

GCPW-zu-SIW Transition mit H-flacher Hornantenne für 60 GHz Anwendungen

Thi Huyen Le, Alexander Batoulis und Alper Schultze

Abstract—[H.L.] In diesem Paper wird eine Grounded Coplanar Waveguide (GCPW) zu Substrate Integrated Waveguide (SIW) Transition mit anschließender H-flachen Hornantenne für 60 GHz Anwendungen präsentiert. Diese Antenne ist ein Sektorhorn, das in Richtung des magnetischen Feld (H-Feld) in dem Wellenleiter aufgeweitet ist. Die zwei Hauptbestandteile (Transition und Antenne) werden zuerst getrennt entworfen und optimiert. Bei der Hornantenne wurden unterschiedliche Antennen-Designs untersucht. Zuletzt ließ sich die Transition mit der Hornantenne als komplettes Projekt zusammenbauen und simulieren. Simulationen zeigen einen guten Antennengewinn. Der Reflexionskoeffizient der kompletten Antenne in dem gesamten Frequenzband von 57 GHz bis 64 GHz ist kleiner als -3 dB. Das für das Antennendesign verwendete Substratmaterial ist Rogers RT/Duroid 5880 ($381 \mu\text{m}$ dick). Zur Untersuchung der Antenne wurde die Simulationssoftware CST (Computer Simulation Technology) verwendet.

Index Terms—GCPW, SIW, Hornantenne, Radio over Fibre, CST

I. EINLEITUNG

[H.L.] Um den steigenden Bedarf an höheren Datenmengen abzudecken, wurde im Jahr 2001 durch die Federal Communications Commission (FCC) das 60 GHz Frequenzband lizenzfrei freigegeben, das viel versprechende Anwendungsmöglichkeiten für die drahtlose Kommunikation bietet. Mit einer großen Bandbreite von 7 GHz (57 GHz bis 64 GHz) können Datenraten bis zu mehreren Gigabits pro Sekunde erzielt werden, die schnelle Datenübertragungen ermöglichen. Durch die hohe Freiraumdämpfung bei 60 GHz (68 dB/m) liegt die maximale Übertragungsreichweite bei ca. 10 m. Diese Eigenschaft stellt einen Sicherheitsaspekt der Übertragung dar (z.B. Vermeidung der Interferenzen). Diese Technik ist unter anderem für die Unterhaltungselektronik interessant, um drahtlos unkomprimiertes HD (High Definition) Material zu übertragen. Beispiele sind Gigabit WLAN und WPAN [1].

Das 60 GHz Frequenzband hat Wellenlängen im Millimeterbereich (ca. 5 mm). Durch kleine Wellenlängen können kleine Antennenabmessungen und ein hoher Integrationsgrad erreicht werden. Die Aufgabe ist nun, geeignete Antennen für das 60 GHz Frequenzband mit hohem Wirkungsgrad und kompakter Größe zu entwickeln. Aufgrund der strengen Anforderungen an 60 GHz Antennen werden planare Antennenstrukturen gewählt.

Für solche Antennen wird einerseits die Mikrostrip Technologie verwendet. Andererseits ist es möglich, Antennen mit Hilfe der Substrate Integrated Waveguide (SIW)-Technologie zu fertigen. Die SIW Technologie ermöglicht die Transformation einer unplanaren Struktur, wie etwa einer Hornantenne, in eine planare Form. Deren Vorteile sind wenige Verluste, kompakte Abmessung, hoher Gütefaktor und einfache Integration [2].

