

Aufbau, Simulation und Optimierung von Leckwellenantennen für die Anwendung im WLAN Bereich

Doan Hoang Linh Kästner, Okay Toprak *Projekt Elektromagnetische Feldsimulation, TU Berlin*

Zusammenfassung—Es wurden verschiedene Arten von Leckwellenantennen (engl. Leaky Waveguide Antennas) näher untersucht, um den Einfluss diverser Parameter, beispielsweise der Schlitzparameter, zu erfassen. Dabei sind Antennen auf Hohlleiter- und Substrate Integrated Waveguide(SIW)-basis, im Elektromagnetischen Simulationsprogramm CST Studio [1], auf Grundlage der Theorie in [2], [3] und [4] konstruiert und simuliert worden. Die Ergebnisse wurden bezüglich der Eignung für die Anwendung einer WLAN Antenne, wie sie beispielsweise in zukünftigen 5G Anwendungen vorkommen können evaluiert und miteinander verglichen. Der Arbeitsbereich ist dabei das Frequenzband von 2.2 bis 2.6 GHz. Die Ergebnisse konnten die gelieferte Theorie validieren. Es konnte u.a. die positive Auswirkung der Anzahl der Schlitze auf die Abstrahlung bezüglich Richtung und Leistung gezeigt werden. Ferner wurden, unabhängig von der Theorie, Optimierungsansätze untersucht und zusammengefasst, um obige Eigenschaften, insbesondere den Reflexionsfaktor und die Abstrahlcharakteristiken weiter zu verbessern. [OT]

Index Terms—Babinet Prinzip, Leckwellenantennen, Substrate Integrated Waveguide, WLAN.

mds
März, 2018

I. EINLEITUNG

AUFGRUND der stetig steigenden Anforderungen bezüglich Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit bei gleichzeitiger Robustheit, sind Leckwellenantennen (engl. Leaky Waveguide Antennas) bis heute eine feste Größe in zahlreichen Anwendungen. Hauptsächlich eingesetzt in der weiträumigen drahtlosen Kommunikation, beispielsweise im Luftraum oder für das Militär, sind Leckwellenantennen u.a. aufgrund der einfachen Bauweise, der geringen Verluste im Vergleich zu Mikrostreifenantennen und der hohen Leistungsfähigkeit, den klassischen planaren Antennen überlegen. Im Folgenden Paper wurden Leckwellenantennen mittels des elektromagnetischen Simulationsprogramms CST Studio konstruiert und simuliert. Dabei wurden sowohl Hohlleiterleckwellenantennen als auch die Substrate Integrated Technik angewandt um planare Antennen zu konstruieren. Hohlleiterbasierte Leckwellenantennen wurden auf Grundlage der Theorie wie diese durch Stevenson und Elliot erstmals veröffentlicht wurde, getätigt. Der Einsatz der Substrate Integrated Waveguide Technik wurde auf Grundlage der Theorie aus [5], [6] und [7] durchgeführt. [LK]

Aufbau des Papers

Der Rest des Paper ist dann wie folgt aufgebaut. In Kapitel II wird die grundlegende Theorie zum Hohlleiter und der SIW Methode erläutert bevor in Kapitel III die optimierte Hohlleiterleckwellenantennen vorgestellt wird. Daran schließt sich die Vorstellung der Leckwellenantenne, welche mithilfe der Substrate Integrated Waveguide Technik erstellt wurde. Schlussendlich folgen der Vergleich der unterschiedlichen Antennentypen und die Evaluation bezüglich der Eignung der verschiedenen Antennen für unterschiedliche Verwendungsszenarien. Kapitel IV gibt eine Zusammenfassung und Ausblick des Projektes. [LK]

