

Simulation und Optimierung einer Antipodal Vivaldi Antenne mit symmetrischen SIW Leistungsteiler

Joseph Hamani, Stephanie Tchoumi

Technische Universität Berlin, Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
 Fachgebiet Theoretischen Elektrotechnik, Einsteinufer 17, D-10587 Berlin, Germany.

Zusammenfassung—Breitbandige Datenübertragung stellt eine feste Anforderung an die drahtlose System dar. Die Herausforderung besteht darin, hohe Datenraten bei gleichzeitig geringem Verlust zu übertragen. In der vorliegenden Arbeit wird die Antipodal Vivaldi Antenne mit symmetrischem SIW Leistungsteiler im Frequenzbereich von 8 bis 12 GHz modelliert und optimiert. Die Vivaldi-Antenne weist die Vorteile sowohl einer breitbandigen Anpassung als auch einer Frequenz-stabilen Abstrahlung auf. Daher wird die Antenne in der Ultra- Wideband Technik (UWB) verwendet. Substrat-integrierte Wellenleiter (engl. Substrate integrate waveguide SIW) ist ein mit Dielektrikum gefüllte Hohlleiter mit Durchkontaktierungen in Reihen im Substrat angeordnet. Die Durchkontaktierung stellt „Wände“ für die zugeführte Energie dar. Mit geeigneter Position der Durchkontaktierung wird eine verlustlose Leistungsteiler-Struktur realisierbar. Der SIW-Leistungsteiler wird in dieser Arbeit optimiert unter Berücksichtigung der T-Y Verzweigung und 90° Bogen.

Index Terms—SIW, T-Y Verzweigung, Antipodal Vivaldi Antenne, SIW, Leistungsteiler, UWB.

I. EINLEITUNG,

Die Vivaldi Antenne ist eine Breitbandantenne geeignet für den Mikrowellenbereich. Die Antennenflanken werden auf der Vorder- und Rückseitenmetallisierung des Substrates verteilt. Eine Übersicht ist in der Abbildung 1 zu sehen. Es ist eine Antipodal-Vivaldi Antenne zu sehen, gespeist mit Übergang Grounded Coplanar Waveguide (GCPW)-SIW. Die eingespeiste leitungsgeführte Welle hat einen kontinuierlicheren Übergang zum Freiraum. Wegen der exponentiellen Bauform zeichnen sich die Antennen durch eine relativ frequenzunabhängige Lage des Phasenzentrums und eine näherungsweise konstante Gruppenlaufzeit aus. Dies erklärt sich dadurch, dass die Antenne keine Mehrfachreflexion innerhalb ihrer Struktur aufweist sodass der eingespeiste Impuls keine Mehrwegeverzerrung erleidet [4]. Die Vivaldi Antennen werden direkt über eine Planarleitung gespeist. Da keine Leistungstransformation notwendig ist, weist die Antenne an eine hohe Bandbreite auf. Die Länge und die Taperform der Antenne entspricht der Antennenperformanz [4]. Die Vivaldi Antenne hat ein größerer Platzbedarf wegen ihre exponentiell Form. Die Antenne wird benutzt zur Übertragung von hohen Datenraten.