In diesem Paper wird eine SIW Hornantenne für 60 GHz vorgestellt, die auf der Vorarbeit von [2], [3], [4] basiert und vereinfacht wurde. Abbildung 1 zeigt den kompletten Antennenaufbau aus CST. Die SIW Hornantenne wird

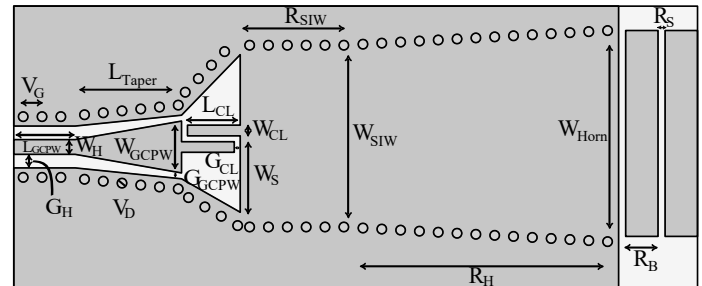


Abbildung 1. Dimensionierung der gesamten Antenne

mit Hilfe eines Grounded Coplanar Waveguides (GCPW) angeregt. Um den Übergang vom GCPW zum SIW zu schaffen, wird eine sogenannte GCPW zu SIW Transition realisiert, hinter der die Hornantenne aufgebaut wird. In Kapitel II werden die einzelnen Antennenbestandteile sowohl theoretisch, als auch simulativ analysiert. Kapitel III zeigt die Simulationsergebnisse der kompletten H-flache Hornantenne, die dann ausgewertet und mit den Werten aus dem Referenzpaper verglichen wird. Abschließend wird das gesamte Projekt zusammengefasst.

II. CAD CST MODELL

A. GCPW-zu-SIW

[A.B.] Die Speisung des SIWs wird mit Hilfe eines GCPWs realisiert, da dieser, wie der SIW, planar ist. Damit einhergehend ist die Gesamtstruktur einfach und günstig herzustellen. Der GCPW ist beispielsweise einer Mikrostreifenleitung vorzuziehen, da er eine geringe Dispersion aufweist [5]. Weiterhin strahlt ein GCPW weniger Energie bei der gleichen Frequenz ab, als eine Mikrostreifenleitung [6].

Aufgebracht wird der GCPW mit Hilfe der PCB (Printed Circuit Board)-Fertigungstechnologie auf einem ROGERS RT 5880 Substrat. Der GCPW wird zunächst, wie in Abb. 1 dargestellt, mit den Größen W_H und G_H dimensioniert. Die Leitungsimpedanz des GCPWs lässt sich mit elliptischen Integralen der ersten Art bestimmen [5]. Für die gewählte Dimensionierung ergibt sich eine Leitungsimpedanz von $Z_{0,GCPW} = 100 \Omega$.

Um die Quasi-TEM-Mode des GCPWs in die TE_{10} -Mode des SIWs einzuspeisen, bedient man sich gekoppelter Mikrostreifenleitungen (Richtkoppler). Der Vorteil dieser Modenwandlung liegt darin, dass sie keine direkte DC-Verbindung aufweist [3].

Je nach Betriebsart wird zwischen *even* (minimale Energieübertragung) bzw. *odd mode* (maximale Energieübertragung) unterschieden. Da eine maximale Leistungsübertragung im *odd mode* gegeben ist, wird die *odd mode* Impedanz Z_0^e an die äquivalente Leitungsimpedanz des SIWs $Z_{0,SIW} = 75 \Omega$ angepasst.

Bei reinen TEM-Wellen existiert kein Fernsprechen [7], [8]. Wird wie in Abb. 2 in das Tor 1 Energie eingespeist, so wird dementsprechend an das Tor 4 keine Energie übertragen. Es wird daher als Isolationstor bezeichnet. In erster Näherung ist das Fernsprechen bei Quasi-TEM-Wellen ebenfalls Null bzw. sehr gering. Die zu übertragende Energie wird von Tor 1 auf die Leitung 2 gekoppelt. Dort teilt sich die Welle in eine vorwärts und rückwärts laufende Welle auf. Da quasi kein Fernsprechen existiert, ist der Kopplungsfaktor der vorwärtspropagierenden Welle sehr klein. Somit wird hauptsächlich in die rücklaufende Welle gekoppelt [9].

