

Studi Transisi Saluran Transmisi Planar – Substrate Integrated Waveguide

Mudrik Alaydrus

Universitas Mercu Buana, Jakarta

mudrikalaydrus@mercubuana.ac.id

Abstrak

Perkembangan sistem komunikasi wireless mendorong dipergunakannya spectrum frekuensi yang tinggi untuk mendapatkan peluang memberikan sistem dengan kecepatan transfer data yang tinggi. Substrate Integrated Waveguide (SIW) adalah saluran transmisi yang mampu menghantarkan sinyal frekuensi tinggi dengan kerugian yang kecil, tetapi memiliki kemampuan mengintegrasikan banyak komponen. Untuk melewati sinyal dari saluran planar ke SIW diperlukan struktur transisi yang memiliki factor refleksi yang kecil. Di penelitian ini pertama-tama dilakukan studi dasar struktur SIW dengan variasi besaran pentingnya, yaitu efek dari diameter silinder metal d dan jarak $pitch$ antar silinder p dan studi terhadap macam-macam jenis dan bentuk transisi yang telah diperkenalkan berbagai publikasi dan dilakukan telaah terhadap realibilitasnya dan kemungkinan pengembangannya.

Kata Kunci: coaxial, microstrip, millimeter wave, SIW

Abstract

The development of wireless communication systems encourages the use of high frequency spectrums to get the opportunity to provide systems with high data transfer rates. Substrate Integrated Waveguide (SIW) is a transmission line capable of delivering high frequency signals with small losses, but has the ability to integrate many components. To pass the signal from the planar channel to the SIW transitional structure is required that has a small reflection factor. In this study, the first study of SIW structure with variations in magnitude, the effect of metal d metal diameter and pitch distance between cylinders p and the study of the various types and forms of transition that have been introduced various publications and conducted a review of the reliability and Possible development.

Keywords: coaxial, microstrip, millimeter wave, SIW

Received 21 November 2016

Accepted for Publication 13 Desember 2016

DOI: 10.22441/incomtech.v7i2.1170

1. PENDAHULUAN

Tuntutan akan kecepatan transfer data yang tinggi pada sistem komunikasi wireless mendorong berbagai perkembangan teknik pengolahan data seperti penggunaan modulasi ordo tinggi atau modifikasi sinyal secara jalur parallel *Multiple*

Input Multiple Output (MIMO) [1] ataupun pengelolaan spectrum frekuensi yang tak terpakai dalam teknik cognitive radio [1, 2]. Tidak cukup dengan memanfaatkan wilayah spectrum secara efisien, peluang menambah kecepatan transfer data (*data rate*) dilakukan dengan cara membuka wilayah frekuensi baru untuk mendapatkan lebar pita frekuensi yang belum terpakai (*bandwidth*). Wilayah frekuensi yang secara intensif dibuka adalah frekuensi > 10 GHz, khususnya frekuensi gelombang millimeter yang memiliki panjang gelombang 1 mm sampai 10 mm (30 GHz – 300 GHz) [3]. Terutama rentang frekuensi 60-94 GHz mendapatkan perhatian khusus untuk aplikasi jaringan wireless, radar pada kendaraan, sensor penginderaan dan piranti biomedis [4].

Faktor penting dari kesuksesan suatu teknologi adalah penguasaan teknologi secara efektif sehingga bisa dimiliki kemampuan untuk membuat sistem pendukung dengan mudah dan murah untuk diproduksi secara massal. Sistem komunikasi data pendukung ini terdiri dari berbagai komponen yang bisa dikategorikan dalam komponen aktif, seperti osilator, penguat, mixer dan lainnya, dan komponen aktif seperti filter, pembagi daya, antenna, saluran penghubung dan lainnya. Dalam pengembangannya, banyak sekali komponen telekomunikasi ini disusun dengan bantuan saluran penghubung, yang dinamakan saluran transmisi [5, 6, 7]. Modifikasi saluran transmisi, yang menghasilkan komponen yang memenuhi spesifikasi yang dituntut ini bisa dilakukan jika penguasaan akan tingkah laku dan karakteristik pentingnya dimiliki. Saluran transmisi planar, yang memiliki bahan dasar substrate dielektrika dengan lapisan metal merupakan saluran transmisi penting dan sering digunakan pada sistem komunikasi modern [6]. Saluran mikrostrip dan koplanar sering digunakan pada aplikasi dengan frekuensi rendah dan menengah, tetapi keduanya tidak efisien jika digunakan untuk aplikasi lebih besar dari 30 GHz, karena kerugian transmisi dan radiasi membesar [4]. Sementara itu, saluran transmisi waveguide memiliki kelebihan pada kerugiannya yang minimal juga pada frekuensi yang tinggi [6].

Substrate Integrated Waveguide (SIW), yang pertama kali diperkenalkan tahun 1998 [4], adalah waveguide yang dibentuk dengan menggunakan substrate. Kombinasi waveguide dan saluran transmisi planar ini menghasilkan saluran transmisi baru, yang mempertahankan kelebihan dari kedua saluran transmisi pembentuknya [8, 9, 10]. SIW adalah saluran transmisi planar yang memiliki frekuensi cut-off, sehingga dipakai pada aplikasi yang bekerja mulai frekuensi tersebut.

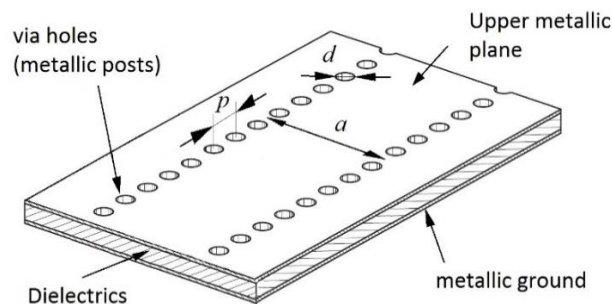
Dalam penggunaannya SIW akan dihubungkan ke konektor koaksial, yang biasanya melalui saluran transmisi mikrostrip, yang telah lama dikenal. Sehingga transisi dari mikrostrip ke SIW menjadi suatu yang perlu untuk dikuasai [11-31], atau dari koplanar ke SIW [32-39], ataupun transisi langsung dari koaksial ke SIW [40-44].

