

주기 구조를 이용한 Partial H-plane Filter

Partial H-plane Filter with Periodic Structure

김 동 진 · 정 우 성 · 이 정 해

Dong-Jin Kim · Woo-Sung Chung · Jeong-Hae Lee

요 약

본 논문에서는 주기 구조를 이용한 소형화된 partial H-plane 필터를 제안하였다. 주기 구조의 관내 파장은 저속파의 영향으로 인해 그 크기가 줄어든다. 주기 구조를 이용한 partial H-plane 필터는 일반적인 E-plane 필터보다 단면적과 길이가 각각 75 %, 30 % 축소되었다. 또한 대역 통과 필터의 스퓨리어스 응답 특성이 향상되었다. 주기 구조를 이용한 대역 통과 필터를 설계하기 위해 partial H-plane 도파로의 주기 구조가 해석되었고, 설계식이 유도되었다. 측정된 결과는 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 확인할 수 있었다.

Abstract

In this paper, a compact partial H-plane filter with periodic structure is proposed. Guided wavelength of periodic structure is reduced by slow wave effect. Cross-section and length of partial H-plane filter with periodic structure are considerably reduced by 75 % and 30 %, respectively, as compared with conventional E-plane filter. In addition, spurious responses of the bandpass filter are improved. To design bandpass filter with periodic structure, we have analyzed a periodic structure of partial H-plane waveguide and derived equations of the periodic filter. Measured results are in good agreement with simulated results.

Key words : Partial H-plane Filter, Periodic Structure, Size of Filter Reduction, Harmonic Suppression

I. 서 론

기존의 직사각형 도파로는 가장 오래된 전송 선로 중 하나로 고출력 시스템이나 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 널리 사용되고 있다. 하지만 이러한 직사각형 도파로는 상대적으로 낮은 마이크로파 대역에서 부피가 크고 무겁다는 단점이 있다. 최근에 이에 대한 해결 방법으로 일반적인 직사각형 도파로의 사분의 일의 부피를 가지는 partial H-plane 도파로가 제안되었고, 이를 이용한 소형화된 partial H-plane 필터가 설계되었다^{[1],[2]}. Partial H-plane 필터는 일반적인 직사각형 도파로의 E-plane 필터의 사분의 일의 단면적으로 같은 주파수 응답 특성을 나타

내는 장점을 가지지만 기존의 필터에 비해 그 길이가 축소되거나 스퓨리어스 응답 특성이 향상되지는 못하였다.

따라서 본 논문에서는 partial H-plane 도파로의 메탈 평판에 주기 구조를 인가하여 사분의 일의 단면적에 부가적으로 길이를 축소하고 spurious 응답을 향상시킨 partial H-plane 필터를 제안하였다. 일반적으로 주기 구조는 무장하 전송 선로의 위상 속도보다 느린 저속파를 전파시키고, 통과 대역과 저지 대역 특성을 가진다. 주기 구조의 관내 파장은 저속파 영향으로 무장하 구조의 그것보다 작게 되어 반파장 공진기의 길이는 줄어들게 된다^[3]. 또한, 주기 구조가 인가된 공진기는 저속파의 분산 특성에 의해 저

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신부진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구 결과로 수행되었음(IITA-2005-C1090-0502-0029).」
 홍익대학교 전자정보통신공학과(Department of Electronic Information and Communication Engineering, Hongik University)

· 논문 번호 : 20060526-07S

· 수정완료일자 : 2006년 7월 31일

지 대역의 폭을 넓혀주고 이는 첫 번째 스푸리어스 공진기를 억제시켜줌을 의미한다^{[4]~[6]}. 따라서 주기 구조를 이용한 대역 통과 필터는 저지 대역 특성이 향상되어 고조파 성분을 억제하게 된다.