II. GRUNDLAGEN DER LECKWELLENANTENNEN

A. Theorie der Leckwellenantenne als Hohlleiter

Für Leckwellenantennen auf Hohlleiterbasis, wird als Grundlage die Theorie zum klassischen Hohlleiter herangezogen. Die Parameter des Hohlleiters werden gemäß [8] berechnet. Die Grenzfrequenz, also jene Frequenz ab der die Antenne sich im Arbeitsbereich befindet, wird durch Gleichung (1) bestimmt.

$$f_{\text{grenz},mn} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{n}{2a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2} \quad (1)$$

Wobei n und m für die Indexe der Moden, welche sich innerhalb des Leiters ausbreiten können, stehen, c die Lichtgeschwindigkeit darstellt und a bzw. b die Weite bzw. Höhe des Leiters repräsentieren. In der Praxis ist dabei die Ausbreitung der TE₁₀ Welle relevant, da dies die Grundmode des Hohlleiters darstellt, weswegen sich die Gleichung zu

$$f_{\text{grenz},10} = \frac{c}{2a} \quad (2)$$

vereinfacht, woraus dann die Weite des Hohlleiters, für eine bestimmte Grenzfrequenz berechnet werden kann. Die Grenzwellenzahl ergibt sich mit

$$k_{\text{grenz}} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2} \quad (3)$$

Aufbauend auf diesen Berechnungen, ist die Grundidee der Leckwellenantenne, durch Diskontinuitäten in Form von Schlitzen auf der Hohlleiterstruktur den Oberflächenstrom der Hohlleiteroberfläche zu stören und somit eine Abstrahlung zu ermöglichen. Der Strom muss an den Schlitzen herumfließen, was eine Abstrahlung von Leistung bedeutet. Dabei wird

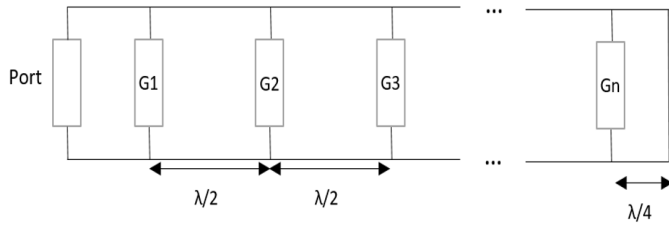


Abbildung 1: Äquivalentes Ersatzschaltbild einer Leckwellenantenne

vom sogenannten Babinetschen Prinzip [5] Gebrauch gemacht, wonach ein Schlitz, umgeben von leitendem Material, in dem Falle die Oberfläche des Hohlleiters, gleiche Eigenschaften besitzt wie sein Komplementär also einem Leiterdraht umgeben von Luft (elektrischer Dipol). Somit sind Schlitz auf der Hohlleiteroberseite äquivalent zu einem Antennenarray, dessen Abstrahlung je nach Positionierung der Schlitz angepasst werden kann (Beamforming). Jene Theorie über die Positionierung und Dimension der Schlitz wurde erstmals von Stevenson in [3] veröffentlicht und von Elliot in [4] erweitert bzw. optimiert. Demnach können die Schlitz als ein Anpassungsnetzwerk betrachtet werden, welches Eigenschaften des Hohlleiters manipulieren kann. In Abbildung 1 ist das äquivalente Ersatzschaltbild zu sehen. Dort stehen die Schlitz für Konduktanzen. Sind diese Schlitz in einem Abstand von $\frac{\lambda}{2}$ angeordnet, addieren sie sich in Phase und die Konduktanzen werden im Netzwerk als parallel geschaltet angesehen. Ist außerdem der letzte Schlitz zum Ende des Hohlleiters $\frac{\lambda}{4}$ entfernt, so kann, gemäß der Hochfrequenz-Netzwerktheorie, am Ende des äquivalenten Netzwerkes eine Betrachtung als Kurzschluss angenommen werden (Leerlauf-Kurzschluss Transformation), womit eine Addition der Konduktanzen die Gesamtkonduktanz ergibt:

$$G_{Gesamt} = N \cdot G_n \quad (4)$$

wobei N für die Anzahl der Schlitz steht. Mit steigender Anzahl der Schlitz, steigt also die Konduktanz, welche ein Maß für die Stromleitfähigkeit des Schlitzes und somit indirekt Abstrahlung und Gewinn der Antenne angibt. [LK]