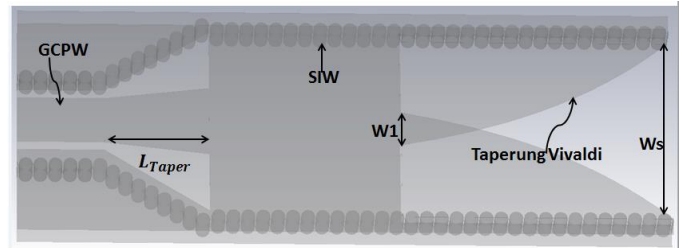


Abbildung 1. Übergang GCPW-SIW und Vivaldi Antenne

z.B. bei Radar Technik, Automobil Bereich. Wie schon erwähnt, wird die Speisung der Antenne mit einem Übergang von GCPW-SIW gemacht. Das Prinzip von SIW kommt von KE Wu [3]. Der SIW ist vorteilhaft gegenüber dem Rechteckhohlleiter dadurch, dass es in planare Strukturen wie Antennen integrierbar ist. Außerdem ist es einfacher herzustellen. Durch geeignete Positionierung der Durchkontaktierung können symmetrische Leistungsteiler mit SIW realisiert werden. Im folgendem wird im Abschnitt II untersucht, unter welchen Umständen ein dämpfungsarmer Übergang von GCPW zum SIW realisierbar ist. Danach im Abschnitt III wird der Übergang GCPW-SIW und Antipodal Vivaldi Antenne mit CST (Computer Simulation Technology) modelliert und optimiert. Weiterhin wird im Abschnitt IV die Eigenschaft eines symmetrischen Transmissionsfaktors bei gleichzeitig geringen Reflexionsverlusten an dem Eingang Port analysiert. Außerdem wird ein 1×2 und 1×8 Leistungsteiler modelliert und optimiert. Am Ende wird eine Zusammenfassung der Arbeit gegeben.

II. ÜBERGANG VON GROUNDED COPLANAR WAVEGUIDE AUF SIW UND EIGENSCHAFTEN DER SIW

Beim Übergang von GCPW auf SIW ist darauf zu achten, dass die Wellentypen der GCPW (Quasi TEM) möglichst dämpfungarm in den Hohlleitermode (TE_{10}) überführt werden. In dieser Arbeit wird der Wellenleiterübergang mit Tapern realisiert. Die Taperung vermeidet einen abrupten Übergang zwischen den beiden Leitertypen. Dadurch wird der Reflektion im hohen Frequenz minimisiert. Eine Übersicht der Taper-Geometrie ist in der Abbildung 2b zu sehen. Die kontinuierlich variierende Geometrie des Tapers ist zu bemerken.

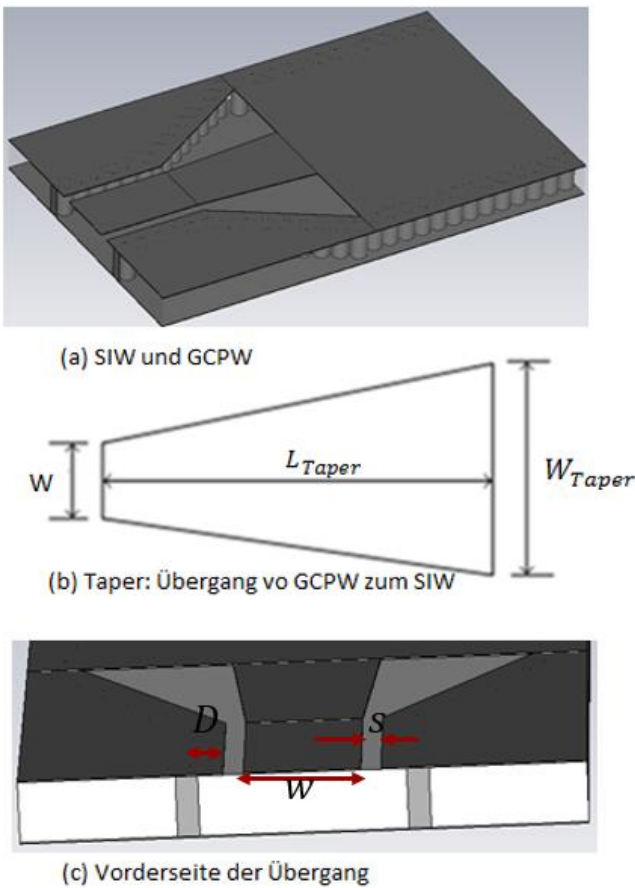


Abbildung 2: Übergang von GCPW zum SIW

Außerdem hat der Taper Einfluss auf die Bandbreite der Struktur. Für eine reflektionsarme Übertragung l_{Taper} sollte Formel (1) realisiert

$$l_{Taper} \approx \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \quad (1)$$

Der Grundaufbau des SIW ist auf der Abbildung 2a zu sehen. Die Durchkontaktierungen werden ganz am Anfang der Struktur positioniert um die richtige Mode anzuregen (siehe Abbildung 2a). Der SIW ist eine Reihe von Durchkontaktierungen bei einem zweiseitigen metallisierten dielektrischen Träger. Die Durchkontaktierungen haben den Durchmesser d und in Reihe periodisch im Abstand p angeordnet. Um ein minimales Streufeld zu realisiert sollten der Abstand p und der Durchmesser mit der Formel (2) und die Leitung Abmessungen mit Formel (3) berechnet werden. Die Abmessungen der SIW (die Breite und Höhe) sind in [7] gegeben

$$p \leq 2d, \quad d \leq \lambda_g/5, \quad (2)$$

$$W + 2D + 2D < \frac{c}{2f_{max}\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \quad (3)$$