Di publikasi ini akan dilakukan simulasi beberapa model transisi dengan HFSS untuk menguji model yang dirancang dan dibandingkan dengan beberapa publikasi di atas.

2. SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE

Struktur dasar dari Substrate Integrated Waveguide (SIW) ditampilkan di gambar 1 [4]. Bahan dasar SIW adalah sebuah substrate dielektrika dengan ketebalan h dan permitivitas relatif ϵ_r . Bagian atas dan bawah substrate adalah lapisan metal dengan ketebalan yang biasanya diabaikan. Struktur seperti ini secara teoretis mampu untuk melewatkan sinyal pada frekuensi berapapun, bahkan juga sinyal DC. Pada struktur SIW ditambahkan dua baris silinder metal (tiang metal, *metallic posts*), yang menghubungkan lapisan metal sebelah atas dengan lapisan metal sebelah bawah (*ground*). Diameter dari silinder metal ini d dan jarak dari titik tengah dua silinder sebaris adalah p (*pitch*), sedangkan jarak dari titik tengah barisan silinder parallel ini adalah a . Keberadaan dua baris silinder metal ini menyebabkan sinyal yang berfrekuensi rendah tidak bisa merambat di dalam SIW, struktur SIW memberikan suatu nilai frekuensi cut-off tertentu, jika sinyal yang dilewatkan melaluinya memiliki frekuensi yang lebih rendah dari frekuensi cut-off tersebut, sinyal akan ditolak.

Silinder metal bertugas untuk ‘menutup’ sisi samping dari saluran transmisi, sehingga SIW bisa menjadi dipandang sebagai model dari sebuah waveguide [6]. SIW memiliki suatu nilai frekuensi cut-off untuk mode gelombang yang merambat di dalamnya, yang nilainya tergantung dari besar a dan kedua besaran untuk silinder metal. Selain itu diameter d dan jarak antara silinder sebaris p bertanggung jawab terhadap gelombang yang menyelinap keluar (‘leakage’) yang berkontribusi terhadap kerugian (loss). Nilai keduanya biasanya dipilih dengan $p/d < 2.5$ [4].



Gambar 1 Struktur dasar SIW [4]

Di dalam SIW merambat gelombang dengan mode transversal listrik (TE), tetapi mode transversal magnetis (TM) tidak, karena adanya ‘celah’ di antara silinder metal yang menghindari mengalirnya arus permukaan di sisi samping dari waveguide ini [4].

Dua barisan silinder metal yang berjarak a ini adalah penutup sisi samping waveguide yang tidak ideal, karena masih adanya gelombang elektromagnetik yang bocor keluar. Dengan kondisi ini, lebar efektif dari waveguide menjadi a_e . Publikasi [10] menggunakan pendekatan metoda boundary integral resonance mode expansion (BI-RME) yang dikombinasikan dengan teorema Floquet untuk memodelkan periodisitas dari silinder metal ini. Pendekatan teroretis ini divalidasi dengan pengukuran, yang didapatkan hubungan lebar efektif waveguide sebagai fungsi dari jarak barisan silinder metal, diameter dan jarak pitch-nya,

$$a_e = a - \frac{d^2}{0.95p} \quad (1)$$

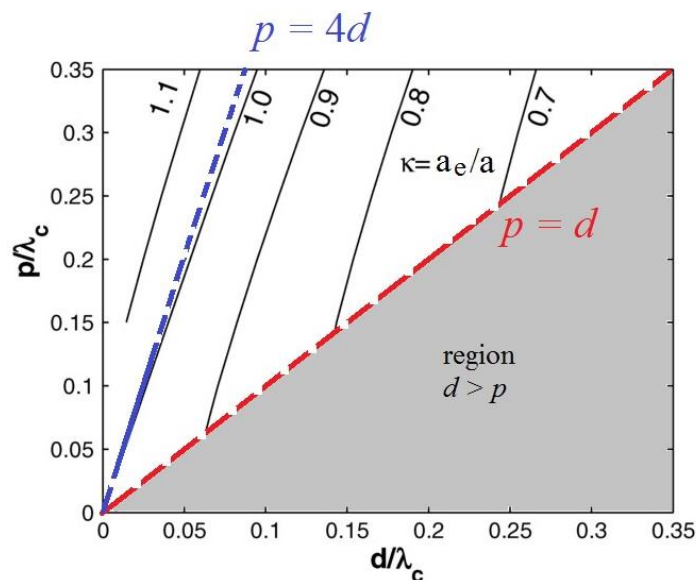
Xu et al [8] dengan menggunakan software HFSS memberikan revisi pada persamaan (1) untuk nilai d yang besar, yaitu

$$a_e = a - 1.08 \frac{d^2}{p} + 0.1 \frac{d^2}{a} \quad (2)$$

Dari kedua persamaan ini, terlihat nilai lebar efektif SIW a_e selalu lebih kecil dari a . Tetapi dari pemikiran fisika, jika celah dari silinder metal cukup besar, sehingga gelombang elektromagnetik yang menyelinap keluar, membentuk distribusi gelombang cukup lebar di sisi luar SIW, bisa jadi nilai a_e lebih besar dibandingkan nilai jarak antar silinder ini a (atau $a_e > a$). Seperti yang terjadi pada [9].

Di [9], Deslandes dan Wu menggunakan kombinasi metoda moment dan transverse resonance untuk membahas konstanta propagasi (faktor atenuasi dan konstanta fasa) di SIW, dan diberikan dalam suatu kurva parametris, seperti ditampilkan di gambar 2 untuk mendapatkan hubungan antara a_e dan a , d dan p . Dengan bantuan kurva ini, jika diberikan (di-set) frekuensi cut-off yang diinginkan dan nilai-nilai d dan p , maka bisa didapatkan perbandingan $\kappa = a_e/a$. Di gambar 2 ter

lihat perancangan diperuntukan bagi nilai $p \geq d$. Jika $p \geq 4d$ didapatkan nilai $\kappa > 1.0$, yang artinya $a_e > a$. Hal ini terjadi karena jarak *pitch* p yang cukup besar, sehingga gelombang nyelinap (leakage) mencapai bagian luar dari SIW yang cukup jauh, sehingga lebar efektifnya lebih besar dibandingkan lebar geometrisnya.