Da das Auskopplungstor (Tor 3 - siehe Abb. 2) in dieser Umsetzung offen ausgeführt ist (siehe Abb. 1), wird die auf die Leitung 2 übertragene Energie an diesem Tor reflektiert und propagiert zu Tor 4. Die in Tor 1 einfallende Energie wird somit letztlich zu Tor 4 propagieren, es muss jedoch die Kopplung zu Tor 3 optimiert werden. Der Kopplungs-S-Parameter zwischen Tor 1 und Tor 3 ergibt sich zu [10]

$$S_{31}(\beta) = \frac{jZ_0^e - Z_0^o}{2Z_0 \cot \beta l + j(Z_0^e + Z_0^o)} \quad (1)$$

wobei Z_0^e , Z_0^o die *even*- bzw. *odd-mode*-Impedanz darstellt, β die Phasenkonstante, j die imaginäre Einheit und \cot den Kotangens. Aus obiger Gleichung folgt, dass die Leistungsübertragung für $l = \frac{\lambda}{4}$ maximal wird. Für diese Länge folgt

$$S_{31} = \frac{Z_0^e - Z_0^o}{Z_0^e + Z_0^o} = c \quad (2)$$

$$Z_0^e = Z_0 \frac{1+c}{1-c} \quad (3)$$

$$Z_0^o = Z_0 \frac{1-c}{1+c} \quad (4)$$

Dabei stellt c den Kopplungsfaktor zwischen den Leitungen dar und Z_0 die Leitungsimpedanz der Mikrostreifenleitung.

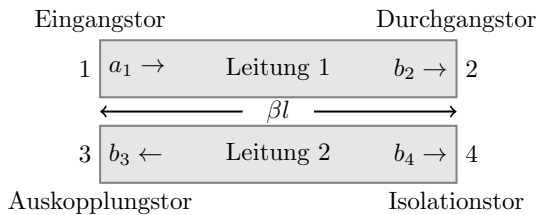


Abbildung 2. Leitungskoppler in Mikrostreifenleitertechnik nach [7]

Bedingt durch die PCB-Fertigungstechnologie ist der minimale Abstand zwischen den Mikrostreifenleitungen zu $100 \mu\text{m}$ festgelegt. Damit kann die Impedanz Z_0^o nur noch mit

der Leitungsimpedanz der Mikrostreifenleitung Z_0 variiert werden. Mit einer Breite von $180 \mu\text{m}$ der Mikrostreifenleitung folgt $Z_0 = 120 \Omega$, $Z_0^e = 76 \Omega$ und $Z_0^o = 189 \Omega$.

Der Ein- und Ausgang des Kopplers muss der Gesetzmäßigkeit [3]

$$Z_0^e - Z_0^o = 2 \cdot \sqrt{Z_{In} \cdot Z_{Out}} \quad (5)$$

folgen. Z_{In} stellt dabei die Leitungsimpedanz des GCPWs und Z_{Out} die des SIWs dar (75Ω). Daraus folgt $Z_{In} = 42 \Omega$, weswegen eine Transition der 100Ω zu den 42Ω mittels einer Tapering-Struktur notwendig ist. Die 42Ω werden mit den Größen W_{GCPW} und G_{GCPW} des Wellenleiters realisiert - Vgl. Abb. 1. Um die Verwendbarkeit der entworfenen Transition zu überprüfen, wurde diese in CST modelliert und simuliert. Die S-Parameter dieser Simulation sind in Abb. 3 dargestellt. Die 3 dB-Grenzfrequenz wird bei 70 GHz nicht erreicht und der Reflexions-S-Parameter liegt bei 60 GHz bei etwa -28 dB . Daraus folgt, dass die von dem GCPW geführte Welle nahezu verlustfrei in den SIW gekoppelt wird.

