

<https://doi.org/10.7236/JIIBC.2023.23.4.29>
JIIBC 2023-4-5

저손실 마이크로스트립-도파관 inline 전이구조 설계

Design of Low-loss Microstrip-to-Waveguide Inline Transition Structure

김영곤*, 류한춘, 권세훈, 우선걸

Young-Gon Kim*, Han-Chun Ryu, Se-Hoon Kwon, Seon-Keol Woo

요약 본 논문에서는 마이크로스트립-도파관 전이구조의 임피던스 해석 모델을 바탕으로 설계 방법을 제안하였다. 제안한 구조는 크게 세 부분으로 마이크로스트립-SIW (Substrate Integrated Waveguide) 구조, 기판 두께의 유전체로 쌓인 구조 및 계단형 도파관 구조로 구성되어 있다. 전이구조의 형상은 임피던스 변화에 따라 변화하게 된다. 유전체 변화를 통한 두 가지 형태의 동일한 특성을 가진 전이구조를 제시하였다. 두 Ka대역 전이구조의 설계 방법은 도파관의 크기와 상관없이 모든 응용 분야에 적용가능하다. 제안한 전이구조의 back-to-back 특성은 29.8 ~ 38.2 GHz 대역에서 1.2 dB 이하의 삽입손실 및 15 dB 이상의 반사손실을 가짐을 확인하였다.

Abstract A clear and efficient design method for a microstrip-to-waveguide inline transition, which is based on an analytical model, is presented. The transition consists of three parts: a microstrip-to-SIW transition, a dielectric-loaded waveguide with substrate-height, and a stepped-height waveguide. The shape of the transitional structure is formed for impedance matching. Two equivalent type0s of dielectric-loaded transitional structures are proposed. The design method is applicable to any size of the waveguide, but a design method of two Ka-band transitions is demonstrated. The proposed transitions, in a back-to-back configuration, have less than 1.2 dB insertion loss and more than 15 dB return loss from 29.8 GHz to 38.2 GHz.

Key Words : broadband, low-loss, rectangular waveguide, substrate integrated waveguide, waveguide transition.

1. 서 론

도파관은 다양한 전송선로 중에서 높은 양호도 및 낮은 손실 특성을 가지고 있으며 특히 높은 전력을 필요로 하는 다양한 응용 분야에서 사용되고 있다. 하지만 마이

크로스트립 선로 및 다른 PCB 기반의 전송선로에 비해 사이즈가 크고 제작비용이 비싸다는 단점을 가지고 있어 소형화 및 집적화 측면에서 MMIC 및 다양한 소자와의 연결이 자유롭지 못하다. 이와 반대로 마이크로스트립 선로, CPW (coplanar waveguide) 등 PCB 기반의 전

*정회원, LIG넥스원(주)
접수일자 2023년 6월 23일, 수정완료 2023년 7월 23일
게재확정일자 2023년 8월 4일

Received: 23 June, 2023 / Revised: 23 July, 2023 /
Accepted: 4 August, 2023
*Corresponding Author: yg_kim@lignex1.com
Dept. of RF Seeker R&D Lab, LIG Nex1 Co., Ltd. Korea