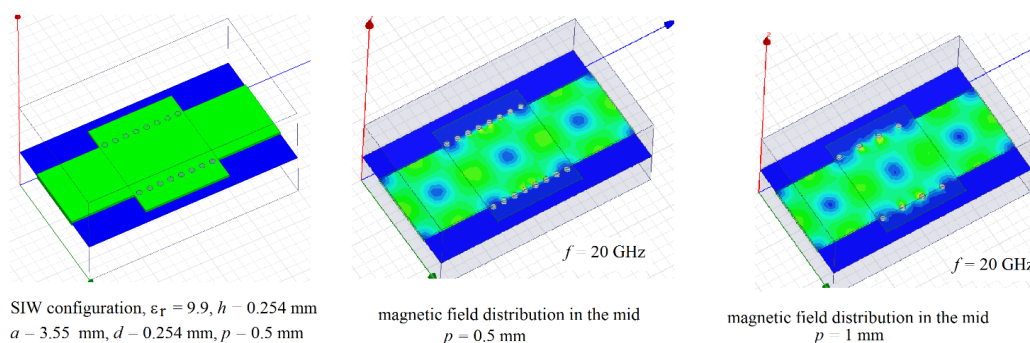


Gambar 2 Hubungan diameter d , pitch p , panjang gelombang cut-off λ_c , jarak barisan silinder metal a dan lebar efektif waveguide a_e [9].

Gambar 3 menunjukkan pengaruh dari jarak antara silinder metal p . Dirancang sebuah SIW dengan material penyusun alumina, dengan permitivitas relative 9.9, kerugian tangen (tangent loss) 0.001 dan ketebalan $h = 0.254$ mm. Panjang SIW 4

mm, diameter dari silinder metal $d=0.254$ mm dan jarak antar grounding sejajar (pitch) $p=0.5$ mm atau $p=1.0$ mm. Sedangkan jarak dua baris silinder metal $a = 3.55$ mm. Dengan menggunakan persamaan (1) atau (2), didapatkan lebar efektif SIW $a_e = 3.41$ mm untuk $p = 0.5$ mm. Besaran ini digunakan sebagai lebar waveguide pengumpulan di sisi gerbang 1 dan 2.

Jika aturan $p/d < 2.5$ ditaati, dalam hal ini dengan $p=0.5$ mm, maka gelombang elektromagnetika akan terkurung di dalam saluran transmisi dengan sangat efektif (gambar 3, tengah). Sedangkan jika besar pitch dinaikkan, kasus $p=1.0$ mm, maka ada sebagian gelombang akan keluar lewat celah yang sudah membesar ini, seperti yang ditampilkan di gambar 3, kanan. Dengan mengamati kondisi fisika ini, bisa ditebak, lebar efektif dari waveguide menjadi membesar, seperti yang juga ditunjukkan pada persamaan (1) dan (2), jika p membesar, maka a_e akan membesar, yaitu menjadi $a_e = 3.41$ mm untuk $p = 0.5$ mm.



Gambar 3 Distribusi medan magnet untuk $p=0.5$ mm (tengah) dan $p=1.0$ mm (kanan)

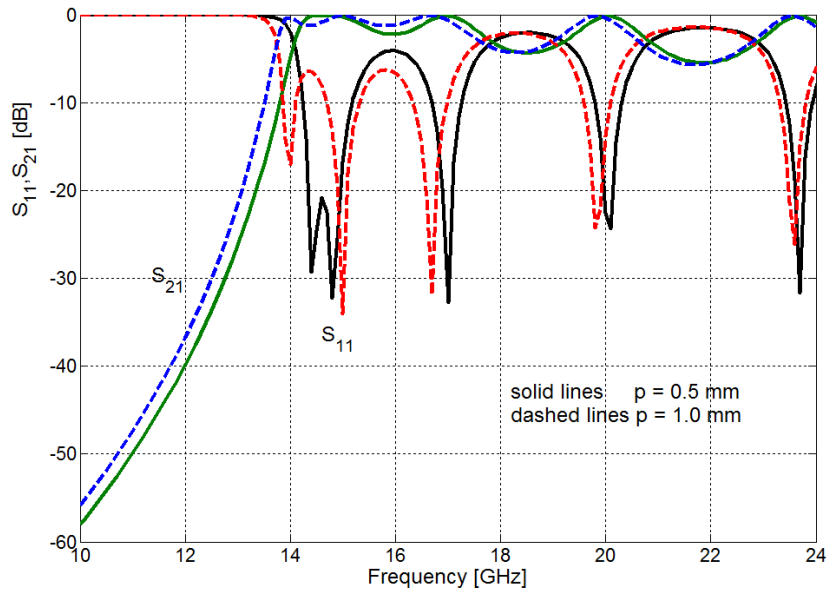
Konsekuensi dari perubahan lebar efektif dari SIW adalah frekuensi cut-off yang dimilikinya juga akan berubah. Dengan lebar bidang horizontal sebesar $a=3.55$ mm, dan permitivitas relative 9.9, maka bisa diaproksimasikan nilai frekuensi cut-off dari waveguide konvensional untuk mode fundamental sebesar $f_{c,10} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 13.42$ GHz. Sedangkan untuk SIW dengan nilai $a_e = 3.41$ mm ($p=0.5$ mm) didapatkan $f_{c,SIW} = 14.01$ GHz dan $a_e = 3.48$ mm ($p=1.0$ mm) didapatkan $f_{c,SIW} = 13.69$ GHz. Gambar 4 menampilkan parameter scattering dari SIW untuk kedua nilai pitch yang disimulasikan dengan HFSS v.16. Terjadi pergeseran kurva ke arah frekuensi yang lebih rendah, jika jarak pitch diubah dari 0.5 mm ke 1.0 mm. Dari besaran factor transmisi (S_{21}), tampaknya pembesaran celah ini tidak terlalu berpengaruh terhadap kerugian yang diderita SIW.

