auch auf andere Frequenzbereiche zu übertragen. Besonders im THz-Bereich stehen Schaltungsdesigner beim Oszillatordesign heute vor einem vergleichbaren Problem. Fortwährend wird versucht, die Betriebsfrequenz mit dem technologischen Fortschritt zu erhöhen. Zwangsläufig wird dabei immer mit verhältnismäßig großen Transistoren operiert. Die Leistungsverstärkung der Transistoren ist so gering, dass zur Signalanhebung eine Vielzahl platzaufwändiger Verstärkerstufen notwendig sind. Umso wichtiger ist es, bereits im Oszillator einen hohen Leistungspegel zu erzeugen. Diese Arbeit liefert die Methodik dafür.

Neue Impulse erhalten gegenwärtig die Entwicklungen auf dem Gebiet der BST-Varaktoren. Es ist denkbar, dass sich diese Technologie als Alternative zu Halbleitervaraktoren etabliert. Sie eignen sich insbesondere bei hohen Signalamplituden und könnten die Eigenschaften von Leistungs-VCOs perspektivisch verbessern. Sowohl bei Dünnschicht- als auch bei Dickschichttypen ist eine Tendenz zu wachsenden Güten und Kapazitätsverhältnissen erkennbar [Paol15], [Maune11]. In Zukunft wird sich damit der steuerbare Frequenzbereich des VCO vergrößern und die Ausgangsleistung steigern lassen.

Eine besonders breitbandige Variante des Leistungsozillators ist vorstellbar, indem weitere Elemente des Rückkoppel- und Anpassnetzwerks durch Varaktoren ersetzt werden. Korrekt angesteuert, ließen sich über einen weiten Frequenzbereich die Phasen- und Amplitudenbedingung sowie eine optimale Lastimpedanz des Transistors einstellen. Die Schaltungsfläche könnte weiterhin sehr gering bleiben.

Auch das Plasmaquellenmodul selbst wäre durch den Einsatz grossignaltauglicher Varaktoren um eine wesentliche Funktionalität erweiterbar. Mit einem dynamischen Anpassnetzwerk am Resonator ließen sich die bisherige Beschränkung der Prozessparameter aufheben und die Quelle potentiell für eine Vielzahl weiterer Prozesse einsetzen. Für die Anwendung wäre dies sehr attraktiv.

## Danksagung

Im Verlauf der Ausarbeitung dieser Abhandlung sind mir unzählige kleine und große hilfreiche Taten, Worte und Gesten zuteilgeworden – unmöglich, eine jede in angemessener Weise zu würdigen. Die folgende Auflistung entbehrt daher jeglicher Vollständigkeit.

Allen voran danke ich meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Heinrich für seine strukturierte Betreuung und die angenehme Zeit am Berliner Ferdinand-Braun-Institut. Ich danke Prof. Dr.-Ing. Matthias Rudolph und Prof. Dr.-Ing. Martin Vossiek für die Begutachtung des Manuskripts. Dem Direktor Prof. Dr. Günther Tränkle gilt mein Dank für die Aufnahme am Institut sowie für die Befürwortung der Forschungsprojekte, aus denen sich der Inhalt der Arbeit speist.

Allen Kollegen der Abteilung Mikrowellentechnik, besonders aber Ralf Doerner, Steffen Schulz und Olof Bengtson, gebührt großer Dank für die stete Gewährleistung einer betriebsbereiten Infrastruktur sowie die Teilnahme an zahllosen, wertvollen und amüsanten Diskussionen. Dr. Horia Porteanu danke ich für seine wegweisenden Vorleistungen, auf denen sich ein Teil der Arbeit gründet.

Den Kollegen Lars Schellhase und Felix Müller möchte ich meinen Dank für ihre gewissenhaften Bemühungen beim Aufbau der Prototypen ausdrücken.

Der Belegschaft der Sentech Instruments GmbH in Berlin, Dr. Rolf Rudolph, Jessica Schneidewind, André Bergmann sowie Prof. Dr. Klaus Wandel sei für die überaus konstruktive und angenehme Kooperation bei der praktischen Umsetzung herzlich gedankt.

Ein großes Dankeschön auch den Korrekturlesern, Ute und Bernhard Bansleben, Jörg Bräutigam und Prof. Dr.-Ing. Udo Pursche für ihre Mitwirkung und Mühen. Letzterem bin ich überdies wegen seiner Bereitschaft zum kontinuierlichen fachlichen Austausch und seiner moralischen Unterstützung außerordentlich verbunden.

Abschließend schulde ich meiner Familie großen Dank für die erduldeten Entbehrungen.