B. SIW Antenne Theorie

Ein Substrate Integrated Waveguide (kurz SIW) ist ein Hohlleiter in planarer Bauform. Es handelt sich hierbei um eine kleine Struktur, die in der Lage ist, eine Welle zu leiten. Anders als beim zuvor erklärten Hohlleiter befindet sich zwischen den Metallplatten ein Substrat mit einem größeren ϵ_r . Außerdem sind die obere und die untere Platte durch Vias verbunden. Diese Vias sind entweder mit Metall gefüllte Zylinder oder Hohlzylinder. Der Parameter a bezeichnet wie auch beim normalen Hohlleiter die Breite des Hohlleiters. Die Höhe des Hohlleiters b ist auch die Substrathöhe, wobei in der Praxis eine Höhe von 0.508 mm benutzt wird.

Zunächst wird eine Weite a_s für den Hohlleiter bestimmt [6]:

$$a_s = \frac{c}{2 \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

Dabei bezeichnet ϵ_r die Permittivität des Substrats. f_c steht für die Cut-Off-Frequenz, die angibt, ab welcher Frequenz der Hohlleiter für die TE_{10} -Mode ausbreitungsfähig ist. Hieraus lässt sich die "guided Wavelength" (auf deutsch "geführte wellenlänge") berechnen [6]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\left(\left(\frac{\epsilon_r \omega^2}{c^2}\right) - \left(\frac{\pi}{a_s}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (6)$$

Im nächsten Schritt werden die Parameter für die Vias berechnet. Dabei steht d für den Durchmesser und s für den Abstand der Vias

$$d \leq 0.1414 a_s \quad (7)$$

$$s \leq 2d. \quad (8)$$

Mit diesen Parametern lässt sich dann die tatsächliche Breite a für den Hohlleiter berechnen [6]:

$$a = 0.5(a_s + \sqrt{(a_s + 0.54d)^2 - 0.4d^2}) + 0.27d \quad (9)$$

Um eine Strahlung zu ermöglichen, werden die Slots auf der oberen Fläche der Antenne benötigt. Die Berechnung der Slotlänge ist in dem Fall anders als bei einem regulären Leckwellenantenne, da ein Substrat vorhanden ist [6]:

$$l = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \quad (10)$$

Die Breite der Slots ist kleiner sein als die halbe Länge. Der Abstand zwischen den Slots muss $\frac{\lambda_g}{2}$ sein. [OT]

III. IMPLEMENTIERUNG

A. Simulationsumgebung

Im Folgenden wurden die Simulationsmodelle für die zu realisierenden Antennen erstellt. Die Simulationsumgebung spielt dabei eine wichtige Rolle und wird im Folgenden kurz erläutert. Als Boundaries wurden bei allen Simulationen "Open Add-Space" genutzt, welche optimal für Fernfeldsimulationen sind. Simuliert wurde bei einem Frequenzbereich von 2.2-2.6 GHz. Es wurde darauf geachtet, dass das Meshing, also die Diskretisierung der Struktur, vor allem an den Ports, sehr fein gewählt war, um fehlerfreie Ergebnisse zu erzielen. So wurden 25 Zellen pro Wellenlänge gewählt und bis zu einer Millionen Mesh Cells erreicht. Da es sich bei beiden Antennentypen um Waveguides handelt, wurden immer Wellenleiter Ports benutzt, um eine Welle in den Hohlleiter zu speisen. [OT]