송선로는 MMIC, 인쇄된 필터 등과 쉽게 연결이 가능하다는 장점을 가지고 있다. 이러한 PCB 기반의 전송선로는 도파관에 비해 출력이 높은 신호를 전송하기 쉽지 않으며 상대적으로 높은 삽입 손실을 가지고 있다. 서로 다른 특성을 가진 마이크로스트립 선로 및 도파관 구조의 장점을 활용하기 위한 기술은 많은 관심을 가져 왔으며 특히, PCB 기반의 전송선로와 도파관 사이를 이어주는 좋은 성능의 전이구조는 필수적이라 할 수 있다. 도파관과 평면형 전송선로를 이어주는 다양한 전이구조에 대한 연구가 이루어졌다[1]-[10]. 이러한 연구 중에 마이크로스트립 선로의 종단을 E-probe 방식으로 이용한 구조를 많이 이용하였다[1]-[3]. 마이크로스트립 선로 종단의 E-probe면이 도파관 개구면과 커플링 되면서 quasi-TEM 모드에서 도파관의 TE₁₀ 모드로 변환하는 방식을 가진 구조이다. 비슷한 방식으로 마이크로스트립 선로의 구조를 패치 안테나 [4] 혹은 slot [5] 방식을 이용한 구조 또한 훌륭한 결과를 나타내었다. 이러한 전이구조는 평면형 전송선로와 도파관의 신호 진행 방향이 수직인 점인 반면에 inline 전이구조는 신호의 진행이 같은 방향에서 이루어지는 장점이 있다[6]-[10]. 이러한 전이구조들은 도파관의 테이퍼 혹은 ridge 구조를 이용하여 임피던스 정합이 이루어졌다.

그동안 연구된 많은 전이구조는 다소 실용적으로 실현되기 어려운 복잡한 구조로 설계되어 재현성 측면에서 단점을 가지고 있으며 명확한 설계 가이드라인이 없어 기판의 유전율 변화 및 기판의 두께 변화, 도파관의 크기 변화에 따른 설계의 어려운 제약을 가지고 있다. 본 논문에서는 유전체의 변화, 사용되는 기판 두께, 도파관의 크기 변화에 따른 설계 및 제작의 어려움을 극복하는 inline 마이크로스트립-도파관 전이구조의 명확한 설계 방법을 제안하였다.

II. 전이구조 설계

제안한 전이구조의 모습은 그림 1과 같이 inline 구조의 형상이며 임피던스 정합의 설계가 명확함을 보여주기 위해 그림 1과 같이 Type I과 Type II 구조로 나타내었다. 전이구조 설계의 해석을 위해 세 부분으로 나누었다. 첫 번째 부분(그림 1의 part A)은 마이크로스트립 선로의 quasi-TEM 모드에서 기판 두께의 유전체로 쌓인 도파관 TE₁₀ 모드로 변환하는 구조이다. 두 번째 부분(그림 1의 part B)은 기판 두께의 도파관 구조 내에서 유전체

의 변화가 되는 구조로 구성되어 있다. 이러한 변화는 유전체가 완전히 쌓여있는 구조에서 부분적으로 채워진 부분을 거쳐 공기만으로 채워진 도파관으로 전이되는 구성으로 이루어져있다. 본 논문에서는 유전체가 채워지는 형태에 따라 두 가지 타입의 구조로 나타내었다. 마지막 세 번째 구조는 기판 두께의 도파관 구조에서 정규 도파관으로 전이되는 계단형 도파관으로 구성되어 있다.

본 논문에서는 설계의 타당성을 보여주기 위해 Rgoers사의 Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$) 0.254 mm의 두께의 기판을 이용하여 전이구조를 설계 및 제작하였으며 최종 도파관은 WR28 정규 사이즈를 이용하였다.

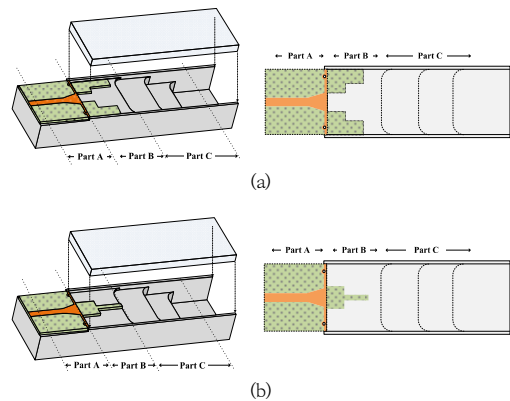


그림 1. 제안하는 마이크로스트립-도파관 inline 전이구조 Type I(a)와 Type II(b)

Fig. 1. Proposed configuration of the microstrip-to-waveguide inline transitions: (a) Type I transition and (b) Type II transition