## Literatur

- [ADS15] Keysight Technologies Inc.: ADS 2015 help (Version 2015.01) - Benutzerhandbuch
- [Aero] Aeroflex / Metelics: GaAs Hyperabrupt Varactor Diodes, MGV Series (2005) - Datenblatt
- [And11] Andersson, C.; Ejebjork, N.; Henry A.; Andersson, S.; Janzen, E.; Zirath H. and Rorsman, N.: A SiC Varactor With Large Effective Tuning Range for Microwave Power Applications. In: IEEE Electron Device Letters, 2011, Vol. 47, No. 6, pp. 788-790.
- [Bahat12] Bahat-Treidel, E.; Hilt, O.; Zhytnytska, R.; Wentzel, A.; Meliani, C.; Würfl, J. and Tränkle, G.: Fast-Switching GaN-Based Lateral Power Schottky Barrier Diodes With Low Onset Voltage and Strong Reverse Blocking. In: IEEE Electron Device Letters, 2012, Vol. 33, No. 3, pp. 357-359.
- [Bans13] Bansleben, C. and Heinrich, W.: Compact high-power GaN oscillator with 2.45 GHz differential output. In: Proc. of the 43<sup>rd</sup> European Microwave Conference, Nuremberg, 6.-10. October 2013.
- [Bans14] Bansleben, C. and Heinrich, W.: Compact high-power high-efficiency microwave generator with differential outputs. In: Proc. of the 44th European Microwave Conference, Rome, 6-9 October 2014.
- [Bans15] Bansleben, C. and Heinrich, W.: Electronic frequency tuning of a high-power 2.45GHz GaN oscillator. In: Proc. of 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, 17-22 May 2015.
- [BNA03] Bundesnetzagentur: Vfg 76 / 2003 Allgmeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZPV), Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen.
- [Bron69] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.; Taschenbuch der Mathematik. 10. Auflage. Leipzig: B.G. Teubner, 1969.
- [Cree1] Cree, Inc. 4600 Silicon Drive Durham, North Carolina, USA 27703, 2012: CGH60008D Rev 0.3, 8 W, 6.0 GHz, GaN HEMT Die - Datenblatt
- [Cree2] Cree, Inc. 4600 Silicon Drive Durham, North Carolina, USA 27703, 2012: CGH60015D Rev 3.1, 15 W, 6.0 GHz, GaN HEMT Die -Datenblatt
- [Cree3] Cree, Inc. 4600 Silicon Drive Durham, North Carolina, USA 27703, 2012: CGH60030D Rev 3.1, 30 W, 6.0 GHz, GaN HEMT Die -Datenblatt
- [Cree4] Cree, Inc. 4600 Silicon Drive Durham, North Carolina, USA 27703, 2012. CGH60060D Rev 3.1, 60 W, 6.0 GHz, GaN HEMT Die -Datenblatt
- [Cree5] Cree, Inc. 4600 Silicon Drive Durham, North Carolina, USA 27703, 2012. CGH60120D Rev 3.1, 120 W, 6.0 GHz, GaN HEMT Die -Datenblatt

- [Epil07] Gesche, R. und Kühn, S.: Abschlussbericht EPILOGOS: Expandierendes Plasma mit integriertem lokalen GaN-Oszillator. Ferdinand-Braun-Institut, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik, im Forschungsverbund Berlin e.V., Gustav-Kirchhoff-Str.4, 12480 Berlin, 2007.
- [Epil13] Abschlussbericht Pro Fit: Effizienz Mikrowellenplasmaquelle für die plasma-gestützte Abscheidung (Epilogos 2). Ferdinand-Braun-Institut, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik, im Forschungsverbund Berlin e.V., Gustav-Kirchhoff-Str. 4, 12489 Berlin, 2013.
- [Foes14] Foest, R.; Schmidt, M. and Gargouri, H.: Self-assembling and self-limiting monolayer deposition. In: The European Physical Journal D, 2014, Vol. 68, No. 23.
- [Heu12] Heuermann, H.; Holtrup, S.; Sadeghfam, A.; Schmidt, M.; Perkuhn, R. and Finger, T.: Various applications and background of 10-200W 2.45GHz Microplasmas. In: Proc. of 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Montréal, 17-22 June 2012.
- [Hodo72] Hodowanec, G.: High-power transistor m/w oscillators. In: Microwave Journal, 1972, Vol. 15, pp. 47-66.
- [Hoff97] Hoffmann, M. H. W.: Hochfrequenztechnik: Ein systemtheoretischer Zugang. Heidelberg: Springer-Verlag Berlin, 1997.
- [Hwang08] Hwang, W.-J.; Shin, S.-W.; Choi, G.-W.; Kim, H.-J. and Choi, J.-J.: 2.46 GHz solid-state high-power oscillator with planar cavity resonator. In: Proc. of 2008 Asia-Pacific Microwave Conference, Hong-Kong, 16-20 December 2008.
- [Josh83] Joshin, K.; Mimura, T.; Ninori, M.; Yamashita, Y.; Kosemura, K. and Saito, J.: Noise Performance of Microwave HEMT. In: 1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1983.
- [Kazi82] Kazimierczuk, M.: A new approach to the design of tuned power oscillators. In: IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1982, Vol. 29, No. 4, pp. 261-267.
- [Keud13] Keudell, A. von: Vorlesungsskript: Einführung in die Plasmaphysik II: Niedertemperaturplasmen. Ruhr-Universität Bochum, 2013.
- [Kim11] Kim, S. H.; Kim, H. J.; Shin, S., W.; Kim, J. D.; Kim, B. K. and Choi J. J.: Combined power oscillator using GaN HEMT. In: 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2011.
- [Kühn07] Kühn, S.; Andrei, C. and Gesche, R.: On the ignition voltage behavior of microwave microplasmas. In: Proc. of 2007 European Microwave Conference, 9-12 October 2007.
- [Kühn10] Kühn, S.; Porteanu, H.-E. and Gesche, R.: The microplasma as a nonlinear microwave component. In 2010 German Microwave Conference Digest, 15-17 March 2010.
- [Kühn12] Kühn, S.; Mikrowellenoszillatoren für die Erzeugung von atmosphärischen Mikroplasmen. Dissertation, Technische Universität Berlin, Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik, 2012.