제안된 partial H-plane 도파로의 주기 구조는 vane 에 사각모양의 주기 구조를 인가하여 구현되었고 이를 공진기로 이용한 소형화된 partial H-plane 필터가 설계되었다. 설계된 대역 통과 필터는 일반적인 직사각형 도파로의 E-plane 필터보다 단면적과 전체 길이가 각각 75 %, 30 % 축소된 크기를 가지면서 우수한 스푸리어스 응답 특성을 갖고 있다.

II. 주기 구조의 해석

그림 1과 같은 partial H-plane 도파로의 주기 구조는 full-wave simulation을 통해 해석된다. 그림 2는 기본 모드에 대한 일반적인 직사각형 도파로, partial H-plane 도파로, 그리고 주기 구조가 인가된 partial H-plane 도파로의 분산 특성을 나타내고 있다. 이 그림에서 보이는 것처럼, 같은 주파수에서 주기 구조의 전파 상수는 직사각형 도파로나 partial H-plane 도파로보다 큼을 알 수 있다. 이는 주기 구조가 대역 통과 필터의 공진기로 이용될 때 그 공진기의 길이가 축소될 수 있음을 의미한다.

주기 구조의 파동 임피던스를 계산하기 위해 full-wave simulation(CST MWS)을 통해 주기 구조의 산

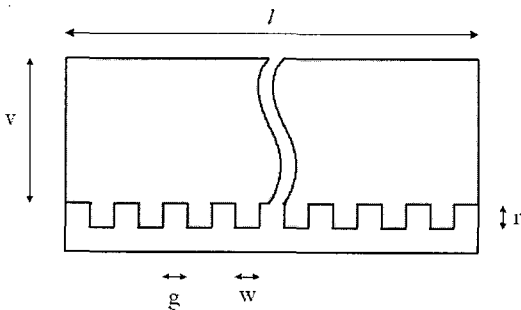


그림 1. 주기 구조가 인가된 partial H-plane waveguide($v=19.16$ mm, $w=1$ mm, $r=4$ mm, $g=1$ mm)

Fig. 1. Partial H-plane waveguide with periodic structure($v=19.16$ mm, $w=1$ mm, $r=4$ mm, $g=1$ mm).

란 행렬을 구하고, 2-포트 회로망 파라미터들 간의 관계식을 이용하여 ABCD 행렬을 구한다. 이때의 ABCD 값은 다음 식 (1)을 만족하게 된다.

$$\begin{aligned} A_p &= \cos \beta_p l & B_p &= jZ_p \sin \beta_p l \\ C_p &= jY_p \sin \beta_p l & D_p &= \cos \beta_p l \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 Z_p , Y_p 는 각각 주기 구조의 파동 임피던스와 어드미턴스를 l 은 주기 구조 전체의 길이, 그리고 β_p 는 주기 구조의 전파 상수를 나타낸다. 그림 2에서 주기 구조의 전파 상수를 알 수 있으므로 주기 구조의 파동 임피던스를 식 (2)와 같이 계산할 수 있다.

$$Z_p = -j \frac{B_p}{\sin \beta_p l} \quad (2)$$

여기서, 위 식들은 무한 주기 구조에서 유도된 수식이다. 실제로, 본 논문 구조의 경우 주기수가 5개 이상일 경우에는 무한 주기 구조의 전파 상수의 값에 근접하므로 본 논문의 주기 구조 필터 설계에 유효함을 알 수 있다. 또한, 주기 구조의 전파 상수(β_p)는 주기 길이(r)가 길어지거나 주기 사이의 간격(g)이 좁을수록 커지게 되고 이에 따라 파동 임피던스(Z_p)도 변하므로 이를 고려하여 주기 구조 필터를 설계하였다.