1. 마이크로스트립-유전체 쌓인 도파관 구조 설계

제안하는 전이구조의 part A 부분에 해당하는 상세구조는 그림2와 같다. 이 구조에서는 마이크로스트립 선로의 quasi-TEM 모드에서 기판 두께의 도파관의 TE₁₀ 모드로 바뀌는 역할을 하고 있다. SIW (substrate integrated waveguide)구조의 기판 양끝의 via 대신 금속 벽 구조를 이용하였으며 마이크로스트립-SIW 전이 구조[9]와 유사하다. 그림 2의 전이구조의 양 옆의 via는 전이구조의 길이를 짧게 해주며 SIW 끝 단에 누설되는 E-field를 가둬두는 역할을 하여 반사손실의 특성을 향상시킨다[11]. 이 영역에서는 모드를 변환시켜주는 것이 목적이므로 마이크로스트립-SIW 전이구조를 활용할 수 있다.

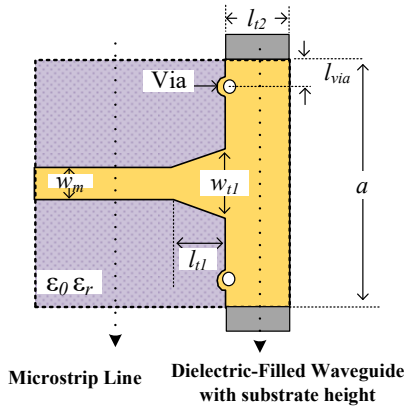


그림 2. 마이크로스트립-유전체로 쌓인 도파관으로의 전이구조 모습 및 설계 변수

Fig. 2. Structural parameters of the microstrip-to-dielectric-filled waveguide transition: $w_m = 0.74$, $w_{T1} = 1.61$, $a = 7.11$, $l_{T1} = 1.464$, $l_{T2} = 2.54$, and $l_{via} = 0.75$. The via diameter is 1.0. (unit: mm)

2. 기판 두께의 유전체로 쌓인 도파관 구조 설계

전이구조의 part B의 설계는 part A의 유전체로 쌓인 기판 두께의 도파관(Dielectric-filled Waveguide, DFW)에서 동일한 두께의 도파관 구조(Air-filled Waveguide, AFW)로 전이되는 과정에 대한 것이다. 본 논문에서는 전이되는 과정에서의 임피던스 변화를 유전체의 형상 변화를 통해 이루어지도록 하였다. 그림 3 (a), (b)와 같이 유전체의 변화를 통한 구조로 임피던스 정합 모습을 보여주었다. Part B는 유전체로 완전히 채워진 구조와 공기로 채워진 구조가 양 끝단에 있으며 주로 진행되는 TE₁₀ 모드의 임피던스는 다음 식과 같다.

$$Z = \frac{\eta k_0}{[\epsilon_r k_0^2 - (\frac{\pi}{a})^2]} \quad (1)$$

이때 η 는 자유공간에서의 고유 임피던스(intrinsic impedance)이며 k_0 는 자유공간에서의 파수(wave number)이고, a 는 사용된 도파관의 너비이다. 도파관의 너비(a)는 7.11 mm이며 35 GHz에서 유전체($\epsilon_r = 2.2$)가 쌓인 도파관의 임피던스는 278 Ω 이며 공기로 쌓인 도파관의 임피던스는 472 Ω 으로 계산된다. 전이구조의 part B 양 끝단의 임피던스(278 Ω 과 472 Ω)를 정합하기 위해 본 논문에서는 그림 3과 같이 유전체의 변화에 따른 2-stage의 임피던스 정합을 이용하였다. 임피던스 정합을 이용한 설계의 타당성을 보여주기 위해 유전체가 쌓인 변화에 대한 구조를 두 가지 타입으로 제시하였다.