- [Kund98] Kundert, K.: Introduction to RF simulation and its application. In Proc. of the 1998 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 1998.
- [Kurp09] Kurpas, P.; Wentzel, A.; Janke, B.; Meliani, C.; Heinrich, W. and Würfl, J.: Monolithically Integrated GaInP/GaAs High-Voltage HBTs and Fast Power Schottky Diodes for Switch-Mode Amplifiers. In: 2009 CS MANTECH Conference Digest, Tampa, FL, USA, 2009.
- [Kurp13] Kurpas, P.; Bahat-Treidel, E.; Wentzel, A.; Heinrich, W. and Würfl, J.: Monolithic integration of AlGaIn/GaN-HEMTs and power Schottky diodes. In: Workshop on Compound Semiconductor Devices and Integrated Circuits, Warnemünde, 2013.
- [Kurz94] Kurz, G; Mathis, W.: Oszillatoren: Schaltungstechnik Analyse Eigenschaften. Heidelberg: Hüthig Buch Verlag, 1994. - ISBN 3-7785-2251-5
- [Lee12] Lee, S.; Jeon, S. and Jeong, J.: Harmonic-Tuned High Efficiency RF Oscillator Using GaN HEMTs. In: IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Jun 2012, Vol. 22, No. 6, pp. 318-320.
- [Link05] Linkenheil, K.; Ruoss, H. O.; Grau, T.; Seidel, J. and Heinrich, W.: A novel spark-plug for improved ignition in engines with gasoline direct injection (GDI). In: IEEE Transactions on Plasma Science, Oct 2005, Vol. 33, No. 5, pp. 1696-1702.
- [Maune11] Maune, H.: Design und Optimierung hochlinearer ferroelektrischer Varaktoren für steuerbare Hochfrequenz-Leistungsverstärker. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [MiMe] MicroMetrics, Inc.: Tuning Varactors: MTV 4060 Series. -Datenblatt
- [Nast07] Nastov, O.; Telichevesky, R.; Kundert, K. and White, J.: Fundamentals of Fast Simulation Algorithms for RF Circuits. In: Proceedings of the IEEE, 2007, Vol. 95, No. 3, pp. 600-621.
- [Odyn02] Odyniec, M.: RF and Microwave Oscillator Design. Boston London: Artech House, 2002. - ISBN 1-58053-320-5
- [Paol15] Paolis, R. D.; Payan, S.; Maglione, M.; Guegan, G. and Coccetti, F.: High-Tunability and High-Q -Factor Integrated Ferroelectric Circuits up to Millimeter Waves. In: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Aug 2015, Vol. 63, No. 8, pp. 2570-2578.
- [Pehl84] Pehl, E.: Mikrowellentechnik: Wellenleitungen und Leitungsbausteine: Band 1. Heidelberg: Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH, 1984. - ISBN 3-7785-0924-1
- [Port12] Porteanu, H.-E.; Gesche, R. and Wandel, K.: Double ICP plasma jet source: theory and experiment. In: DPG Frühjahrstagung der Sektion AMOP, Stuttgart, 2012.
- [Port13] Porteanu, H.-E.; Gesche, R. and Wandel K.: An inductively coupled miniature plasma jet source at microwave frequencies. In: Plasma sources science and technology, April 2013, No. 22.