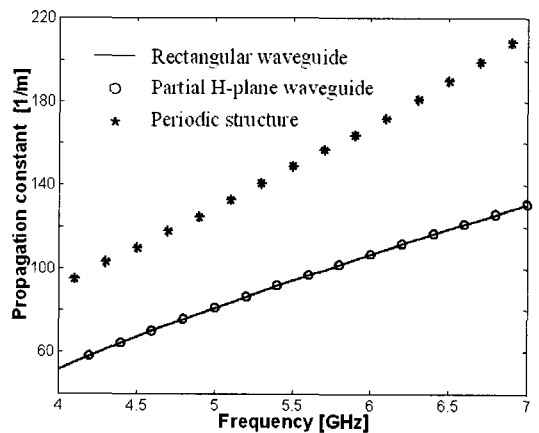


그림 2. 일반적인 직사각형 도파로, partial H-plane 도파로, 주기 구조 partial H-plane 도파로의 분산 특성 비교

Fig. 2. Dispersion relation of rectangular, partial H-plane waveguide, and periodic structure.

III. 대역 통과 필터의 설계

본 논문에서 제안하고 있는 대역 통과 필터의 구조는 그림 3과 같이 v 와 a 위치에 차단 영역 도파로가 도체 평판으로 삽입되고 공진기 부분에는 주기 구조를 인가하여 구현한다.

대역 통과 필터의 설계를 위해 그림 4와 같은 형태의 단위 셀을 고려할 수 있다. 그림 4(a)는 대역 통과 필터의 차단 영역 도파로를 해석하기 위한 단위 셀을 나타낸 것으로, 양쪽의 주기 구조 사이에 차단 영역이 삽입된 대칭적 형태로 구현되고 이는 그림 4(b)의 임피던스 인버터인 T-등가 회로와 연관된다. 등가 회로의 리액턴스 X_a, X_b 는 차단 영역 도파로의 길이 s 에 의해 결정되고 이때의 정규화된 인버터 값과 양단의 전기적 길이는 식 (3), (4)에 의해 계산된다^[7].

$$\frac{K}{Z_p} = \left| \tan \left(-\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2X_b}{Z_p} + \frac{X_a}{Z_p} \right) + \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{X_a}{Z_p} \right) \right| \quad (3)$$

$$\phi_p = -\tan^{-1} \left(\frac{2X_b}{Z_p} + \frac{X_a}{Z_p} \right) - \tan^{-1} \frac{X_a}{Z_p} \quad (4)$$

여기서 양단의 Z_p 는 주기 구조의 파동 임피던스로 동일한 값을 가진다. 필터 설계를 위한 정규화된 인

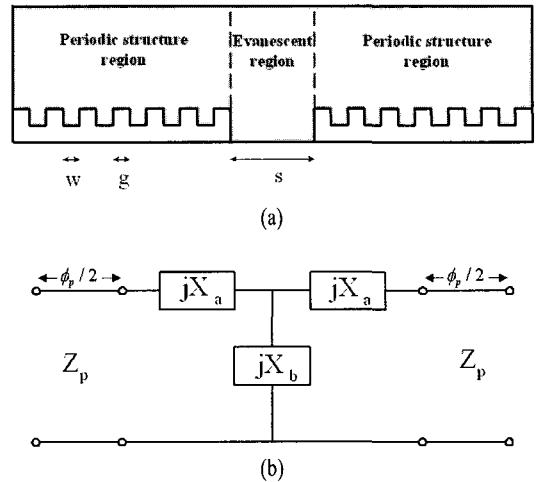


그림 4. (a) S 파라미터를 얻기 위한 단위 셀, (b) 임피던스 인버터 등가 회로
Fig. 4. (a) Unit cell to obtain S-parameters, (b) Equivalent circuit of impedance inverter.

버터 값을 결정하기 위해 단위 셀의 차단 영역 길이 s 를 변화시키면서 full-wave 시뮬레이션(CST MWS)을 이용하여 중심 주파수에 대한 산란 행렬을 계산하고 이로부터 단위 셀의 ABCD 행렬을 구한다. 이 결과를 식 (5)에 적용함으로써 차단 영역만의 ABCD 행렬을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} [PERIO][EVA][PERIO] &= [TOTAL] \\ [EVA] &= [PERIO]^{-1} [TOTAL] [PERIO]^{-1} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $[EVA]$ 와 $[PERIO]$ 는 각각 차단 영역과 주기 구조의 ABCD 행렬을 나타고 이때 단위 셀에는 기본 모드만 전파한다고 가정한다. 이 과정을 통하여 계산된 인버터의 리액턴스 X_a, X_b 는 식 (3)에 의해 차단 영역의 길이 s 에 따른 정규화된 인버터 값을 결정하게 되고, 이는 대역 통과 필터의 equal-ripple에 대한 정규화된 인버터 값과 연관하여 차단 영역의 길이 s 를 구하게 된다.