III. MODELLIERUNG DER ÜBERGANG GCPW-SIW UND ANTENNE

In Referenz [1] wird der Übergang GCPW-SIW-Vivaldi Antenne und ein 1×2 und 1×8 Leistungsteiler modelliert und optimiert. Die Modellierung wird mit dem verlustlos Material RO4003c mit elektrischen Parametern $\epsilon_r = 3.38$ und $\tan \delta = 0.0027$. Die Taperung Form der Antenne lässt sich mit Formel (4) erklären. In der Tabelle 1 ist der Dimensionierung zusammengefasst

$$y = Ae^{rx} + B, \quad (4)$$

$$A = \frac{W_s + W_1}{2} \cdot (e^{r \cdot L_{ant}} - 1)^{-1},$$

$$B = -\frac{W_s + W_1 e^{r \cdot L_{ant}}}{2} \cdot (e^{r \cdot L_{ant}} - 1)^{-1}.$$

Die daraus resultierenden Ergebnisse für den Reflexionsfaktor beziehungsweise den Antennen-Gewinn ist in Abbildung 3 und Abbildung 4 zu sehen. Die Optimierung der Antenne wird durchgeführt unter Berücksichtigung der Antennen-Eigenschaften (siehe Abschnitt [I]).

Tabelle 1. Parameter der Antenne

Parameter	W_s	W_1	L_{ant}	l_{taper}	R	R_{vias}	Pitch
Wert[mm]	11.6	2.2	15.5	4	0.1	0.4	0.85

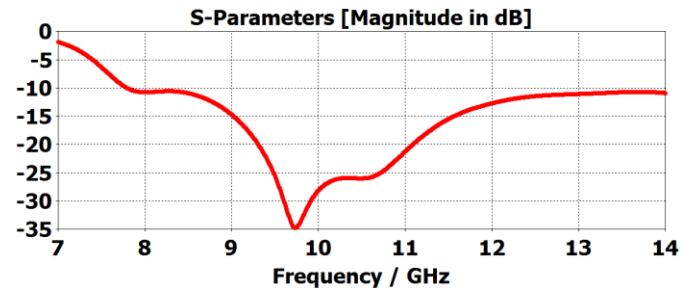


Abbildung 3. Reflexionsfaktor von GCPW-SIW und Antenne

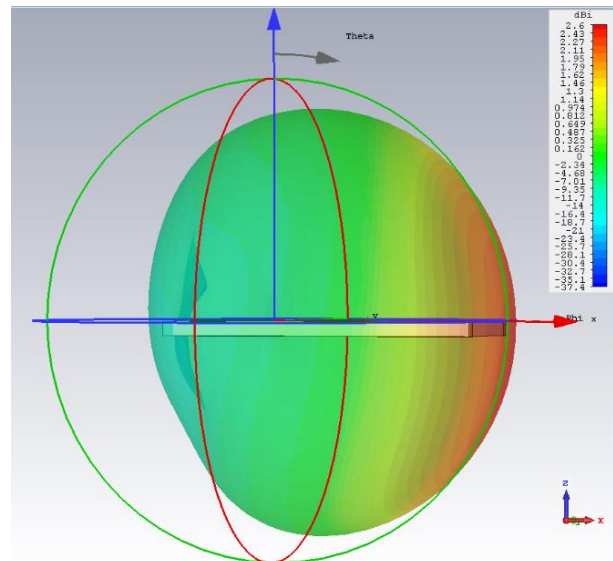


Abbildung 4. Richtcharakteristik der Monopolantenne bei 10 GHz

IV. 2 ELEMENT SIWS LEISTUNGSTEILER

Das Ziel des Leistungsteilers ist es, die gewünschte Leistungsteilung bei identischem Transmissionskoeffizienten an den Ausgängen und gleichzeitig geringen Reflexionsverlusten an dem Eingang des Leistungsteilers zu erzeugen [2]. Die Abweichung von dem erwarteten Transmissionskoeffizient ohne Verlust ist mit der Formel (5) zu berechnen

$$x = \left(10 \times \log_{10} \left(\frac{1}{n \text{ Element}} \right) \text{ dB} \right) \cdot \quad (5)$$