3. TRANSISI KE SIW

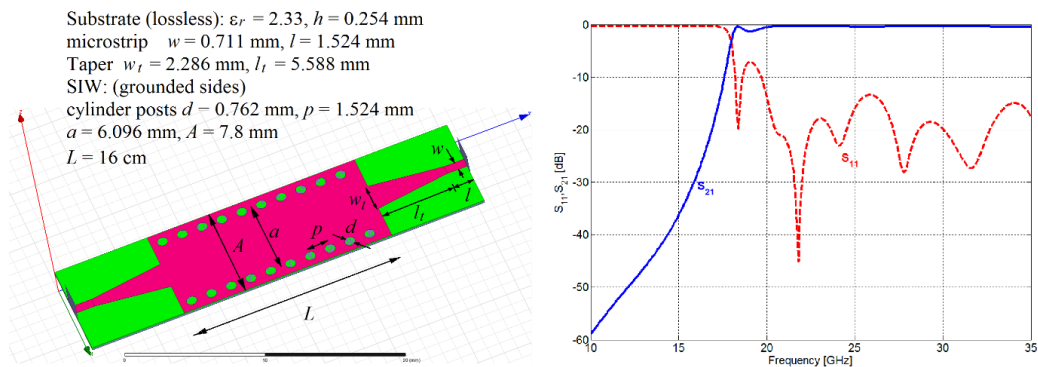
3.1 Transisi Mikrostrip-SIW

Penelitian yang dilakukan Deslandes dan Wu [11] barangkali yang pertama memperkenalkan transisi mikrostrip-SIW, yaitu dalam bentuk taper, membesar dari ukuran lebar mikrostrip ke suatu lebar yang mendekati lebar efektif dari SIW, yang diinspirasi oleh bentuk gelombang quasi-TEM dari mikrostrip ke gelombang TE₁₀ di

waveguide. Besaran parameter yang diberikan secara acak sepertinya melalui studi parameter. Konsep transisi ini diaplikasikan untuk merancang filter [12].



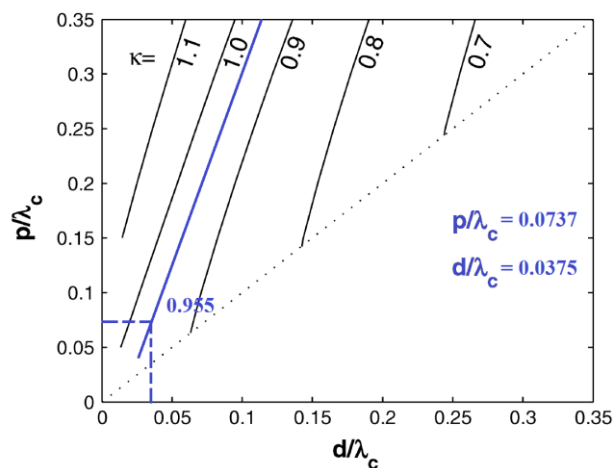
Gambar 4 Parameter scattering untuk kasus $p=0.5$ mm (solid) dan $p=1.0$ mm (putus-putus)



Gambar 5 Transisi Mikrostrip – SIW dan parameter scattering-nya [11].

Deslandes [20] memberikan cara untuk merancang transisi dari mikrostrip ke Substrate Integrated Waveguide (SIW). Menggunakan sebuah substrate dengan permitivitas relative ϵ_r dan ketebalan h , dirancang mikrostrip dengan lebar strip w untuk menghasilkan impedansi karakteristik 50 ohm [6]. Dengan metoda yang dikembangkan di [20] dirancang sebuah SIW dengan diameter tiang metal grounding d yang berjarak p satu dengan lainnya dan berbaris secara parallel dengan jarak sisi a_r . Kedua parameter d dan p diatur supaya kerugian akibat gelombang keluar (leakage loss) minimal, sedangkan a_r diatur untuk mendapatkan nilai frekuensi cut-off yang diinginkan. Di [20] dirancang cara untuk mendapatkan transisi yang efektif dengan mendapatkan nilai w_t dan l_t .

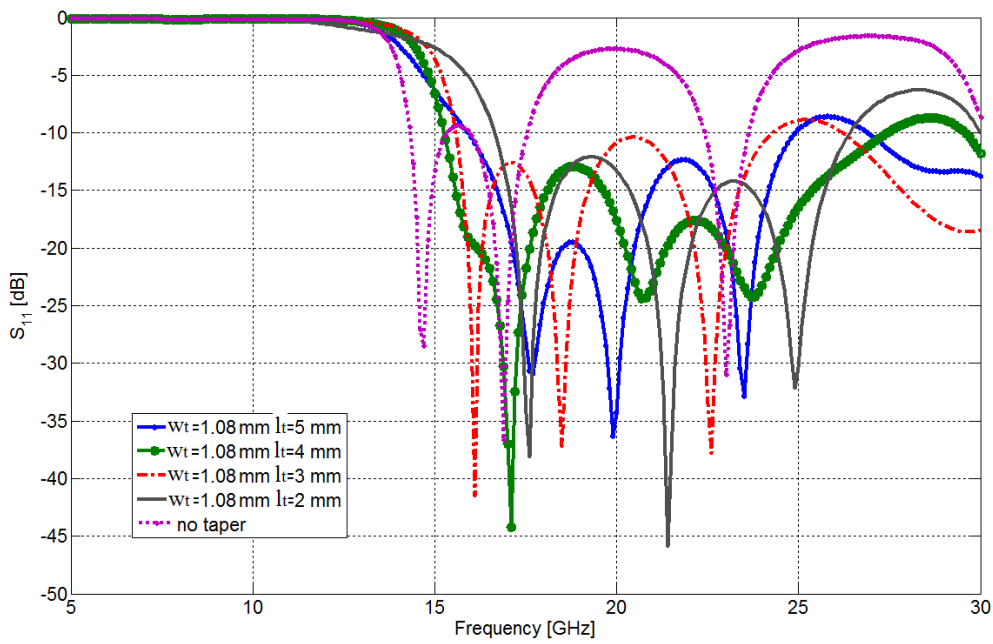
Perancangan yang dilakukan adalah dengan melakukan pendekatan pada waveguide WG42 dengan dimensi waveguide 10.668 mm x 4.318 mm dan bekerja pada frekuensi 18 GHz sampai 26.5 GHz. Frekuensi cut-off untuk mode terendah adalah 14.051 GHz (dan frekuensi cut-off ordo berikutnya $2 \times 14.051 \text{ GHz} = 28.102 \text{ GHz}$), sehingga dengan dielektrika $\epsilon_r=9.9$ didapatkan $\lambda_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f_c} = \frac{2.998 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{\sqrt{9.9} \cdot 14.051 \text{ GHz}} = 6.7811 \text{ mm}$. Lebar equivalen dari waveguide adalah $a_e = \lambda_c/2 = 3.39 \text{ mm}$. Untuk merancang SIW digunakan parameter diameter dari grounding $d=0.254 \text{ mm}$ dan jarak antar grounding sejajar (pitch) $p=0.5 \text{ mm}$. Dengan menggunakan grafik di gambar 6, didapatkan hasil $\kappa \approx 0.955$, yang menghasilkan $a_r = a_e/\kappa = 3.55 \text{ mm}$. Dengan menggunakan metoda yang dikembangkan di [20] didapatkan hasil $w_t = 1.08 \text{ mm}$, yang berbeda dengan yang didapatkan di [20], di sana angkanya 1.44 mm. Di penelitian ini digunakan panjang SIW 5 mm.