이와 같은 단위 셀은 일반적인 차단 영역 도파로를 해석하기에는 유용하지만 첫 번째 차단 영역과 마지막 차단 영역의 해석에서는 상대적으로 그 오차가 크다. 그림 3의 주기 구조 필터의 형태에서 알 수 있듯이 첫 번째 차단 영역과 마지막 차단 영역은 한 쪽만 주기 구조로 결합되어 있고 나머지 한 쪽 끝은 partial H-plane 도파로의 전파영역으로 결합되어 있

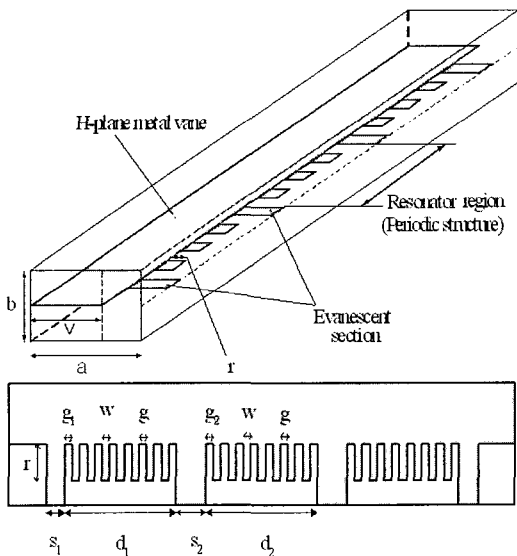


그림 3. 주기 구조를 이용한 partial H-plane 필터
($v=19.16$ mm, $w=1$ mm, $r=4$ mm, $g=1$ mm)
Fig. 3. Partial H-plane filter with periodic structure
($v=19.16$ mm, $w=1$ mm, $r=4$ mm, $g=1$ mm).

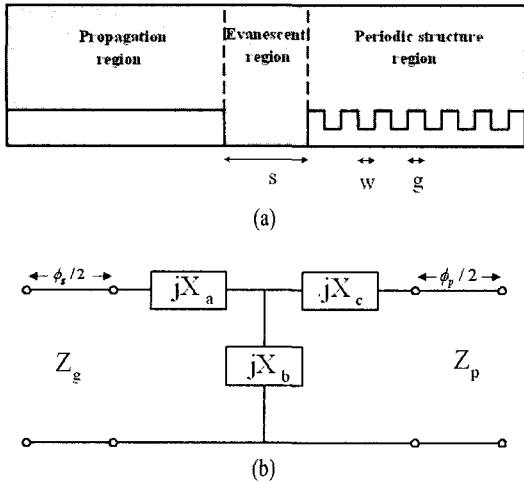


그림 5. (a) S 파라미터를 얻기 위한 비대칭 단위 셀, (b) 임피던스 인버터 비대칭 등가 회로
 Fig. 5. (a) Asymmetric unit cell to obtain S-parameters, (b) Asymmetric circuit of impedance inverter.

다. 따라서 첫 단과 마지막단의 차단 영역은 그림 5와 같은 단위 셀과 등가 회로로 해석한다. 그림 5(a)에서 보여지는 단위 셀은 partial H-plane 도파로의 전파 영역과 주기 구조가 인가된 영역 사이에 길이 s 의 차단 영역이 삽입된 비대칭 형태 구현되고 이는 양단에 partial H-plane 도파로의 파동 임피던스인 Z_g 와 주기 구조의 파동 임피던스인 Z_p 가 결합된 그림 5(b)와 같은 임피던스 인버터의 비대칭 등가 회로로 표현할 수 있다. 비대칭 결합 구조이므로 등가 회로의 리액턴스 성분 X_a, X_b, X_c 는 각각 다른 값을 가지고, 양단의 전기적 길이 역시 다른 값을 나타낸다. 임피던스 인버터 값을 유도하기 위해 등가 회로 한쪽 끝에 부하 임피던스 Z_L 를 가정하면 임피던스 인버터는 식 (6)으로 정의된다^[3].