In Rahmen dieser Arbeit wird der Leistungsteiler untersucht mit Berücksichtigung der Y – T Verzweigung und der 90° Bogen. Ein Schaubild ist in der Abbildung 5 dargestellt. Die eingeführte Parameter $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_x$ und W_{vias} dienen sowohl für eine gleichmäßige Energieverteilung an den Ausgängen als auch geringer Reflexion am Eingang. Die Parameter C_1, C_2, C_3, C_4 und C_5 gehören zu der T-Verzweigung und haben für Ziel die Reflexion an der Struktur zu minimieren. Die kontinuierliche Abnahme des Durchmessers der Vias ist zu bemerken. Der L_x und C_1 gehören zu der Y-Verzweigung. Der Parameter L_x beeinflusst die Bandbreite. In der Tabelle 2 sind die entsprechenden Parameter. In [5, 6, 7] noch die Eigenschaften der Y-T Verzweigung zu finden.

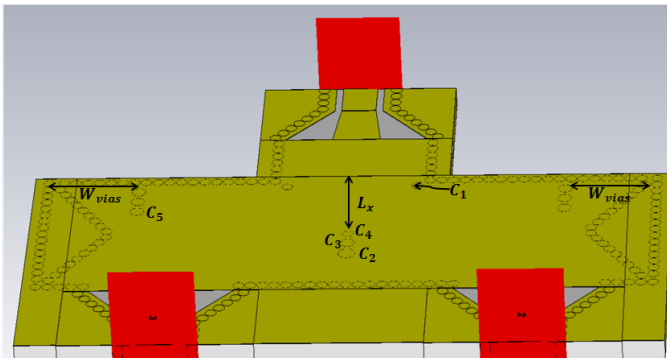


Abbildung 5. 1x2 Leistungsteiler

Tabelle 2: T und Y-Verzweigung Parameter

Verzweigung-Type	T- Verzweigung					Y- Verzweigung	
	Parameter	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_1
Werte[mm]	0.4	0.6	0.5	0.4	0.5	0.4	12

Die Simulationsergebnisse die Reflexions- und Transmissionskoeffizienten beziehungsweise der Feldverteilung sind in der Abbildung 7 und Abbildung 6 zu sehen. Nach Einsicht der Abbildung 6 lässt sich bemerken, dass die Leistung sich gleichmäßig von 8-12 GHz verteilt. Die Optimierung des Leistungsteilers wird gemacht unter Berücksichtigung der $L_x, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5$ Parameter.

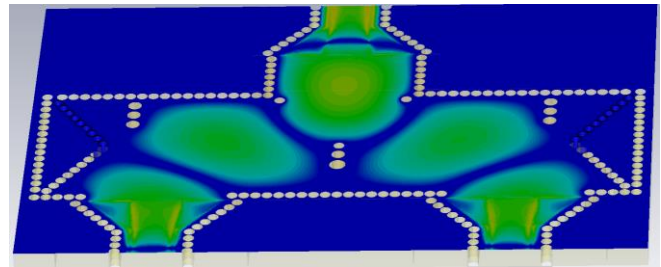


Abbildung 6. Feldverteilung der 2 Elemente bei 10 GHz

Eine Übersicht des Modells und der genannte Parameter ist in Abbildung 5 zu sehen. Die W_{vias} beträgt 10.62 mm.

V. 8 ELEMENT SIW LEISTUNGSTEILER

Im Folgenden wird auf Erkenntnis des 1x2 Leistungsteilers eines 1x8 Leistungsteilers in CST aufgebaut. Ein Schaubild ist in Abbildung 7 zu sehen. Die Optimierung des entsprechenden Leistungsteilers wird analysiert mit den Parametern der Tabelle 3. Die Simulationsergebnisse der S-Parameter und Feldverteilung sind in der Abbildung 8 und Abbildung 9 dargestellt. Die Optimierung des Leistungsteilers im untersuchten Frequenzbereich 8 – 12 GHz wird nicht erreicht. Es lässt sich in Abbildung 9 feststellen, dass der Leistungsteiler sich gleichmäßig nicht im genannten Frequenzbereich verteilt.