- [SEN16] Schneidewind, J. und Rudolph, R.: Abschlussbericht zum ZIM-Projekt Quadriga: Anlage und Technologie für die PEALD auf großen Flächen auf Basis einer skalierbaren Matrixanordnung von Mikroplasmamodulen. Sentech Instruments GmbH, Schwarzschildstraße 2, 12489 Berlin, 2016.
- [Shi12] Shi, T. and Li, K.: High power Solid-state oscillator for microwave oven applications. In: 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2012.
- [TiSc02] Tietze, U; Schenk, C.: Halbleiterschaltungstechnik: Band 1. 12. Auflage. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2002. – ISBN 3-540-42849-6.
- [Vog86] Voges, E.: Hochfrequenztechnik: Band 1: Bauelemente und Schaltungen. Hüthig, 1986.
- [ZiBr93] Vlcek, A.; Zinke, O.; Brunswig, H.: Hochfrequenztechnik 2: Elektronik und Signalverarbeitung. 4. Auflage. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 1993. – ISBN 3-540-55084-4.

## Anhang

### A.1 Größenvergleich aktueller VCO / Verstärker-Modulkombinationen

Abhängig von der maximalen Ausgangsleistung einer VCO / Verstärkerkaskade besteht diese aus unterschiedlich vielen Verstärkerstufen und nimmt folglich unterschiedlich viel Schaltungsfläche ein. Je höher die Maximalausgangsleistung, desto höher auch der Flächenbedarf. Basierend auf dem aktuellen Angebot von Generator- und Verstärkermodulen der Hersteller Kuhne Electronic und Mini-Circuits zeigt Tabelle A.1 die Größenverhältnisse von Kaskaden mit unterschiedlichen Maximalausgangsleistungen bis etwa 300 W. Als maßgebliche Schaltungsgrößen wurden die Gehäuseabmessungen der Module herangezogen.

**Tabelle A.1** Vergleich kommerzieller Verstärkerkaskaden (Stand 09.2015)

| Nr. | Oszillator bzw. Generator                               |                           |                         | 1.PA-Modul                               |                           |                         | Kaskade                 |                         |
|-----|---|---------------------------|-------------------------|--|---------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
|     | Modulbezeichnung<br>(Hersteller)                        | P <sub>out</sub><br>(dBm) | A<br>(cm <sup>2</sup> ) | Modulbezeichnung                         | P <sub>out</sub><br>(dBm) | A<br>(cm <sup>2</sup> ) | P <sub>out</sub><br>(W) | A<br>(cm <sup>2</sup> ) |
| 1   | JTOS-ED8878C/1<br>(Mini-Circuits)                       | 11.5                      | 1.5                     | KU PA BB 005250-2A<br>(Kuhne Electronic) | 33                        | 48                      | 2                       | 49.5                    |
| 2   | JTOS-ED8878C/1<br>(Mini-Circuits)                       | 11.5                      | 1.5                     | KU PA BB 003250-6A<br>(Kuhne Electronic) | 37                        | 99.2                    | 5                       | 100.7                   |
| 3   | JTOS-ED8878C/1<br>(Mini-Circuits)                       | 11.5                      | 1.5                     | KU PA 230270-8A<br>(Kuhne Electronic)    | 38.5                      | 100                     | 7                       | 101.5                   |
| 4   | KU SG 2.45 25A<br>Signalgenerator<br>(Kuhne Electronic) | 44                        | 104.2                   | -  | -                         | -                       | 25.1                    | 104.2                   |
| 5   | JTOS-ED8878C/1<br>(Mini-Circuits)                       | 11.5                      | 1.5                     | KU PA BB 070270-80 A                     | 49                        | 171                     | 79.5                    | 172.5                   |
| 6   | KU SG 2.45 25A<br>Signalgenerator<br>(Kuhne Electronic) | 44                        | 104.2                   | KU PA 240250-250 CU                      | 54.8                      | 288.8                   | 302                     | 393                     |
| 7   | JTOS-ED8878C/1<br>(Mini-Circuits)                       | 11.5                      | 1.5                     | ZHL-30W-262+<br>(Mini-Circuits)          | 43.6                      | 137.4                   | 23                      | 138.9                   |
| 8   | JTOS-ED8878C/1<br>(Mini-Circuits)                       | 11.5                      | 1.5                     | ZHL-100W-242+<br>(Mini-Circuits)         | 50.1                      | 167.9                   | 102.3                   | 178.4                   |

## A. 2 Transistordaten

### Cree Transistoren, Serie CGH60xxxD

Die Übersicht basiert auf den Produktdatenblättern [Cree1] - [Cree5] sowie den elektrischen Großsignalmodellen der Serie CGH60xxx<sup>14</sup>.