$$K^2 = Z_{in} Z_L \quad (6)$$

여기서 Z_{in} 은 임피던스 인버터 회로의 입력 임피던스이다. 또한 비대칭 T-등가 회로의 입력 임피던스는 식 (7)로 유도되고, 허수항을 0으로 놓아 연립방정식을 계산하면 양단의 음의 전기적 길이를 구할 수 있다. 이러한 과정을 통하여 유도된 인버터 값은 식 (6)에 의해 식 (8)로 표현되고 이때의 전기적 길이 역시 식 (9)로 계산된다.

$$Z_{in} = \frac{Z_g(1 - IVZ_g t_1) + j(\Pi Z_g + \text{III} Z_g t_1)}{Z_L(\text{III} Z_g - \Pi t_1) + j(IV Z_g + I t_1)} \quad (7)$$

$$K^2 = \frac{Z_g(1 - IVZ_g t_1)}{\text{III} Z_g - \Pi t_1} \quad (8)$$

(where $I = -Z_p(X_a X_c + X_a X_b + X_b X_c) - Z_p^2 t_2(X_a + X_b)$
 $\Pi = -t_2(X_a X_c + X_a X_b + X_b X_c) + (X_a + X_b)Z_p$
 $\text{III} = -(t_2 X_b + t_2 X_c - Z_p)$
 $IV = Z_p(X_p + X_c + t_2 Z_p)$)
 $\phi_g = 2 \tan^{-1}(t_1), \phi_p = 2 \tan^{-2}(t_2)$) (9)

여기서 ϕ_g 와 ϕ_p 는 각각 partial H-plane 도파로와 주기 구조의 파동 임피던스에 따른 음의 전기적 길이를 나타낸다. 첫 단과 마지막 단의 차단 영역 길이를 결정하는 과정은 위에 언급한 일반적인 차단 영역들의 길이를 결정하는 단계와 같고 이렇게 구해진 차단 영역들의 길이 s 에 따른 음의 전기적 길이로부터 공진기의 길이를 식 (10)에 의해 결정한다.

$$d_k = \frac{1}{\beta_p} [\pi + 0.5(\phi_i + \phi_{i+1})] \quad (10)$$

여기서 β_p 는 대역 통과 필터의 중심 주파수에 대한 주기 구조의 전파 상수를 나타낸다. 주기 구조의 전파 상수는 partial H-plane 도파로의 경우보다 크기 때문에 공진기의 길이는 줄어들음을 알 수 있다.

IV. 시뮬레이션 및 측정 결과

위의 설계방법을 이용해 H-band에서 5 GHz의 중심 주파수, 0.01 dB 통과 대역 삽입 손실, 3-pole, 4%의 비 대역폭을 가지는 주기 구조의 partial H-plane 필터와 partial H-plane 필터 그리고 일반적인 E-plane 필터를 각각 설계하여 특성을 비교했다. 이때의 메탈 평판(vane) 두께는 0.5 mm이다. 표 1은 모든 차단 영역을 대칭 단위 셀로 고려하여 설계한 경우와 첫 단과 마지막 단의 차단 영역 부분을 그림 5와 같은 비대칭 단위 셀로 고려하여 설계한 경우를 최적화된 결과값과 비교한 것으로 필터의 양 끝단의 차단 영역을 비대칭 단위 셀로 해석한 설계법이 최적화된 값에 더 근사함을 알 수 있다.

실제 설계된 필터들의 수치는 표 2에 기술되었다. 주기 구조 partial H-plane 필터와 partial H-plane 필터

표 1. 차단 영역의 설계 방법에 따른 수치 비교(단위: mm)

Table 1. Comparison of values on design methods of evanescent region(unit: mm).