B. Hohlleiter

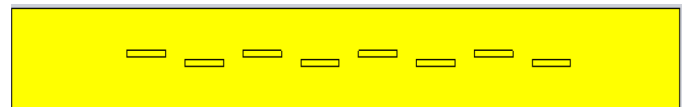


Abbildung 2: Leckwellenantenne auf Hohlleiterbasis - optimierte Struktur

Zunächst wird ein konventioneller rechteckiger Hohlleiter vorgestellt, der mit Luft gefüllt ist. Dieser ist in Abbildung 2 dargestellt. Tabelle 1 enthält die Parameter der Hohlleiter,

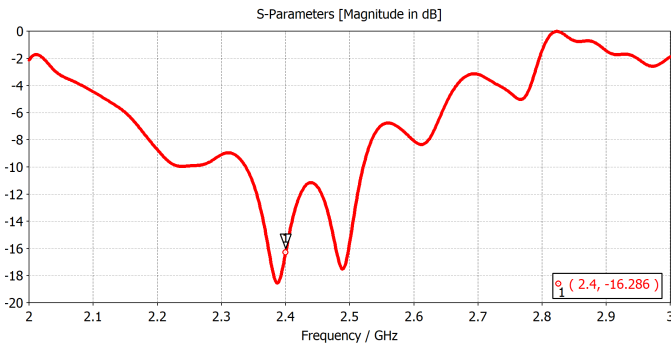


Abbildung 3: Parameter S_{11} des Hohlleiters für eine Grenzfrequenz von $2GHz$

welche für eine Grenzfrequenz von 2 GHz berechnet wurden. Dabei ist zu beachten, dass die berechnete Grenzfrequenz nicht im Arbeitsbereich enthalten ist, da bei dieser keine Leistung transportiert wird (Gruppengeschwindigkeit ist 0!). In Tabelle 1 steht dabei die Titel "LängeH" für die Länge des Hohlleiters, "LängeS", "BreiteS und AbstandS" für Länge, Breite und Abstand der Schlitze.

Theorie	a	b	LängeH	LängeS	BreiteS	AbstandS
	79	37.5	750	75	7.5	40
Optimiert	a	b	LängeH	LängeS	BreiteS	AbstandS
	100	50	936	54	6.5	150

Tabelle I: Hohlleiterparameter mit $f_c = 2GHz$, Angaben in mm

Wie in der Theorie beschrieben, wurde vom letzten Slot bis zum Rand des Hohlleiters ein Abstand von mindestens $\frac{\lambda}{4}$ eingehalten. Dabei wurde ein nach der Theorie berechneter Hohlleiter als auch, zum Ziele der Optimierung der Reflektionsverluste, ein längerer, optimierter Hohlleiter realisiert. Bei der optimierten Struktur bewirkt der längere Hohlleiter dann eine Begünstigung der Reflexionen, da die Welle nun mehr Raum hat. Ebenfalls wurden die Schlitze, im Gegensatz zur anfänglichen Struktur verkürzt, da sich dies laut [2] positiv auf die Abstrahleigenschaften auswirkt. Um die gewünschte Abstrahlung zu erhalten, wurden 8 Slots verwendet, da dies gemäß Theorie die Konduktanz erhöht (und in Folge auch die Abstrahlung). Der hintere Teil des Hohlleiters wurde mit einer Metallschicht abgeschlossen. Im weiteren Verlauf wird nur diese optimierte Struktur betrachtet. In Abbildung 3 wird der S_{11} Parameter über der Frequenz aufgetragen. Beide Tiefpunkte des S_{11} Parameters befinden sich im, für die Anwendung relevanten Frequenzbereich und liegen bei -18 bzw. $-19dB$. Bei $2.4GHz$ beträgt dieser etwa $-16dB$. Bei der Grenzfrequenz von $2GHz$ ist der return loss sehr hoch, ebenso wie in den höheren Frequenzbereichen, da in dem Fall neue Moden die Messung beeinflussen. Da der Hohlleiter aber nur für eine Grenzfrequenz von $2GHz$ konstruiert wurde, muss dies nicht weiter berücksichtigt werden.