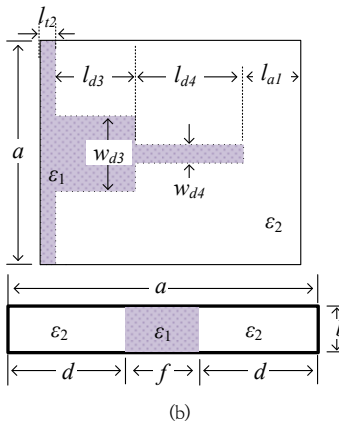
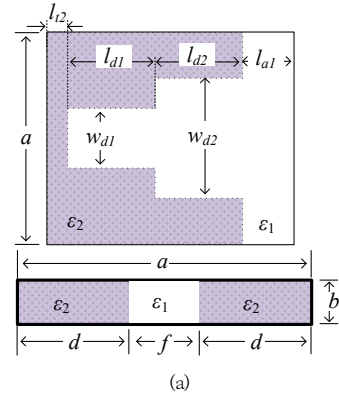


그림 3. 유전체로 쌓인 도파관에서 공기로 쌓인 도파관으로의 전이구조 Type I(a)와 Type II(b)

Fig. 3. Proposed configuration of the DFW-to-AFW transitions: (a) Type I and (b) Type II. The parameter dimensions are $a = 7.11$, $b = 0.254$, $w_{d1} = 1.74$, $w_{d2} = 4.01$, $w_{d3} = 2.03$, $w_{d4} = 0.51$, $l_{d2} = 0.1$, $l_{d1} = l_{d3} = 1.905$, $l_{d2} = l_{d4} = 2.413$, and $l_{d1} = 2.54$. (unit: mm)

그림 3(a)의 type I 구조는 동일하게 양쪽으로 유전체가 남아있고 가운데는 공기로 채워지는 형태로 구현하였으며, 그림 3(b)의 type II의 구조는 유전체가 가운데로 형성되고 양 끝은 공기로 채워지는 형태로 구성하였다. 본 논문에서 제시한 계단 형태의 임피던스 정합 대신에 대역폭 향상을 위해 다양한 테이퍼 형태의 임피던스 정합의 구조가 가능하다.

이 구조의 해석을 위해 그림 3과 같이 도파관 중심을 차지하는 너비 f 에 해당하는 유전율을 ϵ_1 이라고 하고 나머지 양쪽을 차지하는 너비 d 에 해당하는 유전율을 ϵ_2 라고 가정하였다. 이때 TE_{m0} 모드의 transfer admittance 다음 식과 같이 가정할 수 있다[12].

$$Y_m = \frac{1}{\eta k_0} \left[k_0^2 \epsilon_1 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 - \frac{2k_0^2 (\epsilon_1 - \epsilon_2)}{m\pi} \left(\frac{m\pi d}{a} - \frac{\sin(2m\pi d)}{2} \right) \right] \quad (2)$$

전이구조의 non-homogeneity 때문에 모드 사이에 커플링이 존재하게 된다. 대칭적인 구조에서의 TE₁₀ 모드로 신호가 인가되었을 때, TE_{(2n)0} 모드는 존재할 수 없으나 TE₁₀ 모드와 TE₃₀ 모드는 강하게 커플링이 될 수 있다. 본 논문에서는 낮은 유전율을 사용하였으며 간단한 해석을 위해 가장 강하게 커플링되는 두 모드를 고려하여 계산하였다[12]. TE₁₀ 모드와 TE₃₀ 모드에 의한 개략적인 transfer admittance는 다음 식과 같다[12].

$$Y_{13} = \frac{1}{\eta k_0} \left[\frac{2k_0^2 (\epsilon_2 - \epsilon_1)}{\pi} \left(\frac{\sin(\frac{2\pi d}{a})}{2} - \frac{\sin(\frac{4\pi d}{a})}{4} \right) \right] \quad (3)$$

식(2)와 식(3)에 의해 간략화된 propagation constant는 다음식과 같이 계산된다.

$$\beta; \sqrt{\frac{\eta k_0}{2} [(Y_1 + Y_3) + \sqrt{(Y_1 + Y_3)^2 + 4(Y_{13}^2 - Y_1 Y_3)}]} \quad (4)$$