**Tabelle A.2** Simulationsbasierte Load-Pull-Ergebnisse Cree Transistoren CGH60xxxD

|                        | CGH    |        |        |        |        |
|------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
|                        | 60008D | 60015D | 60030D | 60060D | 60120D |
| f (GHz)                | 2.45   | 2.45   | 2.45   | 2.45   | 2.45   |
| U <sub>D,DC</sub> (V)  | 32     | 32     | 32     | 32     | 32     |
| U <sub>G,DC</sub> (V)  | -2.9   | -2.9   | -2.9   | -2.9   | -2.9   |
| I <sub>s</sub> (mA)    | 1755   | 2924   | 5849   | 11700  | 23390  |
| I <sub>DQ</sub> (mA)   | 72.8   | 121    | 243    | 485    | 970    |
| I <sub>Gsat</sub> (mA) | 0.198  | 0.4    | 0.682  | 1.404  | 3.03   |
| P <sub>sat</sub> (W)   | 12.55  | 20.72  | 41.46  | 70.53  | 126.31 |
| max. PAE (%)           | 71.5   | 70.85  | 74.1   | 74.89  | 74.08  |
| G <sub>a</sub> (dB)    | 22     | 22.5   | 22     | 21.5   | 21.5   |
| C <sub>DS</sub> (pF)   | 0.5    | 0.9    | 1.7    | 3.5    | 7.7    |
| C <sub>GD</sub> (pF)   | 0.1    | 0.2    | 0.4    | 0.8    | 1.5    |
| C <sub>GS</sub> (pF)   | 2.5    | 4.1    | 8.2    | 17     | 34     |
| l <sub>Tr</sub> (μm)   | 820    | 1060   | 1660   | 2860   | 5260   |
| b <sub>Tr</sub> (μm)   | 920    | 920    | 920    | 920    | 920    |

<sup>14</sup> Informationen zum benutzten ADS Design-Kit: "Name: CGH60\_r6, Version: 1, Date: Thu Sep 01 15:32:43 2011, Description: cgh60\_r6 die models, Revision: Initial revision"

**FBH GAN-HEMT**

Die Übersicht basiert auf den elektrischen Großsignalmodellen.

**Tabelle A.3** Simulationsbasierte Load-Pull-Ergebnisse des FBH GaN-HEMT (Referenzebene Die)

| Anzahl Tr.-Zellen          | 1       | 2       | 3       | 4       | 5       | 6       |
|----------------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (GHz)                    | 2.45    | 2.45    | 2.45    | 2.45    | 2.45    | 2.45    |
| $U_{D,DC}$ (V)             | 32      | 32      | 32      | 32      | 32      | 32      |
| $U_{G,DC}$ (V)             | -2.18   | -2.18   | -2.18   | -2.18   | -2.18   | -2.18   |
| $I_s$ (mA)                 | 1429    | 2858    | 4286    | 5715    | 7144    | 8573    |
| $I_{DQ}$ (mA)              | 62.2    | 124     | 187     | 249     | 311     | 373     |
| $I_{Gsat}$ (mA)            | -       | -       | -       | -       | -       | -       |
| $P_{sat}$ (W)              | 8.65    | 17.3    | 26.0    | 34.6    | 43.3    | 51.9    |
| max. PAE (%)               | 66.1    | 66.1    | 66.1    | 66.1    | 66.1    | 66.1    |
| $C_{DS}$ (pF)              | 1.01711 | 2.03422 | 3.05133 | 4.06844 | 5.08555 | 6.10266 |
| $C_{GD}$ (pF)              | 0.1422  | 0.2844  | 0.4266  | 0.5688  | 0.711   | 0.8532  |
| $C_{GS}$ (pF)              | 2.36    | 4.72    | 7.08    | 9.44    | 11.8    | 14.16   |
| $l_{Tr}$ ( $\mu\text{m}$ ) | 650     | 1050    | 1450    | 1850    | 2250    | 2650    |
| $b_{Tr}$ ( $\mu\text{m}$ ) | 1100    | 1100    | 1100    | 1100    | 1100    | 1100    |