In Abbildung 4 ist die Abstrahlung des Hohlleiters bei $2.4GHz$ zu erkennen. Aus dem dazugehörigen Polarplot lässt sich entnehmen, dass ein Gewinn von $15.3dbi$ erreicht wird, was eine hohe Abstrahlung bedeutet. Die Hauptkeule ist genau

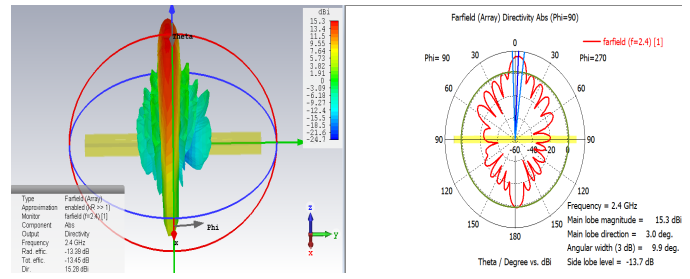


Abbildung 4: Parameter S_{11} des Hohlleiters für eine Grenzfrequenz von $2GHz$

nach oben gerichtet. Die Nebenkeulen konnten mit der optimierten Variante klein gehalten werden und sind nur minimal ausgeprägt. Im Polarplot lässt sich ebenfalls gut erkennen, dass ebenfalls eine Abstrahlung nach unten stattfindet. Diese Abstrahlungen betragen bis zu $5dBi$. [LK]

C. SIW-Antenne

Um die SIW-Antenne zu realisieren, wird erst der Leiter gemäß obiger Theorie berechnet. Er ist für eine Frequenz von $2.4GHz$ optimiert worden. In Tabelle II ergeben sich nach Theorie und Optimierung der Struktur folgende Parameter:

Theorie	a	b	LängeH	LängeS	Slotbreite	AbsSlot	s	d
	60.5	0.55	85.7655	42	5	42	6.353	1.58825
Optimiert	a	b	LängeH	LängeS	Slotbreite	AbsSlot	s	d
	47.5	0.55	228.708	42	5	42	6.353	1.58825

Tabelle II: Aus der Theorie berechnete und optimierte SIW Antennenparameter mit $f_g = 1.8GHz$, Angaben in mm

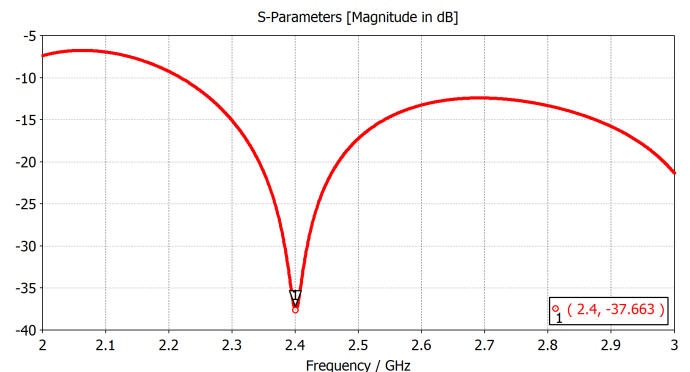


Abbildung 5: Optimiertes S_{11} des SIW für eine Grenzfrequenz von 1.8 GHz

Die S-Parameter sind in Abbildung 5 zu sehen. Bei 2.4 GHz wird der Rreturn loss mit $-37.663dB$ minimal. In Abbildung 6 ist die SIW-Antenne mit 4 horizontalen Schlitzen dargestellt.