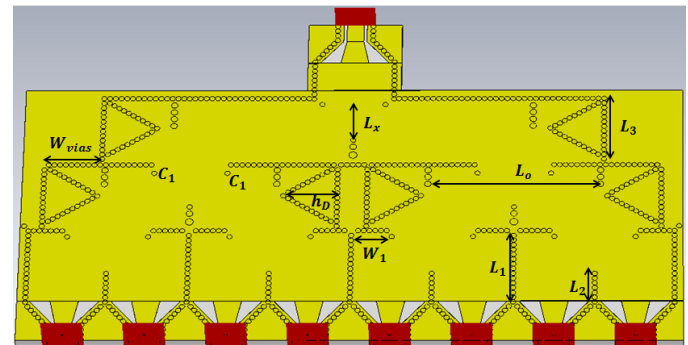


Abbildung 7. 1x8 Leistungsteiler

Tabelle 3. Parameter 1x8 Leistungsteiler

Parameter	L_1	L_2	L_3	L_x	L_0	L_w	h_D	W_1
Werte [mm]	11.9	5.1	11.9	10.1	26.9	15.9	8.01	5

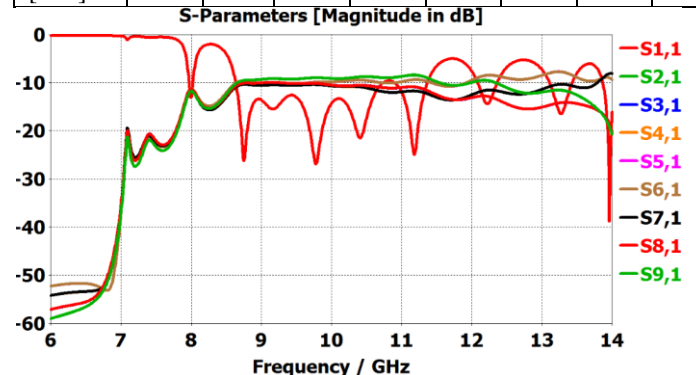


Abbildung 8. S-Parameter de 1x8-Element Leistungsteiler

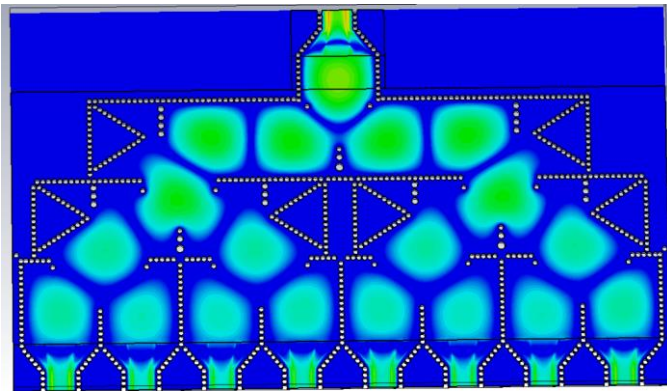


Abbildung 9. Feldverteilung der 8 Elemente bei 10 GHz

Die Richtwirkung der Monopolantenne ist begrenzt. Um höhere Richtfaktoren zu erhalten wird in folgendem der 1×8 Leistungsteiler mit der Array-Antenne kombiniert. Eine Übersicht ist in der Abbildung 10 zu sehen. Die Richtcharakteristik der Array-Antenne (siehe Abbildung 11) im Vergleich zu der Richtcharakteristik der Monopolantenne (siehe Abbildung 4) lässt sich feststellen, dass in Hauptstrahlrichtung der Array abstrahlt stärker als die Monopolantenne. Außerdem der Array Antenne hat einen deutlich höheren Richtfaktor als bei der Monopolantenne.