| Anzahl Tr.-Zellen          | 7       | 8       | 9       | 10      | 11       |  |
|----------------------------|---------|---------|---------|---------|----------|--|
| f (GHz)                    | 2.45    | 2.45    | 2.45    | 2.45    | 2.45     |  |
| $U_{D,DC}$ (V)             | 32      | 32      | 32      | 32      | 32       |  |
| $U_{G,DC}$ (V)             | -2.18   | -2.18   | -2.18   | -2.18   | -2.18    |  |
| $I_s$ (mA)                 | 10000   | 11430   | 12860   | 14290   | 15720    |  |
| $I_{DQ}$ (mA)              | 436     | 498     | 560     | 622     | 685      |  |
| $I_{Gsat}$ (mA)            | -       | -       | -       | -       | -        |  |
| $P_{sat}$ (W)              | 60.6    | 69.2    | 77.9    | 86.5    | 95.2     |  |
| max. PAE (%)               | 66.1    | 66.1    | 66.1    | 66.1    | 66.1     |  |
| $C_{DS}$ (pF)              | 7.11977 | 8.13688 | 9.15399 | 10.1711 | 11.18821 |  |
| $C_{GD}$ (pF)              | 0.9954  | 1.1376  | 1.2798  | 1.422   | 1.5642   |  |
| $C_{GS}$ (pF)              | 16.52   | 18.88   | 21.24   | 23.6    | 25.96    |  |
| $l_{Tr}$ ( $\mu\text{m}$ ) | 3050    | 3450    | 3850    | 4250    | 4650     |  |
| $b_{Tr}$ ( $\mu\text{m}$ ) | 1100    | 1100    | 1100    | 1100    | 1100     |  |

### A. 3 Knotenspannungsanalyse des klassischen, gekoppelten Oszillators

Die Berechnung des Gleichungssystems wurde mit der Software Mathematica durchgeführt. Der Code zur Lösung des Gleichungssystems *GS* ist im Folgenden abgebildet.

$$GS = \text{Solve}\left[\left\{\left(s C_{ds} + \frac{1}{r_{ds}}\right) U_{10} + g_m U_{20} + s C_{gd} (U_{10} - U_{20}) + \frac{1}{s L_1} (U_{10} - U_{60}) == 0, s C_{gd} (U_{10} - U_{20}) + \left(\frac{1}{R + s L_2 + s L_3 + \frac{1}{s C_1}}\right) (U_{50} - U_{20}) == s C_{gs} U_{20},\right.\right.$$

$$s C_{gd} (U_{40} - U_{30}) + \left(\frac{1}{R + s L_2 + s L_3 + \frac{1}{s C_1}}\right) (U_{60} - U_{30}) == s C_{gs} U_{30}, \left(s C_{ds} + \frac{1}{r_{ds}}\right) U_{40} + g_m U_{30} + s C_{gd} (U_{40} - U_{30}) + \frac{1}{s L_1} (U_{40} - U_{50}) == 0,$$

$$\left. i_e + \frac{1}{s L_1} (U_{10} - U_{60}) == \left(\frac{1}{R + s L_2 + s L_3 + \frac{1}{s C_1}}\right) (U_{60} - U_{30}), -i_e + \frac{1}{s L_1} (U_{40} - U_{50}) == \left(\frac{1}{R + s L_2 + s L_3 + \frac{1}{s C_1}}\right) (U_{50} - U_{20})\right\}, \{U_{10}, U_{20}, U_{30}, U_{40}, U_{50}, U_{60}\};$$

`U10 = U10 /. GS[[1]];`

`U20 = U20 /. GS[[1]];`

`U30 = U30 /. GS[[1]];`

`U40 = U40 /. GS[[1]];`

`U50 = U50 /. GS[[1]];`

`U60 = U60 /. GS[[1]];`

`Ydd = Simplify[ $\frac{i_e}{(U_{60} - U_{50})}$ ];`

`s = I 0;`

`Yddc = ComplexExpand[Ydd];`

`Yddr = Simplify[ToExpression[StringReplace[ToString[Yddc, InputForm], "I" -> "0"]]]`