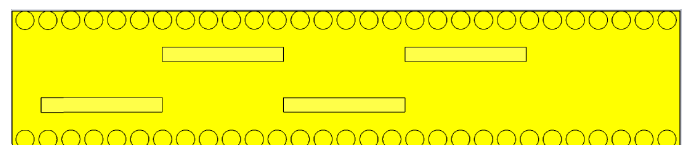


Abbildung 6: SIW Antenne mit 4 Slots

Neben dieser Anordnung wurden auch welche mit 2 Slots und 8 Slots untersucht. Bei der Anordnung ist nach dem letzten Slot ein großer Abstand mit $53.25mm$ bis zum Ende des SIW zu erkennen. Dieser dient, wie schon bei der Hohlleiterstruktur dazu, den Return Loss zu reduzieren. Nach der Optimierung wird ein hoher Gewinn und angemessene Reflektionsverluste erzielt. Zu beachten ist, dass für die Simulationen wurde am Anfang der Antenne ein zusätzliches Stück Metall angefügt werden muss um die richtige Hohlleiter-Mode anzuregen, da CST dies bei SIW Strukturen nicht automatisch erkennt. [OT]

In Abbildung 7(a) ist die Abstrahlung der SIW-Antennen mit 2,4 und 8 Schlitzten bei einer Frequenz von $2.4GHz$ zu erkennen. Hierbei lässt sich sehr gut der Einfluss der Anzahl der Schlitzten erkennen. Bei 2 Schlitzten ist die Abstrahlung kugelförmiger und der Gewinn dadurch mit $6.93dBi$ niedriger. Die Antenne strahlt am stärksten bei 92 Grad.

Bei der 4-Schlitz Antenne ist zu bemerken, dass die Antenne eine spitzere Abstrahlung hat. Positiv ist, dass die Antenne gerade nach oben strahlt und in dieser Richtung auch den stärksten Gain besitzt.

In Abbildung 7(e) und (f) lässt sich die Abstrahlung für die Antenne mit 8 Schlitzten sehen. Diese ist nun viel spitzer als mit 2 oder mit 4 Schlitzten. In der Hauptstrahlrichtung von exakt 90 Grad erhält man ein Gain von $11.3dBi$. Je mehr Schlitzten verwendet werden, desto direkter wird die Abstrahlung wobei gleichzeitig der Gewinn steigt. [OT]

IV. FAZIT & AUSBLICK

Es konnten verschiedene Arten von Leckwellenantennen realisiert und der Einfluss diverser Parameter untersucht werden. Es konnte gezeigt werden, dass mithilfe der in der Theorie angeführten Formeln, eine Funktionalität der Antennen bei der gewünschten Frequenz erreicht werden konnte. Ebenfalls wurden Optimierungen erfolgreich durchgeführt. Insbesondere die Schlitzparameter waren Gegenstand von Optimierungen. Es konnten die in der Theorie beschriebenen Annahmen, dass mit steigender Schlitzanzahl, die Abstrahlungseigenschaften verbessert werden, validiert werden. Je mehr Schlitzten gewählt wurden, desto größer wurde der Gewinn und desto direkter wurde die Abstrahlrichtung. Ferner konnten die S Parameter mithilfe einer Verlängerung der Leiterstruktur auf ein angemessenes Level herabgesenkt werden. Die Hohlleiterbasierten Antennen wiesen alle einen insgesamt höheren Gewinn und geringere Verluste auf, während die SIW Antennen, kompaktere Abmessungen bei ebenfalls angemessener Performance erzielten. Somit können bezüglich der Anwendungen gesagt werden, dass SIW Antennen in der Kommunikationstechnik vor allem in kleineren Geräten wie Smartphones oder Sensoren, während Hohlleiterbasierte Antennen in der Radar und Satellitentechnik optimal sind. [LK]

A. Ausblick

Für die Fortführung des Projektes können folgende Punkte in Betracht gezogen werden. Die Hohlleiterbasierten Antenne wies noch nicht optimale Abstrahlungseigenschaften auf (Abstrahlung nach unten), eine Optimierung dessen kann mittels der Variation der Schlitzpositionen geschehen. Außerdem ist