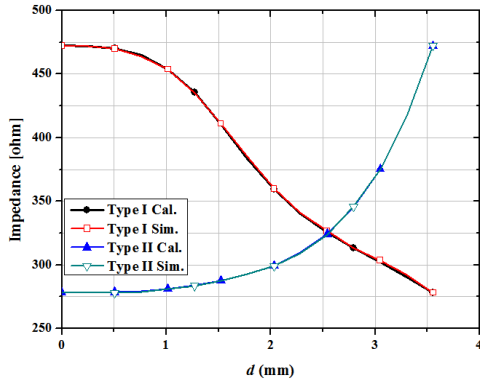


그림 4. 도파관 내부 유전체 너비 d 에 따른 Type I과 Type II의 임피던스 변화

Fig. 4. Impedance variations of the Type I and Type II transitions as a function of d .

Type I과 Type II 구조의 유전체 변화에 따른 임피던스 변화를 그림 4에 나타내었다. 위에서 유도된 계산된 propagation constant 값을 바탕으로 계산된 임피던스와 상용 EM 시뮬레이터 Microwave Studio CST를 이용한 결과값 비교하였을 때 2% 이하의 오차가 있음을 확인하였다. 계산된 임피던스를 바탕으로 Chebyshev polynomials을 이용하여 278 Ω 과 472 Ω 사사이를 2-stage의 임피던스 정합으로 설계하였다. Part B에서의 각 단계에서의 임피던스 값은 278 Ω , 323 Ω , 415 Ω , and 472 Ω 이다. Type I과 Type II의 유전율이 변화 될 때 그 형상은 다르지만 임피던스는 동일하게 설계

하였으므로 동일한 특성을 가지고 있다.

3. 도파관 계단 전이구조

Part C의 구조는 기판두께의 도파관에서 정규 도파관으로 전이되는 모습에 관한 내용이다. 그림 5에서와 같이 two-step 구조의 $\lambda_g/4$ 길이의 Chebyshev transformer를 이용하여 정합을 하였다[13]. CNC 가공을 위해 도파관 계단 끝은 1 mm 지름의 밀링 툴을 고려하여 설계하였다. 도파관의 두께에 따른 part C의 최적화된 전이구조 설계 값은 그림 5에 나타내었다. 더 넓은 대역폭을 위해서는 본 논문 구조와 달리 테이퍼 형태 혹은 더 많은 계단 스텝의 적용이 가능하다.

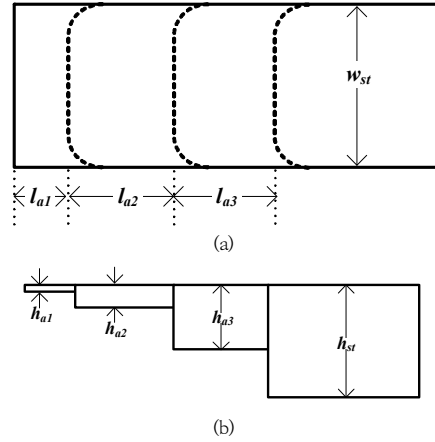


그림 5. 공기로 채워진 도파관의 계단 전이구조 위에서 본 모습(a)와 옆에서 본 모습(b)

Fig. 5. Configuration of the Stepped-height Air-filled Waveguide. The parameter dimensions are $l_{a1} = 2.54$, $l_{a2} = 2.489$, $l_{a3} = 2.289$, $h_{a1} = 0.254$, and $h_{a2} = 0.553$, $h_{a3} = 2.032$, and $h_{st} = 3.556$. (unit: mm)