`Yddi = Simplify[ $\frac{Yddc - Yddr}{I}$ ]`

#### A. 4 Modellparameter des FBH GaN-HEMT

##### Inhalt der Parameterdatei:

! Parameter von der Scheibe GBT10-02 5x8x250-SFP-3 5s5 bei 2 GHz auf Flansch

BEGIN BDTA

% Sample Idsmod Igmod Capmod Ipk0 Vpks

60 0 1 2 0.579888 -1.10276

% Dvpks P1 P2 P3 Alphas Alphas

0.395683 0.91563 -0.0875883 0.296414 0.000596752 1.02483

% Lambda B1 B2 Lsb0 Vtr Cds

0.00823381 0 3 0.007 200 1.01711e-12

% Cgs0 Cgs1 Cgs2 Cgs3 Cgs4 Cgs5 Cgs6 Cgs7 Cgs8 Cgs9 Cgs10

2.36e-12 8.193e-13 1.422e-13 2.26512e-14 0 5.93289

% P11 P20 P21 P30 P31 P40

2.90663 0.357243 0.339013 0.357243 0.339013 5.93289

% P41 P111 Ij Pg Vjg Rg

2.90663 0.0407474 0.0862127 21.6661 1.43398 0.791

% Rd Rs Ri Rgd Lg Ld

1.836 0.6985 0.205526 83.3133 7.259e-11 7.407e-11

% Ls Tau Rmin Rc Crf Rth

0 7.23556e-12 1334.1 1 1.5e-08 10

% Cth Tcipk0 Tcp1 Tccgs0 Tccgd0 Tccrf

0.001 -0.00370065 -0.000358069 0 0 0

% Tnom Selft Cpg Cpd

25 1 1.52e-13 1.52e-13

END BDTA

### A. 5 Erweiterte Methode der äquivalenten Zweipole nach [Kazi82]

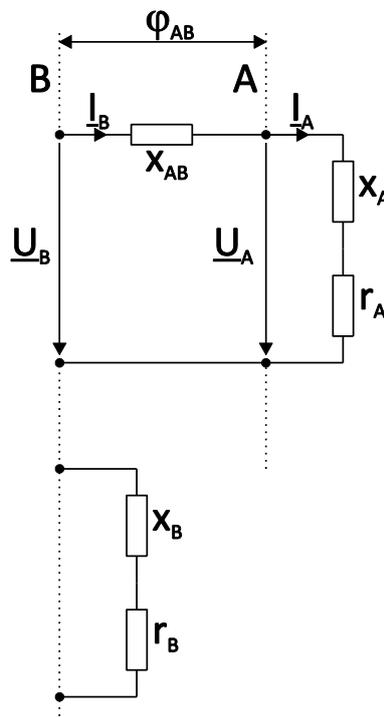
Abbildung A.1 zeigt die Umformung eines Netzwerkes nach der Methode äquivalenter Zweipole. Es gelten die folgenden Beziehungen:

$$r_B = r_A \quad (\text{A.1})$$

$$x_B = x_A + x_{AB} \quad (\text{A.2})$$

$$q_A = \frac{x_A}{r_A} \quad (\text{A.3})$$

$$q_B = \frac{x_B}{r_B} \quad (\text{A.4})$$



**Abbildung A.1** Typische Umformung eines Netzwerkes, mit der Methode äquivalenter Zweipole [Kazi82]

Weiterhin gilt für die Impedanzen der Zweipole A und B

$$\underline{Z}_A = \frac{\underline{U}_A}{\underline{I}_A} = |\underline{Z}_A| \cdot e^{j\varphi_A} = r_A + jx_A = r_A \sqrt{1+q_A^2} \cdot e^{j \cdot \arctan(q_A)} \quad (\text{A.5})$$

sowie

$$\underline{Z}_B = \frac{\underline{U}_B}{\underline{I}_B} = |\underline{Z}_B| \cdot e^{j\varphi_B} = r_B + jx_B = r_B \sqrt{1+q_B^2} \cdot e^{j \cdot \arctan(q_B)} \quad (\text{A.6})$$

wobei

$$\varphi_A = \arctan(q_A) \quad (\text{A.7})$$

und

$$\varphi_B = \arctan(q_B). \quad (\text{A.8})$$

Stellt man, wie in Gl. (A.9) gezeigt, die Spannungsübertragungsfunktion  $\underline{k}_{AB}$  vektoriell dar, wird deutlich, dass diese von den vier freien Parametern  $r_A$ ,  $r_B$ ,  $q_A$  und  $q_B$  bestimmt wird. Dabei hängt der Betrag von allen vier, die Phase aber lediglich von zwei der Parameter ab. Bei Vorgabe der Phase sollte folglich auch ein beliebiger Betrag einstellbar sein.

$$\underline{k}_{AB} = \frac{\underline{U}_A}{\underline{U}_B} = |\underline{k}_{AB}| \cdot e^{j \cdot \varphi_{AB}} = \frac{\underline{Z}_A}{\underline{Z}_B} = \frac{r_A \sqrt{1+q_A^2}}{r_B \sqrt{1+q_B^2}} \cdot e^{j(\arctan(q_A) - \arctan(q_B))} \quad (\text{A.9})$$