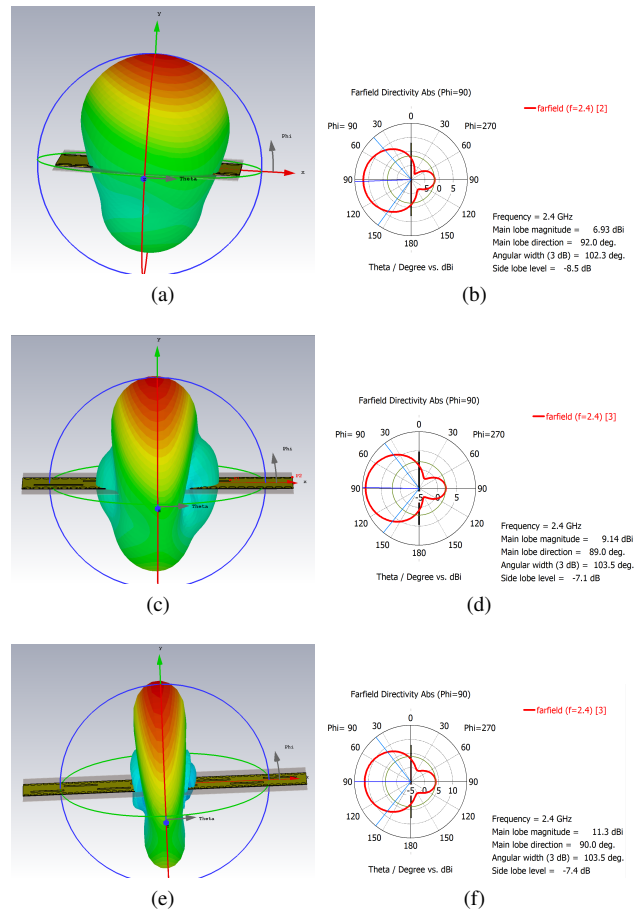


Abbildung 7: Abstrahlung der SIW-Antenne mit 2 (Oben), 4 (Mitte) und 8 Schlitzten (unten) bei $2.4GHz$

ebenfalls eine Gewinnerhöhung bei den SIW Antennen mittels Variation und Optimierung verschiedener Parameter möglich. Einige Parameter, wie die Wanddicke oder auch Schlitzpositionen, wie seitliche Schlitzten können ebenfalls ausgetestet und ein Einfluss dokumentiert werden. [OT]

LITERATUR

- [1] STUDIO, CST: <https://www.cst.com/>. In: *CST* (20.10.2017)
- [2] JOHNSON, Richard C. ; JASIK, Henry: *Antenna engineering handbook*. In: *New York, McGraw-Hill Book Company, 1984, 1356 p. No individual items are abstracted in this volume.* (1984)
- [3] STEVENSON, AF: *Theory of Slots in Rectangular Wave-Guides*. In: *Journal of Applied Physics* 19 (1948), Nr. 1, S. 24–38
- [4] ELLIOTT, R ; KURTZ, L: *The design of small slot arrays*. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 26 (1978), Nr. 2, S. 214–219
- [5] RAYAS-SANCHEZ, Jose E. ; GUTIERREZ-AYALA, Vladimir: *A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions*. In: *IEEE 978-1-4244-1780-3/08/* (2008)
- [6] NOURI, Keltouma ; BOUAZZA, Tayeb Habib C. ; BOUAZZA, Boubakar S. ; DAMOU, Mehdi ; BECHAREF, Kada ; SEGHER, Salima: *Design of Substrate Integrated Waveguide Multi-band Slots Array Antennas*. In: *International Journal of Information and Electronics Engineering* 6 (2016)
- [7] MOITRA, Sourav ; MUKHOPADHYAY, Asish K. ; BHATTACHARJEE, Anup K.: *Ku-Band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Slot Array Antenna for Next Generation Networks*. In: *Global Journal of Computer Science and Technology Network, Web Security* 13 (2013)
- [8] PETERMANN, Prof. Dr.-Ing: *Hochfrequenztechnik Skript*. In: *TU Berlin* 2008 (2008)