III. 제작 및 측정 결과

앞서 제안한 디자인 방법에 따라 두가지 타입의 전이구조(Type I 및 Type II) 설계 및 제작을 하였다. 그림 6에 제작된 전이구조의 모습을 나타내었다. 제안한 전이구조의 측정을 위해 back-to-back 구조로 설계 및 제작하였으며 그림 7에 측정된 성능 및 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 시뮬레이션 결과 30.7 ~ 38.1 GHz에서 0.7 dB 이하의 삽입손실 및 15 dB 이상의 반사손실을 가지고 있음을 확인하였다. 동일한 임피던스 변화를 가

진 두 가지 타입의 전이구조가 거의 동일한 결과를 가지고 있음을 확인하였다. 제작된 back-to-back 전이구조의 측정 결과 29.8 ~ 38.2 GHz 대역에서 1.2 dB 이하의 삽입손실 및 15 dB 이상의 반사손실을 가짐을 확인하였다. 시뮬레이션 및 측정 결과가 매우 유사하게 가짐을 확인하였으며 미세한 성능의 차이는 PCB 기판 및 하우징의 제작 과정에서의 허용 오차 및 제작 공차에 의한 것이라 추측하고 있다.

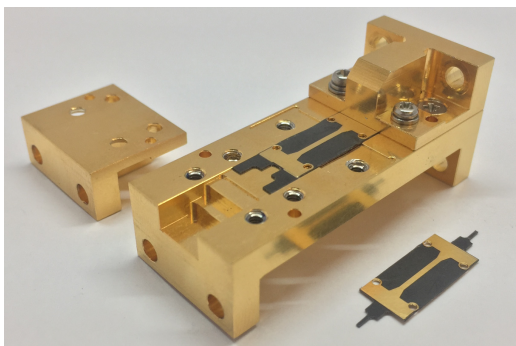


그림 6. 제작된 마이크로스트립-도파관 전이구조의 PCB 및 하우징 조립된 전이구조
 Fig. 6. Picture of the fabricated microstrip-to-waveguide transitions in a back-to-back configuration including two types of PCBs.

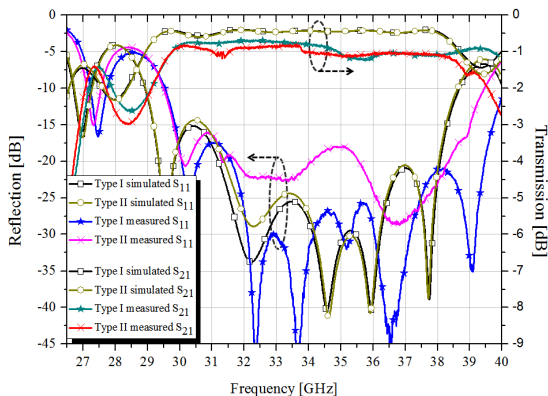


그림 7. 전이구조의 삽입손실 및 반사손실의 시뮬레이션 및 측정 결과
 Fig. 7. Simulated and measured insertion loss and return loss of the transition

IV. 결 론

본 논문에서는 광대역의 저손실 in-line 구조의 마이크로스트립-도파관 전이구조를 제안하였다. 본 논문의

전이구조는 마이크로스트립 선로에서 SIW 구조, 유전체가 쌓여 있는 기판 두께의 도파관 구조 및 계단형 도파관 구조로 구성된다. 각 단계에서의 전이구조는 임피던스 정합과 자연스러운 전계 분포의 변화를 통해 형성되었다. 특히 유전체로 쌓인 도파관 구조는 전이구조의 임피던스 분석을 통해 닫힌 형태의 식으로 제안하였다. 두 가지 구조(Type I과 Type II)의 삽입손실 및 반사손실 측정 결과 동일한 특성을 가짐을 확인하였다. Ka대역뿐만 아니라 다른 대역에서도 충분히 적용 가능하며 도파관의 높은 파워 및 양호도를 필요로 하는 여러 응용 분야에 적용이 가능하다.