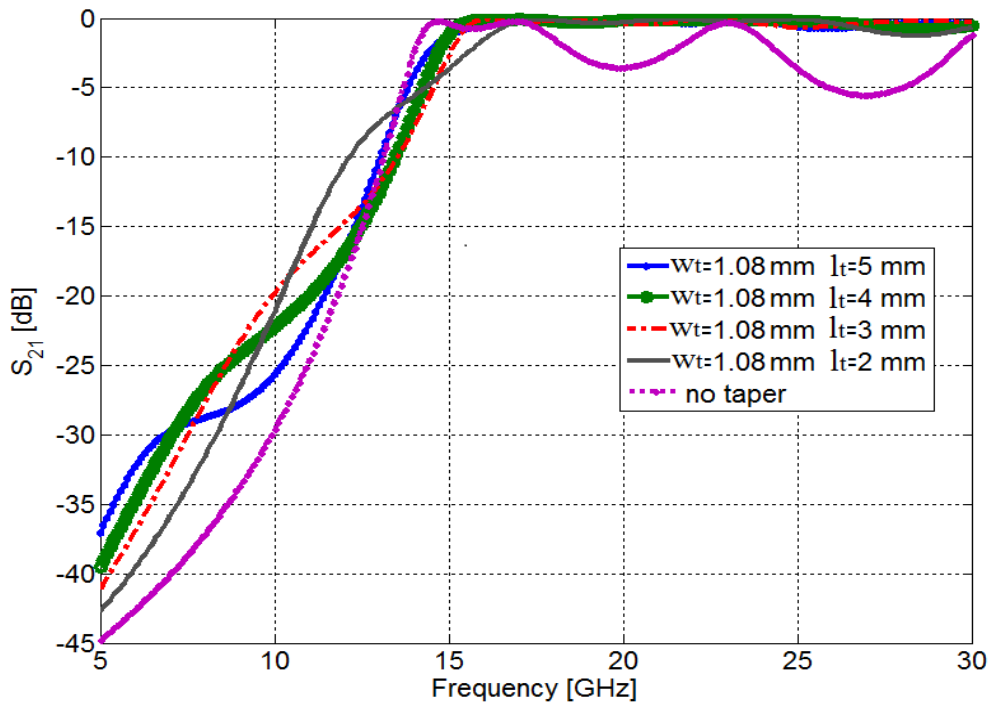
Gambar 6 Penentuan factor pembanding κ [20].

Gambar 7 dan 8 menampilkan parameter scattering untuk transisi yang berbentuk taper dengan lebar sisi yang menyentuh SIW dengan $w_t = 1.08 \text{ mm}$ dan variasi l_t dari nilai 2 mm sampai 5 mm. Hasilnya dibandingkan dengan tanpa transisi.

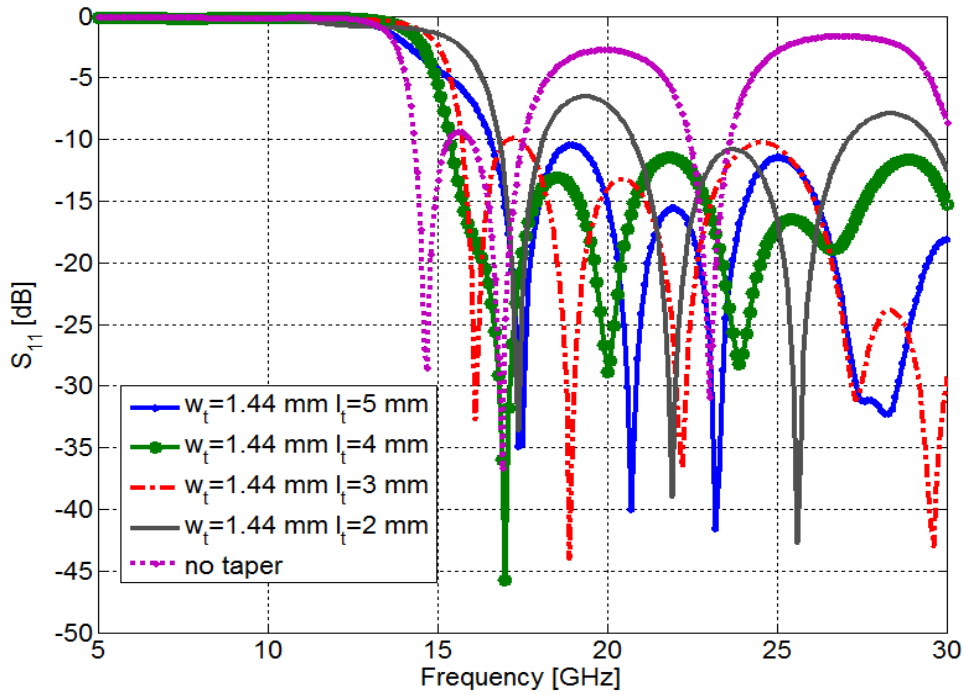
Sedangkan gambar 9 dan 10 menampilkan parameter scattering kasus $w_t = 1.44 \text{ mm}$, sebagai nilai yang diberikan di publikasi [20].