설계법	s_1, s_4	s_2, s_3	d_1, d_3	d_2
대칭 단위 셀 설계	0.67	12	16.95	16.84
비대칭 단위 셀 설계	1.4	12	16.53	16.84
최적화	2.06	13.93	16.22	16.44

표 2. 설계된 필터들의 크기 비교(단위: mm)

Table 2. Comparison of size of designed filters (unit: mm).

	E-plane filter	Partial H-plane filter	Periodic filter
a	47.55	23.8	23.8
b	22.15	12	12
s_1	3.94	2.12	2.06
s_2	16.76	14.7	13.93
d_1	25.85	28.26	g_1 0.61
			g 1
			w 1
d_2	26.0	28.51	g_2 0.72
			g 1
			w 1
Total length	119.1	118.67	80.86

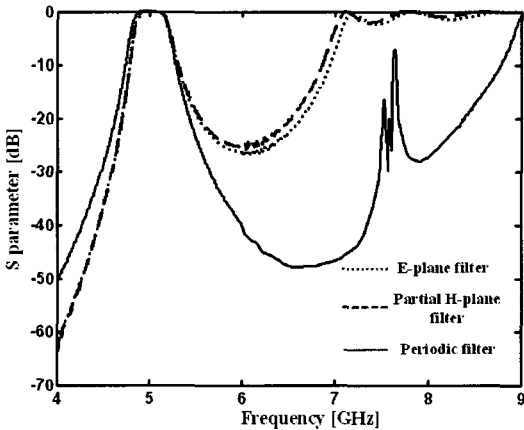


그림 6. 각 필터들의 주파수 응답 특성
Fig. 6. Frequency responses of each filter.

는 일반적인 E-plane 필터의 사분의 일의 단면적을 가지며, 특히 본 논문에서 제안한 주기 구조의 partial H-plane 필터는 다른 필터보다 전체 길이가 30 % 축소되었다. 필터들의 주파수 응답 특성은 그림 6에 나타났다.

주기 구조가 인가된 공진기는 저속파의 분산 특성에 의해 주기 구조가 없는 공진기보다 저지 대역의 폭이 넓어지므로 저지 대역에서의 skirt 특성과 spurious 응답 특성은 나머지의 필터들의 경우보다 더 좋은 특성을 나타냄을 확인할 수 있다. 그림 7은 실제 제작된 주기 구조의 partial H-plane 필터를 나타

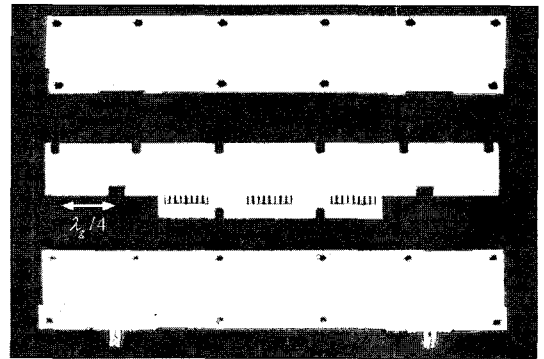


그림 7. 제작된 주기 구조 partial H-plane 필터
Fig. 7. Fabricated partial H-plane filter with periodic structure.

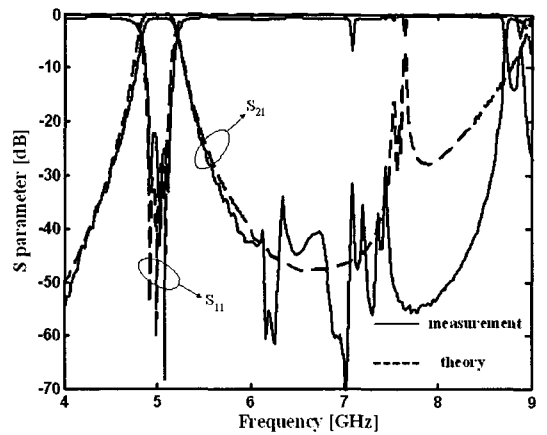


그림 8. 제작된 주기 구조 partial H-plane 필터의 시뮬레이션 응답 특성과 측정 응답 특성
Fig. 8. Simulated and measured responses of fabricated partial H-plane filter with periodic structure.