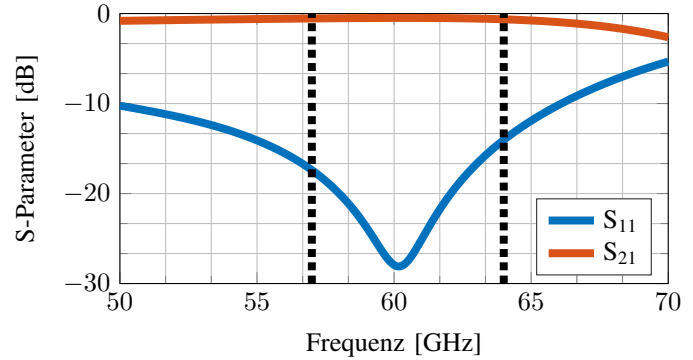


Abbildung 3. S-Parameter der Transition; Tor 1: GCPW, Tor 2: SIW

B. SIW-Hornantenne

[A.S.] Zur Abstrahlung der über den GCPW in das Substrat eingekoppelten Welle wird eine H-flache SIW-Hornantenne genutzt. Die SIW-Hornantenne bildet das Pendant eines Hornstrahlers auf Leiterplatten-Ebene und besteht aus einem Substrat, in dem die Welle geführt wird, einer Top-Plane und Ground-Plane sowie metallischen Vias, die von der Top-Plane durch das Substrat zur Ground-Plane führen. Dabei sind Top-Plane, Ground-Plane und Vias geerdet, wodurch sie die Berandungen der Hornantenne bilden [11]. Gefordert ist die einmodige Führung und Abstrahlung der eingekoppelten Welle um eine Verfälschung der in der Welle transportierten Information zu vermeiden. Bei einer Kanalbreite (Via-Mittelpunkt bis Via-Mittelpunkt) des SIW von $W_{SIW} = 3 \text{ mm}$ wird die eingekoppelte Welle im SIW für die geforderte Bandbreite einmodig geführt. Über [8]

$$f_{c,mn,x} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (6)$$

und der Umrechnenformel für die Kanalbreite [11]

$$a = W_{SIW} - \frac{V_D^2}{0.95V_G} \quad (7)$$

lassen sich die Cut-Off Frequenzen des SIW ausrechnen. Die Cut-Off Frequenz der TE_{10} -Mode liegt bei $f_{c,10,SIW} = 35$ GHz und die der TE_{20} -Mode bei $f_{c,20,SIW} = 70$ GHz. Mit der gegebenen Kanalbreite besitzt der SIW eine Leitungsimpedanz von $Z_{F,SIW} = 312 \Omega$ und einem Feldwellenwiderstand von $Z_{L,SIW} = 75 \Omega$. Vergleiche hierzu [8]

$$Z_{F,SIW} = \frac{Z_{F,0}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (8)$$

$$Z_{L,SIW} = \frac{\pi^2 \cdot H_{SIW}}{8 \cdot a} \frac{Z_{F,0}}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \quad (9)$$

Um die in den SIW eingekoppelte Welle in den Freiraum abzustrahlen, muss die Kanalbreite über einen gewissen Bereich erhöht werden, woraus sich die SIW-Hornantenne ergibt. Wie auch bei der Führung, muss die Abstrahlung einmodig geschehen. Mit Erhöhung der Kanalbreite, verschieben sich jedoch die Cut-Off Frequenzen auf niedrigere Frequenzen. Mit gewählten Cut-Off Frequenzen bei $f_{c,10,Horn} = 30$ GHz und $f_{c,20,Horn} = 60$ GHz ergibt sich eine maximale Öffnung der Hornantenne von $W_{Horn} = 3.5$ mm. Einhergehend mit der Verbreiterung der Kanalbreite sinkt der Feldwellenwiderstand der Hornantenne auf $Z_{F,Horn} = 292 \Omega$. Um möglichst reflexionsfrei abzustrahlen muss der Feldwiderstand der Hornantenne dem Feldwiderstand des Freiraums $Z_{F,0} = 377 \Omega$ entsprechen. Die Anpassung des Feldwellenwiderstands der SIW-Hornantenne geschieht über einen Zwei-Block Übergang. Dabei werden zwei Kupferblöcke nach der Hornantenne platziert [12]. Untersucht wurden die Eigenschaften der Standard Hornantenne, als auch die der Hornantenne mit Zwei-Block Übergang. Augenmerk lag auf Gewinn, Richtcharakteristik und Reflexionsfaktor der Antenne. Bezüglich der Optimierung dieser Antenneneigenschaften, galt es einen Kompromiss zwischen Gewinn/Richtcharakteristik und Reflexionsfaktor zu finden. Mithilfe der CST-Software wurden die Parameter R_H (Länge des Horns), R_W (Länge des SIWs) und R_B (Länge der Blöcke) variiert. Der Abstand der Blöcke wurde auf $R_S = 100 \mu\text{m}$ festgelegt [2]. Für alle variierten Parameter weist die SIW-Hornantenne mit Zwei-Block Übergang die besten Ergebnisse auf. Abbildung 4 zeigt den Verlauf des S_{11} Parameters für beide Antennenarten. Für den Frequenzbereich von 57 GHz - 64 GHz weist die Antenne eine Dämpfung von 2.5 dB und für die Betriebsfrequenz eine Dämpfung von 4 dB auf. Abbildung 5 zeigt das Richtdiagramm beider Antennen in der E-Ebene.