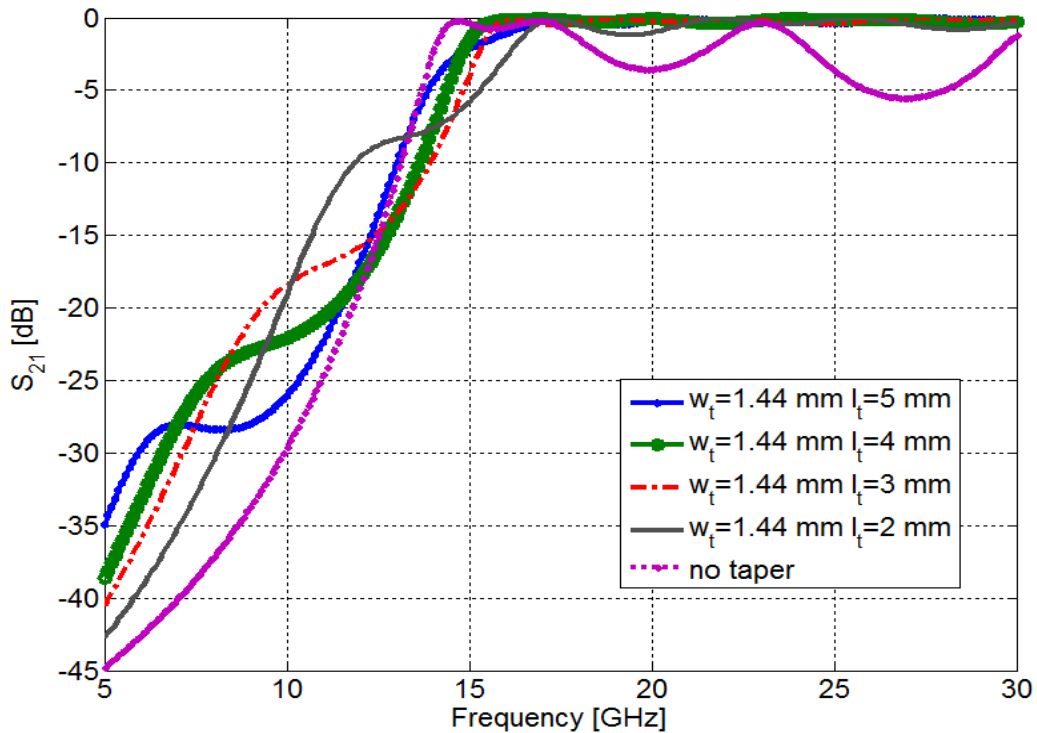
Gambar 7 Faktor refleksi dari struktur transisi mikrostrip-SIW dengan $w_t = 1.08$ mm dan variasi l_t .



Gambar 8 Faktor transmisi dari struktur transisi mikrostrip-SIW dengan $w_t = 1.08$ mm dan variasi l_t .



Gambar 9 Faktor refleksi dari struktur transisi mikrostrip-SIW dengan $w_t = 1.44$ mm dan variasi l_t .



Gambar 10 Faktor transmisi dari struktur transisi mikrostrip-SIW dengan $w_t = 1.44$ mm dan variasi l_t .

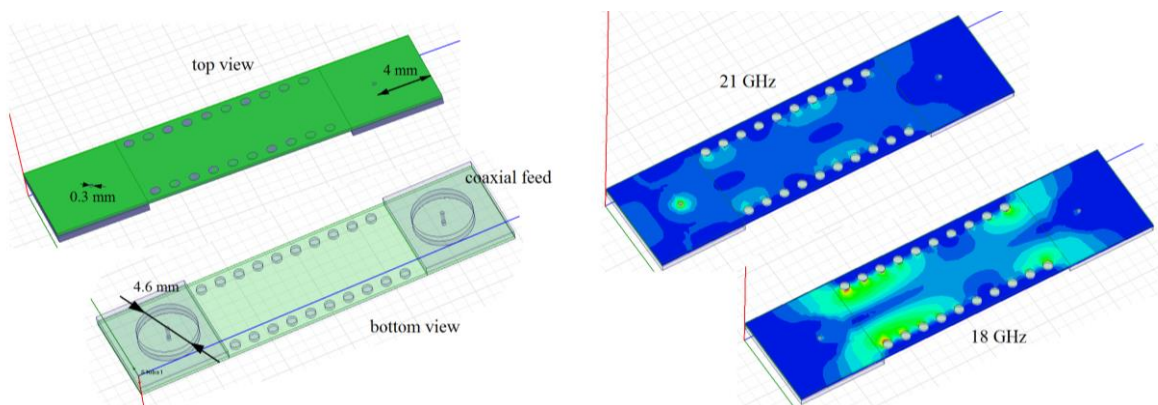
Secara umum, factor refleksi dari struktur membaik dengan ditambahkan taper. Untuk frekuensi 18 GHz – 26.5 GHz, struktur dengan $w_t=1.08$ mm dan $l_t=2$ mm dan 4 mm memberikan nilai factor refleksi yang lebih baik dari -12,5 dB,

sedangkan dengan $w_t=1.44$ mm, hanya mendapatkan factor refleksi yang lebih baik dari -10 dB. Sedangkan kerugian transmisi (insertion loss) untuk $w_t=1.08$ mm $l_t=2$ mm lebih kecil dari 0.6 dB dan untuk $w_t=1.08$ mm, $l_t=4$ mm lebih kecil dari 0.4 dB. Sedangkan dengan $w_t=1.44$ mm, untuk panjang taper $l_t=3$ mm dan $l_t=5$ mm didapatkan nilai kerugian transmisi yang lebih kecil dari 0.5 dB sedangkan untuk $l_t=4$ mm didapatkan lebih kecil dari 0.4 dB.