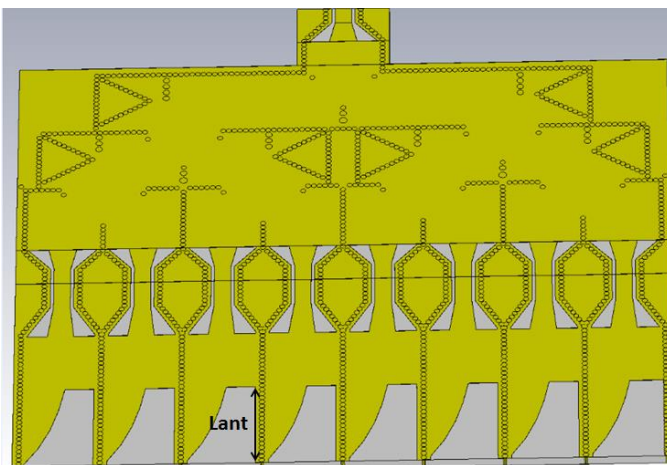


Abbildung 10. 1×8 array Antenne

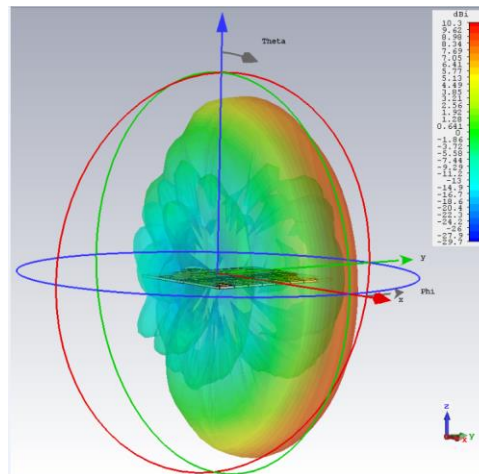


Abbildung 11. Array Antenne Richtcharakteristik

VI. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Mit CST wird eine Antipodal Vivaldi Antenne aufgebaut. Die Optimierung der Antenne wird untersucht unter Berücksichtigung des Tapers Bauform der Antenne. In weiteren wird ein 2×1 Element Leistungsteiler simuliert und optimiert. Der Leistungsteiler funktioniert gut im untersuchten Frequenzbereich. Die Leistungsteilung an den Port Ausgänge (Tor 2, 3) ist gleichmäßig. Auf diese Erkenntnisse wurde eine 1×8 Leistungsteiler aufgebaut. Die Optimierung der 1×8 Element wurde nicht erreicht. Anschließend wird die 1×8 Leistungsteiler mit der 1×8 array Antenne kombiniert. Die Kombination des Leistungsteilers und Array Antenne führt zu stärker Abstrahlung in der Hauptstrahlrichtung zu Vergleich der Monopolantenne.

Weiterführend könnte untersucht werden, ob die Optimierung der C_1 Parameter des 1×8 Leistungsteilers in höhere Frequenz optimieren könnte. Außerdem mit dem Ziel der Gewinn die Bandbreite zu erhöhen könnte die Untersuchung noch erweitern, indem Rod Antenne in Abschluss der Vivaldi Antenne aufgebaut werden. Robab Kazemi et al. haben Untersuchung in [3] durchgeführt.

LITERATUR

- [1] Robab Kazemi, Aly Fathy, Robab Kazemi, „Ultra-Wide Band Vivaldi Antenna Array using Low Loss SIW Power Divider and GCPW Wide Band Transition“ IEEE Radio and Wireless Symposium pp. 39-42, 2012
- [2] F. Geschewski, „Integrierte planare Millimeterwellenantenne“ pp 35-37,“ 2009.
- [3] Robab Kazami et al. "Dielectric Rod Antenna Array With Substrate intergrated Waveguide Planar Feed Network for Wideband Application" IEEE vol.60., pp.1312-1319 March 2012.
- [4] C. Rusch, „Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierendf dem holografischen Prinzip“,“ Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Deutschland, 2014
- [5] R. Kazemi, R. A. Sadeghzadeh, „DESIGN OF A WIDE BAND EIGHT-WAY COMPACT SIW POWER COMBINER FED BY A LOW LOSS GCPW-TO-SIW TRANSITION"Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 26, 97 -110, 2012,“ 2012, USA
- [6] FELLAH BENZERGA, Mehadjji Abri et al. "Optimized Bends and Corporate 1×4 and 1×8 SIW Power Dividers Junctions Analysis for V-Band Applications Using a Rigorous Finite Element Method",“ WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, France, 2017.
- [7] S. Sabri, B. H. Ahmad et al “Design of a Compact X-band Substrate Integrated Waveguide Directional coupler ” IEEE Symposium.