III. AUSWERTUNG

[H.L.] Nachdem die einzelnen Antennenbestandteile betrachtet wurden, wurde die GCPW zu SIW Transition mit anschließender H-flachen Hornantenne (komplette Antenne) simuliert.

Wie im Abschnitt SIW-Hornantenne gezeigt, liefert im Vergleich zur Standard Hornantenne die Hornantenne mit Blöcken eine bessere Anpassung. Deshalb wird hierbei nur die Transition mit der Hornantenne mit Blöcken simuliert. Die Ergebnisse werden in Abbildung 6 dargestellt.

Aus Abbildung 6 ist erkennbar, dass der Reflexionskoeffizient S_{11} der kompletten Antenne mit Blöcken im gesamten

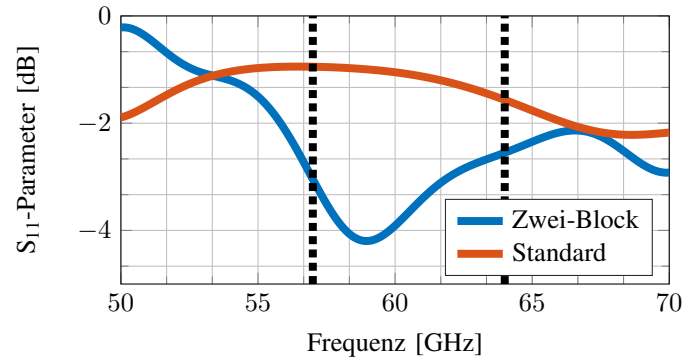


Abbildung 4. S_{11} -Parameter der Hornantennen

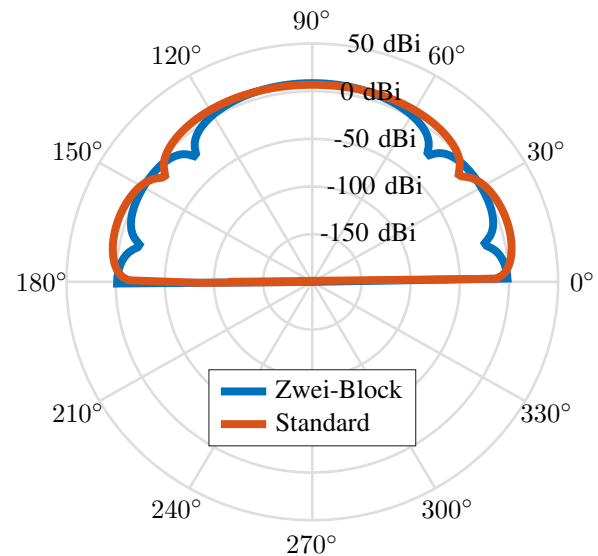


Abbildung 5. Richtdiagramm der Hornantennen in E-Ebene

Frequenzbereich von 57 GHz bis 64 GHz kleiner als -3 dB ist. Bei 60 GHz beträgt er -4.5 dB. Das bedeutet, dass die Hälfte der eingespeisten Energie reflektiert wird, was keine gute Anpassung darstellt.