## A. 6 Mathematica-Quelltext zur Dimensionierung des Rückkoppelnetzwerks

```

Clear["Global`*"];

f = 2.45 10^9; (* Zielfrequenz für Oszillation *)
ω = 2 π f;

reZopt = 5.05; (* Realteil der optimalen Lastimpedanz - Beispielwert *)
imZopt = 2.39; (* Imaginärteil der optimalen Lastimpedanz - Beispielwert *)
reZGate = 1.226; (* Realteil der Gateimpedanz - Beispielwert *)
imZGate = 1.058; (* Imaginärteil der Gateimpedanz - Beispielwert *)
Ga = 43.823; (* verfügbarer Leistungsgewinn des Transistors - Beispielwert *)
phiTr = (23.252)  $\frac{\pi}{180}$ ; (* Phasenverschiebung zwischen Gate und Drain des Transistors - Beispielwert *)

LxGH = 1.8 10^-9; (*Induktivität von xGH - Beispielwert*)
xGH = ω LxGH;

LxAB = 0.48 10^-9; (*Induktivität von xAB - Beispielwert*)
xAB = ω LxAB;

LXCD = 2 10^-9; (*Induktivität von XCD - Beispielwert*)
XCD = ω LXCD;

S1 = Solve[ {Ga ==  $\frac{RE}{RF}$ , rI == reZopt, xI == -imZopt, rA == reZGate, xA == imZGate, qA ==  $\frac{xA}{rA}$ , qB ==  $\frac{xB}{rB}$ , qC ==  $\frac{xC}{rC}$ ,
  qD ==  $\frac{RD}{XD}$ , qE ==  $\frac{RE}{XE}$ , qF ==  $\frac{RF}{XF}$ , qG ==  $\frac{RG}{XG}$ , qH ==  $\frac{xH}{rH}$ , xB == rA, xB == xA + xAB, rC == rB, xC == xB + xBC, RC == rC (1 + qC^2),
  XC == xC (1 +  $\frac{1}{qC^2}$ ), RD == RC, XD ==  $\frac{XCD XC}{XCD + XC}$ , rD ==  $\frac{RD}{1 + qD^2}$ , xD ==  $\frac{XD}{(1 + \frac{1}{qD^2})}$ , rE == rD, xE == xD + xDE, RE == rE (1 + qE^2),
  XE == xE (1 +  $\frac{1}{qE^2}$ ), RF ==  $\frac{REF RE}{REF + RE}$ , XF == XE, RG == RF, XG ==  $\frac{XFG XF}{XFG + XF}$ , rG ==  $\frac{RG}{1 + qG^2}$ , xG ==  $\frac{XG}{(1 + \frac{1}{qG^2})}$ , rH == rG,
  xH == xG + xGH, rI == rH, xI == -xH}, {rA, xA, rB, xB, xBC, rC, xC, rC, XC, RD, XD, rD, xD, xDE, rE, xE, RE, REF,
  XE, RF, XF, XFG, RG, XG, rG, xG, rH, xH, xI, xI, qA, qB, qD, qE, qF, qG, qH}];

{rA1, xA1, rB1, xB1, xBC1, rC1, xC1, rC1, XC1, RD1, XD1, rD1, xD1, xDE1, rE1, xE1, RE1, REF1, XE1, RF1, XF1, XFG1,
  RG1, XG1, rG1, xG1, rH1, xH1, rI1, xI1, qA1, qB1, qD1, qE1, qF1, qG1, qH1} =
  {rA, xA, rB, xB, xBC, rC, xC, rC, XC, RD, XD, rD, xD, xDE, rE, xE, RE, REF, XE, RF, XF, XFG, RG, XG, rG, xG, rH,
  xH, rI, xI, qA, qB, qD, qE, qF, qG, qH} /. S1[[1]];

phiA = ArcTan[qA1];
phiB = ArcTan[qB1];
phiC = ArcTan[qC];
phiD = ArcTan[qD1];
phiE = ArcTan[qE1];
phiF = ArcTan[qF1];
phiG = ArcTan[qG1];
phiH = ArcTan[qH1];

S2 = FindRoot[{-π + phiTr + ((phiA - phiB) + (phiB - phiC) + (phiD - phiE) + (phiG - phiH)) == 0}, {qC, -100}];

qC1 = qC /. S2[[1]];
xDEOut = xDE1 /. S1[[1]] /. qC → qC1;
xBCCOut = xBC1 /. S1[[1]] /. qC → qC1;
XFGOut = XFG1 /. S1[[1]] /. qC → qC1;

CDE = 1 / (ω xDE1 /. S1[[1]] /. qC → qC1);
CBC = 1 / (ω xBC1 /. S1[[1]] /. qC → qC1);
IF[XFGOut < 0, CFG = 1 / (ω XFG1 /. S1[[1]] /. qC → qC1), CFG = 0]; IF[XFGOut < 0, LFG = 0, LFG = (XFG1 /. S1[[1]] /. qC → qC1) / ω];
REF = REF1 /. S1[[1]] /. qC → qC1;

RL =  $\frac{REF XFGOut^2}{REF^2 + XFGOut^2}$ ;
XL =  $\frac{REF^2 XFGOut}{REF^2 + XFGOut^2}$ ;
ZL = RL + i XL;

Print["LxAB = ", LxAB];
Print["LXCD = ", LXCD];
Print["LxGH = ", LxGH];

Print["CDE = ", CDE];
Print["CBC = ", CBC];
Print["CFG = ", CFG, " LFG = ", LFG];
Print["REF = ", REF];
Print["ZL = ", ZL];

```