References

- [1] Y. C. Leong, S. Weinreb, "Full band waveguide-to-microstrip probe transitions", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 4, pp. 1435-1438, 1999-June.
- [2] C. Risacher, V. Vassilev, A. Pavolotsky and V. Belitsky, "Waveguide-to-microstrip transition with integrated bias-T," in IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., vol. 13, no. 7, pp. 262-264, July 2003.
- [3] W-S. Kim, "Development of W-band Transceiver Module using Manufactured MMICA", The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication, Vol. 17, No. 2, pp. 223-237, Apr. 2017. DOI: <https://doi.org/10.7236/IIBC.2017.17.2.233>
- [4] P. Herrero, J. Schoebel, "A WR-6 rectangular waveguide to microstrip transition and patch antenna at 140 GHz using low-cost solutions", Proc. IEEE Radio Wireless Symp., pp. 355-358, 2008-Jan.
- [5] W. Grabherr, W. G. B. Huder and W. Menzel, "Microstrip to waveguide transition compatible with MM-wave integrated circuits," in IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., vol. 42, no. 9, pp. 1842-1843, Sept. 1994.
- [6] A. Rebollo, R. Gonzalo, I. Ederra, "An Inline Microstrip-to-Waveguide Transition Operating in the Full W-Band", Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, pp.734-744, 2015.
- [7] Y. Zhang, J. Ruiz-Cruz, K. Zaki, and A. Piloto, "A waveguide to microstrip inline transition with very simple modular assembly," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 20, no. 9, pp. 480-482, Sep. 2010.
- [8] A. Aljarosha, A. U. Zaman, R. Maaskant, "A wideband contactless and bondwire-free MMIC to waveguide transition", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 27, no. 5, pp. 437-439, May 2017.
- [9] C. Hannachi, T. Djerafi and S. O. Tatu, "Broadband

E-Band WR12 to Microstrip Line Transition Using a Ridge Structure on High-Permittivity Thin-Film Material," in IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 28, no. 7, pp. 552-554, July 2018.

- [10] Y-G. Kim, M-H. Yong, H. Lee, J-H. Joo, S-H An, and M. Seo "Design of W-band Microstrip-to-Waveguide Transition Structure Using Fin-line Taper", The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication, Vol. 22, No. 3, pp. 37-42, June 2022. DOI: <https://doi.org/10.7236/JIIBC.2022.22.3.37>
- [11] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, "New Wideband Transition From Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide," in IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., vol. 62, no. 12, pp. 2983-2989, Dec. 2014.
- [12] W. E. Hord and F. J. Rosenbaum, "Approximation Technique for Dielectric Loaded Waveguides," in IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., vol. 16, no. 4, pp. 228-233, April 1968.
- [13] R. E. Collin, Foundations for Microwave Engineering, 2nd ed. New York: Wiley-IEEE Press, 2000.

저 자 소 개

김 영 곤(정회원)



- 2006년 2월 : 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 (공학사)
- 2013년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학박사)
- 2013년 2월 ~ 현재 : LIG넥스원(주) 수석연구원
- 관심분야 : 초고주파 회로 설계, 마이크로파 송수신기, 마이크로파 탐색기

류 한 춘(정회원)



- 2007년 2월 : 경희대학교 전자공학 (공학사)
- 2007년 2월 ~ 현재 : LIG넥스원(주) 수석연구원
- 관심분야 : 마이크로파 탐색기, 마이크로파 송수신기, 디지털 신호처리

권 세 훈(정회원)



- 2012년 2월 : 아주대학교 정보통신 컴퓨터공학부 (공학사)
- 2014년 2월 : 아주대학교 컴퓨터공학과 (공학석사)
- 2014년 2월 ~ 현재 : LIG넥스원(주) 선임연구원
- 관심분야 : RF. 마이크로파 탐색기, 임베디드, SW 등

우 선 결(정회원)



- 2001년 2월 : 광운대학교 전자공학부 (공학사)
- 2003년 2월 : 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
- 2007년 7월 : 광운대학교 전파공학과 (공학박사)
- 2007년 8월 ~ 현재 : LIG넥스원(주) 수석연구원
- 관심분야 : 레이다 신호처리, 마이크로파 탐색기