내었다. 실제 측정은 기본 모드를 여기하기 위하여 삽입된 메탈 평판(vane)의 반대쪽 벽으로부터 동축 커넥터를 삽입하는 급전 방식을 도입하였다. 이때 동축 커넥터는 필터 양쪽 끝의 메탈 벽으로부터 사분의 일 파장 떨어진 곳에 위치하며 상업적으로 유용한 SMA 커넥터를 사용하였다^{[2],[8]}. 그림 8의 시물레이션 응답 특성과 측정 응답 특성을 나타낸 것으로 실제 제작된 필터의 측정 값은 시물레이션 값과 잘 일치함을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 partial H-plane 필터의 공진기에 주기 구조를 삽입하여 전체 길이가 축소되고 spurious 응답 특성이 향상된 대역 통과 필터를 제안하였다. 차단 영역을 해석하기 단위 셀을 고려하였고, 이를 통하여 차단 영역의 실제 크기를 계산할 수 있었다. 또한 실제적인 설계를 위하여 초단과 끝단의 차단 영역을 고려한 비대칭 단위 셀과 등가 회로를 제안하였고 이를 통하여 더욱 정확한 설계식과 결과를 확인하였다.

설계 이론을 확인하기 위하여 대역 통과 필터가 실제 제작되었고 이는 일반적인 E-plane 필터보다 사분의 일의 단면적을 가지며 전체 길이 역시 30% 축소되었음을 확인하였다. 또한 주기 구조 필터의 spurious 응답 특성은 E-plane 필터나 partial H-plane 필터의 경우보다 향상된 성능을 나타냄을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] D. W. Kim, J. H. Lee, "A partial H-plane wave

guide as a new type of compact waveguide", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 43, no. 5, pp. 426-428, 2004.

[2] D. W. Kim, J. H. Lee, "Partial H-plane filters with partial inserted H-plane metal vane", *IEEE Trans. Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 5, pp. 351-353, 2005.

[3] R. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*, 2nd Ed., McGraw-Hill, 1992.

[4] J. -S. Hong, M. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open loop resonator filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 2358-2365, 1997.

[5] Bong S. Kim, Jae W. Lee, and Myung S. Song, "An implementation of harmonic-suppression microstrip filters with periodic grooves", *IEEE Trans. Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 413-415, 2004.

[6] Sheng Sun, Lei Zhu, "Periodically nonuniform coupled microstrip-line filters with harmonic suppression using transmission zero reallocation", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1817-1822, 2005.

[7] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980.

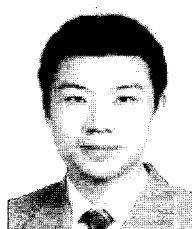
[8] 김동원, 이정해, "아이리스 결합형 Partial H-plane 필터", *한국전자과학회논문지*, 16(2), pp. 128-133, 2005년 2월.

김 동 진



2005년 2월: 홍익대학교 전자전기 공학부 (공학사)
 2005년 2월~현재: 홍익대학교 전 파통신공학과 석사과정
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리 미터파 회로설계

정 우 성



2002년 2월: 홍익대학교 전자전기 공학부 (공학사)
 2006년 2월: 홍익대학교 전파통신 공학과 (공학석사)
 2002년 5월~2004년 3월: (주)로템 연구원
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리 미터파 회로설계

이 정 해



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)

1988년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)

1996년 3월: UCLA 전기공학과 (공학박사)

1993년 3월~1996년 2월: General mics 교환연구원

1996년 3월~1996년 8월: UCLA 전기공학과 Postdoctor

1996년 9월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 부교수

[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 회로 설계, 밀리미터파 진단, Meta-materials