Abbildung 7 zeigt den maximalen Gewinn in der H-Ebene von 5.21 dBi bei $\varphi = 95^\circ$ und in der E-Ebene von 6.37 dBi in $\vartheta = 8^\circ$. Die kleinen Rippeln in dem Richtdiagramm sind im Wesentlichen aufgrund der Wechselwirkung der abgestrahlten Felder mit dem GCPW-zu-SIW Übergang. Die erhaltenen Simulationsergebnisse werden nun mit den Werten aus Referenzpapier in Tabelle I verglichen.

Tabelle I
GEWINNVERGLEICH

Antennendesign	Gewinn aus Referenzpapier	Gewinn aus Simulation
Standard Hornantenne	4 dB [2]	7.66 dB
Hornantenne mit Blöcken	6 dB [2]	8.78 dB
Komplette Hornantenne	5 dB [13]	6.37 dB

Aus Tabelle I ist zu erkennen, dass der Gewinn der Simulationen sogar deutlich besser als der des Referenzpapers ist.

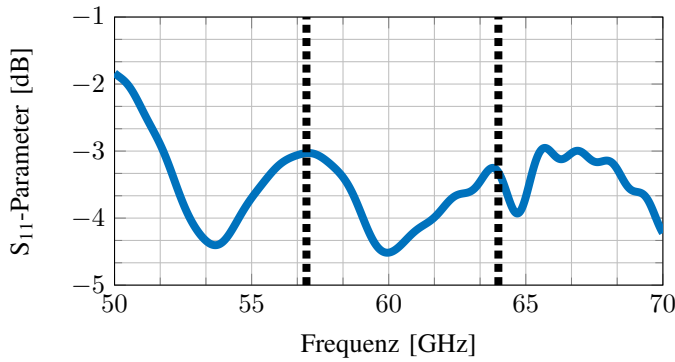


Abbildung 6. S_{11} -Parameter der kompletten Hornantenne

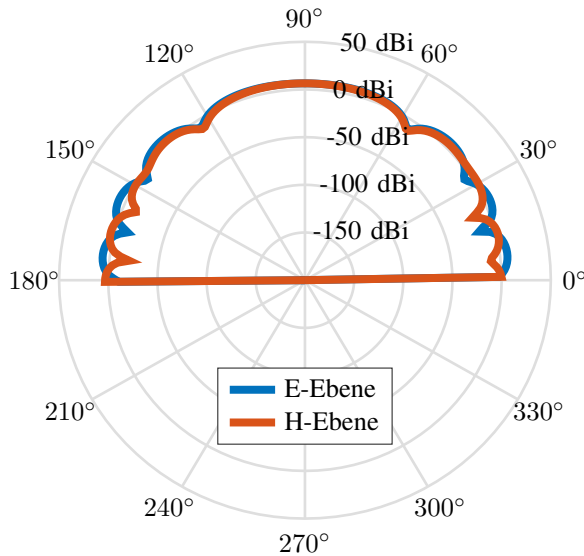


Abbildung 7. Richtdiagramm der kompletten Hornantenne in E- und H-Ebene

Die optimierten Antennenabmessungen werden in Tabelle II dargestellt.

Tabelle II
ANTENNENPARAMETER

Erklärung	Parameter	Werte [um]
Via-Hole Abstand	V_G	320
High-Impedance Gap GCPW	G_H	230
High-Impedance Breite GCPW	W_H	250
Via-Hole Durchmesser	V_D	160
Länge Taper-Struktur	L_{Taper}	1806
Länge GCPW-Struktur	L_{GCPW}	1043
GCPW Weite	W_{GCPW}	880
GCPW Gap	G_{GCPW}	100
Länge Coupled Lines	L_{CL}	896
Weite Coupled Lines	W_{CL}	180
Gap Coupled Lines	G_{CL}	100
Länge SIW	R_{SIW}	3207
Weite SIW	W_{SIW}	3000
Weite Horn	W_{Horn}	3297
Länge Horn	R_H	1570
Breite des Blocks	R_B	923
Gap der Blöcke	R_S	165