3.2 Transisi Langsung Koaksial-SIW

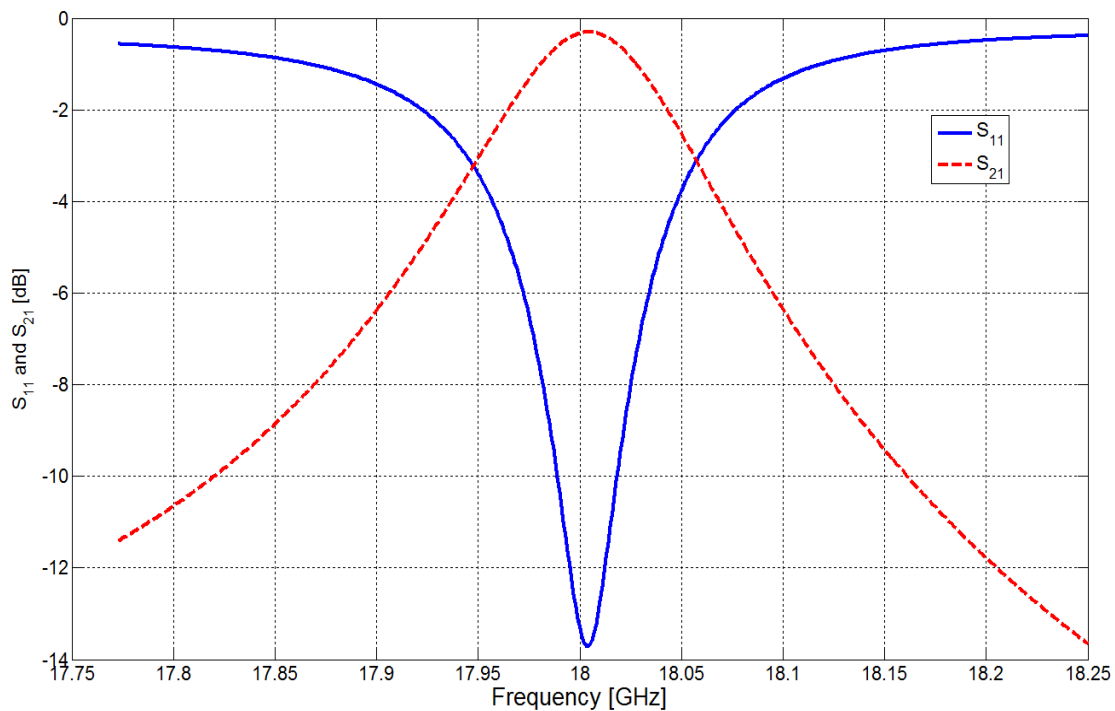
Pengumpanan langsung dari konektor koaksial ke SIW juga bisa dilakukan, seperti pada publikasi [40-44]. Hal ini dipengaruhi oleh berbagai cara pengumpanan konektor koaksial ke waveguide yang telah dikenal sejak puluhan tahun [45]. Pada waveguide yang berisi udara dan memiliki ketebalan yang cukup besar (misalnya $\lambda/4$) bisa didapatkan kebebasan dalam merancang ujung feeding dari inner line kabel koaksial yang masuk ke waveguide, seperti di [44]. Tetapi kebebasan akan berkurang jika digunakan sebuah substrate yang sangat tipis.

Gambar 11 sebelah kiri menampilkan suatu cara untuk koneksi langsung kabel koaksial ke SIW. Dalam hal ini sebagai konektor digunakan tipe SMA. Inner line dari konektor ini diteruskan dan disambungkan ke sisi atas dari SIW.



Gambar 11 kiri:Transisi langsung konektor koaksial-SIW
Kanan: distribusi medan magnet untuk frekuensi 21 GHz (tak ada transmisi)
dan 18 GHz (ada transmisi).

Gambar 11 sebelah kanan menampilkan distribusi medan magnet pada frekuensi 18 GHz dan 21 GHz. Pada frekuensi 18 GHz terjadi transmisi gelombang dari input menuju output secara efektif ($S_{21} = -0.3$ dB), sedangkan pada frekuensi 21 GHz tidak terjadi transmisi, sehingga didapatkan nilai S_{21} yang sangat kecil.



Gambar 12 Faktor refleksi (solid) dan transmisi (dashed) transisi koaks-SIW

Gambar 12 menampilkan factor refleksi dan transmisi struktur transisi langsung konektor koaksial dan SIW. Dengan setting parameter yang diberikan didapatkan nilai factor refleksi yang kecil pada frekuensi 18 GHz dan dengan factor transmisi sekitar -0.3 dB.

4. KESIMPULAN

Jika perbandingan pitch terhadap diameter silinder metal p/d diperbesar, maka gelombang elektromagnetik yang menyelinap (leakage) akan membesar, sehingga lebar efektif dari SIW akan membesar. Konsekuensinya frekuensi cut-off akan bergeser ke nilai yang lebih kecil.

Penggunaan taper pada transisi mikrostrip – SIW diperlukan untuk mendapatkan factor refleksi yang baik pada frekuensi kerja struktur SIW yang diinginkan. Nilai frekuensi yang memiliki factor refleksi yang kecil tergantung dari pemilihan besaran taper ini, yaitu panjang dan lebarnya pada sisi SIW.

Transisi langsung konektor koaksial – SIW secara sederhana, tidak memberikan hasil yang baik, karena dari simulasi di pembahasan, hanya didapatkan factor refleksi yang bernilai sekitar -14 dB.

REFERENCES

- [1] S.K.Wilson, S. Wilson, E. Biglieri, *Transmission Techniques for Digital Communications*, Academic Press, 2016.
- [2] M. Alaydrus, Cognitive Radio: Sistem Radio Cerdas, *Incomtech*, Vol. 1, No.2, 2010, p. 130-143
- [3] K. Khalaf, V. Vidojkovic, P. Wambacq, J.R. Long, *Data Transmission at Millimeter Waves*, Springer, 2015.
- [4] M. Bozzi, A. Georgiadis, K. Wu, Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2011, Vol. 5, Iss. 8, pp. 909-920.
- [5] P.A. Rizzi, *Microwave Engineering: Passive Circuits*, Pearson, 1987.
- [6] M. Alaydrus, *Saluran Transmisi Telekomunikasi*, Graha Ilmu, Jogjakarta, 2009.
- [7] M. Alaydrus, *Antena: Prinsip dan Aplikasi*, Graha Ilmu, Jogjakarta, 2011.
- [8] Xu, F., Wu, K.: 'Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide', *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no.1, 2005, pp. 66–73.
- [9] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, 2006.
- [10] Cassivi, Y., Perregini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., Conciauro, G.: 'Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide', *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2002, 12, (9), pp. 333–335.
- [11] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 11, no. 2, 2001, p. 68-70.
- [12] D. Deslandes and K. Wu, "Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 593-596, Feb. 2003.
- [13] H. Nam, T.-S. Yun, K.-B. Kim, K.-C. Yoon, J.-C. Lee, "Ku-band transition between microstrip and substrate integrated waveguide (SIW)," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, vol. 1, 1–4, 2005.
- [14] T. H. Yang, C. F. Chen, T. Y. Huang, C. L. Wang, R. B. Wu, "A 60GHz LTCC transition between microstrip line and substrate integrated waveguide," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, vol. 1, 4–7, 2005.
- [15] M. Abdolhamidi, A. Enayati, M. Shahabadi, and R. Faraji-dana, "Wideband Single-Layer DC-Decoupled Substrate Integrated Waveguide (SIW) - to - Microstrip Transition Using an Interdigital Configuration," in *Proceeding of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007, pp. 7–10.
- [16] C. Yau, T. Huang, T. Shen, H. Chien, and R. Wu, "Design of 30GHz Transition between Microstrip Line and Substrate Integrated Waveguide Z-d," in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, 2007, pp. 0–3.
- [17] Y. Ding, K. Wu, "Substrate integrated waveguide-to-microstrip transition in multilayer substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 12, 2839–2844, 2007.
- [18] D. Hammou, E. Moldovan, and S. O. Tatu, "V-Band Microstrip to Standard Rectangular Waveguide Transition Using a Substrate Integrated Waveguide (SIW)," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 23, pp. 221–230, 2009.
- [19] S. Georgakopoulos and S. Ogurtsov, "An S-parameter Extraction Technique for Broad-Band Characterization of Microstrip-to-SIW Transitions," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, 2009, pp. 7–10.
- [20] D. Deslandes, "Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions," *IEEE MTT-S International*, 2010, pp. 704–707.