IV. FAZIT

[H. L.] Das Paper präsentiert die Modellierung und Simulation der GCPW zu SIW H-flachen Hornantenne für das

60 GHz Frequenzband. Anhand der Theorie bzw. den mathematischen Näherungsformeln werden die Antennenparameter berechnet, die dann durch Simulationen weiter optimiert werden. In der Arbeit wurden die Transition und zwei unterschiedliche Hornantennendesigns getrennt betrachtet, bevor die komplette Antenne modelliert und simuliert wurde. Die komplette SIW-Hornantenne hat den maximalen Gewinn von 6.37 dBi. Der Reflexionskoeffizient in dem gesamten Frequenzband von 57 GHz bis 64 GHz ist kleiner als -3 dB. Um die Antenne besser anzupassen bzw. den Antennengewinn zu erhöhen, werden in [2] weitere Antennendesigns vorgeschlagen. Beispiele hierfür sind Hornantenne mit "grating transition" oder "inductive iris". Außerdem könnte die Antenne mit verschiedenen Substratmaterialien und steigender Substratdicke untersucht werden. Dies wurde in der vorliegenden Arbeit nicht mehr untersucht, könnte aber Inhalt weiterführender Untersuchungen sein.

REFERENCES

- [1] I. Wissen, "60-ghz-band," electronic, 20.06.2016. [Online]. Available: <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/60-GHz-Band-60-GHz-frequency-band.html>
- [2] I. Flammia, B. Khani, and A. Stöhr, "Substrate integrated waveguide antenna for 60 ghz radio-over-fiber transmitter," in *2013 38th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, Sept 2013, pp. 1–2.
- [3] I. Flammia, B. Khani, and A. Stöhr, "A novel transition from grounded coplanar waveguide to substrate integrated waveguide for 60 ghz radio-over-fiber photonic transmitters," in *Microwave Techniques (COMITE), 2013 Conference on*, April 2013, pp. 73–76.
- [4] I. Flammia, B. Khani, S. Arafat, and A. Stöhr, "60 ghz grounded-coplanar-waveguide-to-substrate-integrated-waveguide transition for rof transmitters," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 1, pp. 34–35, January 2014.
- [5] R. N. Simons, *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*, ser. Wiley series in microwave and optical engineering. New York [u.a.]: Wiley, 2001.
- [6] N. I. Dib, *Theoretical characterization of coplanar waveguide transmission lines and discontinuities*. University of Michigan, 1992.
- [7] H. Heuermann, *Hochfrequenztechnik: Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen (vormals: Lineare Komponenten hochintegrierter Hochfrequenzschaltungen) (German Edition)*. Vieweg+Teubner Verlag, 2009.
- [8] P. D.-I. K. Petermann, "Hochfrequenztechnik, Skript," printed, 2013, erhältlich am Fachgebiet: Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Berlin.
- [9] A. Peterson and G. Durgin, *Transient Signals on Transmission Lines: An Introduction to Non-Ideal Effects and Signal Integrity Issues in Electrical Systems*. Morgan & Claypool, 2009. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6813370>
- [10] P. J. Stiles, "Coupled - line directional couplers," electronic, 2009, accessed 26.08.2016. [Online]. Available: <http://www.ittc.ku.edu/~jstiles/723/handouts/Analysis%20and%20Design%20of%20Coupled%20Line%20Couplers.pdf>
- [11] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, June 2011.
- [12] M. Esquiús-Morote, B. Fuchs, J. F. Zürcher, and J. R. Mosig, "Novel thin and compact h-plane siw horn antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 6, pp. 2911–2920, June 2013.
- [13] I. Flammia, B. Khani, and A. Stöhr, "Substrate integrated waveguide integration platform for 60ghz indoor photonic transmitter," *Microwave Conference (GeMIC)*, pp. 1–4, March 2014.