- [21] F. Bauer, W. Menzel, "A wideband transition from substrate integrated waveguide to differential microstrip lines in multilayer substrates," *40th European Microwave Conference (EuMC)*, 811–813, 2010.
- [22] E. Miralles, H. Esteban, C. Bachiller, A. Belenguer, and V. E. Boria, "Improvement for the Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions," in *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2011 International Conference on*, 2011, no. 1, pp. 652–655.
- [23] D.-K. Cho, H.-Y. Lee, "A new broadband microstrip-to-SIW transition using parallel HMSIW," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 12, no. 2, pp. 171–175, 2012.
- [24] F. Taringou, J. Bornemann, T. Weiland, "Wideband Transitions from Substrate-Integrated Waveguide to Coupled Microstrip Lines and Their Applications to Power Dividers," in *4A2-05 Proceedings of APMC 2012, Kaohsiung, Taiwan*, 2012, no. c, pp. 857–859.
- [25] E. D. Caballero, A. B. Martinez, H. E. Gonzalez, O. M. Belda, V. B. Esbert, "A novel transition from microstrip to a substrate integrated waveguide with higher characteristic impedance," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, 1–4, 2013.
- [26] M. I. Nawaz, Z. Huiling, and M. Kashif, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) to Microstrip Transition at X-Band," in *Proceedings of the 2014 International Conference on Circuits, Systems and Control*, 2014, pp. 61–63.
- [27] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, "New wideband transition from microstrip line to substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no.12, 2983-2989, 2014.
- [28] P. Wu, J. Liu, and Q. Xue, "Wideband Excitation Technology of TE₂₀ Mode Substrate Integrated Waveguide and its Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 6, pp. 1863–1874, 2015.
- [29] R. C. Caleffo, "New Design Procedure to Determine the Taper Transition for Impedance Matching Between Microstrip Line and SIW Component," *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 15, no. 3, pp. 247–260, 2016.
- [30] D. Eom and H. Lee, "Substrate Integrated Waveguide Transitions to Planar Transmission Lines Using Lumped Elements and Their Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 12, pp. 4352–4361, 2016.
- [31] F. Grine, M. T. Benhabiles, and M. L. Riabi, "Ku - band Transition with not Metalized Air - Vias between Microstrip Line and Substrate Integrated Waveguide," *J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 16, no. 1, pp. 50–58, 2017.
- [32] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated Transition of Coplanar to Rectangular Waveguides," *IEEE MTT-S International*, 2001, pp. 3–6.
- [33] F. Taringou and J. Bornemann, "New Substrate-Integrated to Coplanar Waveguide Transition," in *Proceedings of the 41st European Microwave Conference*, 2011, no. October, pp. 428–431.
- [34] F. Taringou and J. Bornemann, "New Interface Design from Substrate-Integrated to Regular Coplanar Waveguide," in *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, 2011, no. c, pp. 403–406.
- [35] F. Taringou, J. Bornemann, and K. Wu, "Experimental Verification of Coplanar-to-Substrate-Integrated- Waveguide Interconnect on Low-Permittivity Substrate," in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2013, pp. 1–3.
- [36] F. Taringou, J. Bornemann, K. Wu, T. Weiland, "Broadband Interconnects Between Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide for Dense Packaging and Integration," in *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, 2014, pp. 8–10.

- [37] F. Taringou, D. Dousset, J. Bornemann, and K. Wu, "Substrate-Integrated Waveguide Transitions To Planar Transmission-Line Technologies," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, pp. 11–13.
- [38] F. Taringou, T. Weiland, J. Bornemann, "Broadband Design of Substrate Integrated Waveguide to Stripline Interconnect," in *Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 2014 International Conference on*, 2014, pp. 9–12.
- [39] T. Jaschke, B. Rohrdantz, W. M. Gitzel, and A. F. Jacob, "Modeling and Design of Stepped Transitions for Substrate-Integrated Waveguides," in *GeMiC 2016*, 2016, no. 1, pp. 124–127.
- [40] A. Morini, M. Farina, C. Cellini, T. Rozzi, and G. Venanzoni, "Design of low-cost non-radiative SMA-SIW launchers," in *Proc. 36th Eur. Microw. Conf.*, Sep. 2006, pp. 526–529.
- [41] E. Arnieri, G. Amendola, L. Boccia, and G. D. Massa, "Coaxially fed substrate integrated radiating waveguides," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Jun. 2007, pp. 2718–2721.
- [42] S. Mukherjee, P. Chongder, K. V. Srivastava, and A. Biswas, "Design of a broadband coaxial to substrate integrated waveguide (SIW) transition," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Nov. 2013, pp. 896–898.
- [43] A. A. Khan, M. K. Mandal, and R. Shaw, "A compact and wide-band SMA connector to empty substrate integrated waveguide (ESIW) transition," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. RF Conf. (IMaRc)*, Dec. 2015, pp. 246–248.
- [44] A. A. Khan, M. K. Mandal, and S. Member, "A Compact Broadband Direct Coaxial Line to SIW Transition," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 26, no. 11, pp. 894–896, 2016.
- [45] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, IEE Electromagnetic Waves Series, 1985