

접지가 있는 MCS 선로를 이용한 스텝 임피던스 저역 필터

Stepped Impedance LPF Using MCS Line with Ground

이 승 엽 · 이 용 국*

Seung-Yeop Rhee · Yong-Kook Lee*

요 약

본 논문은 접지가 있는 비대칭 CPW(Coplanar Waveguide) 선로를 conformal mapping 방법을 사용하여 해석하였다. 이 방법으로 선로의 준정전계 특성 파라미터인 특성 임피던스와 유효 유전율을 계산하였다. 계산된 결과는 상용 프로그램인 IE3D의 결과와 기존 실험값과 비교했으며, 거의 일치함을 보였다. 그리고 본 논문에 해석한 접지가 있는 비대칭 CPW(MCS: Micro Coplanar Strip) 선로를 이용하여 스텝 임피던스 저역 필터에 적용하였다. 제작된 스텝 임피던스 저역 필터는 일반 마이크로스트립 선로로 구현된 저역 필터 특성과 비교하였다. 제작된 필터의 실험 결과를 모의실험과 비교하여 잘 일치함을 확인하였다.

Abstract

The MCS(Micro-Coplanar Strip) line with ground has been analyzed. The conformal mapping method is used to calculate the quasi-static effective dielectric constant and characteristic impedance of this MCS line. The computed results of the present work are found to be in good agreement when compared with the results obtained using commercial S/W, IE3D. And in this paper, the stepped-impedance low pass filter is designed and fabricated with MCS lines for improving the frequency responses. The LPF proposed structure has been also designed and implemented to have the sharp attenuation characteristics in stop band. The agreement between simulation and measurement results verify the implemented LPF.

Key words : Micro-Coplanar Strip(MCS), CPW, Conformal Mapping

I. 서 론

최근 반도체 기술로 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)는 급격한 발전을 이루고 있다. 이러한 MMIC의 발전된 기술은 마이크로파 회로를 소형 경량화 뿐만 아니라 신뢰성을 높이고 있다. MMIC에서 주로 사용하고 있는 선로는 마이크로스트립 선로나 CPW(Coplanar Waveguide)를 기본으로 한 선로를 많이 사용하고 있다^{[1]~[4]}.

특히, CPW는 마이크로스트립 선로에 비해 단일 평면 내에 접지 면과 선로가 같이 있어 병렬 연결하

는 소자를 쉽게 연결할 수 있는 장점을 가지고 있기 때문에 많이 사용되고 있다. 그러나 전력 손실 특성이 나쁘다는 단점과 기계적으로 약하다는 단점을 가지고 있다. 따라서 CPW 선로 단점을 개선하기 위한 여러 가지 방법을 사용하고 있는데, 이 중 하나가 CPW에 도체 접지 면을 추가하는 것이다. 이런 선로를 접지 면을 갖는 CPW(conductor-backed CPW)라고 한다. 이렇게 함으로써 전력 손실뿐만 아니라 주변 환경의 영향을 작게 받으며, 높은 기계적 강도의 장점을 구현할 수 있다. 그러나 집적도를 높일 때 나타나는 선로 근처의 접지와와의 결합으로 인한 효과 "근

전남대학교 전자통신공학과(Dept. of Electronic Communication Engineering, Chonnam University)

*신구대학 컴퓨터정보처리과(Dept. of Computer Information Processing, Shingu College)

· 논문 번호 : 20080723-092

· 수정완료일자 : 2008년 10월 22일

접 효과(proximity effect)로 인해 선로 자체 특성 변화가 있어 이 효과에 대한 영향을 예측하는 것은 매우 중요하다^[3]. 따라서 본 논문에서는 등각 사상(conformal mapping)법을 사용하여 그림 1과 같이 두 개의 접지 면이 근접한 MCS 선로라고 불리는 선로를 해석함으로써 근접 효과에 대한 영향을 계산하고자 한다.

그림 1과 같은 MCS 선로는 CPW처럼 선로와 인접하게 접지 면이 있어 CPW처럼 수동 및 능동 집중 소자들을 쉽게 연결할 수 있는 장점도 있다. 그리고 CPW처럼 선로를 기준으로 두 개의 접지 면이 대칭적으로 놓이지 않고 한 쪽에만 접지 면이 있는 비대칭 구조를 갖기 때문에 이로 인한 접지 면을 최소화할 수 있는 구조적 장점을 가져 CPW를 이용한 필터에 비해 많은 구조적 장점들을 가질 수 있다. 또한, 그림 1과 같은 같이 아래에 접지 면을 갖는 MCS 선로로 필터를 구현할 경우, 일반 CPW로 구현된 필터에 비해 아래에 위치한 접지 면으로 인한 기계적 강도와 주변 환경에 덜 민감하다는 장점을 갖는다.

따라서 본 논문에서는 MCS 선로의 장점을 살려 인덕터와 커패시턴스 부분을 접지가 있는 MCS 선로로 구현하고, 스텝 임피던스 필터를 설계, 제작하였다. MCS 선로를 적용한 지역 필터는 3 GHz의 최대 통과 주파수를 갖도록 설계하였으며, 기본 지역 필터 설계 값은 0.5 dB 리플을 갖는 5차 Chebyshev 필터를 기본으로 하였다. 그리고 제안된 지역 통과 필터는 상용 프로그램으로 필터의 주파수 특성을 해석하였다. 그리고 MCS 선로로 구현한 지역 필터의 주파수 특성을 비교하기 위해 같은 사양의 마이크로 스트립 선로로 만든 스텝 임피던스 지역 필터도 함께 제작하여 실험하였다.

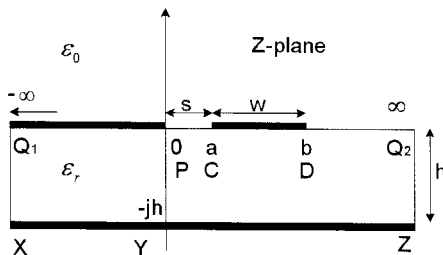


그림 1. 접지가 있는 MCS 선로 구조
Fig. 1. Structure of MCS line with ground.

II. 등각 사상에 의한 접지가 있는 MCS 선로 해석

등각 사상은 해석하기 어려운 구조를 Schwarz-Christoffel 변환처럼 적당한 변환 함수를 사용하여 해석하기 쉬운 간단한 구조로 바꾸어 특성을 구하는 방법이다. 즉, 적절한 변환 함수를 찾아 해석 구조를 변환하지만 어떤 복잡한 구조에 대해서도 적용할 수 있고, 결과를 얻기 위해 반복적인 과정을 수행할 필요가 없고 결과적으로 결정된 수식으로 간단하게 주어지므로 쉽고 빠르게 결과를 얻을 수 있다는 장점이 있다^[5].

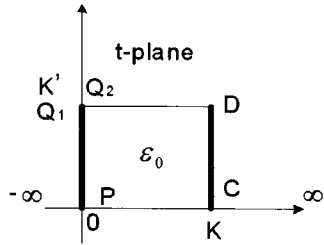
이런 등각 사상은 준정적(quasi static) 해석 방법 중의 하나로 주파수에 대해서는 고려를 하지 않지만 마이크로파 대역에서 만족할만큼의 정확성을 얻을 수 있어 현재도 많이 사용되고 있는 해석 방법이다.

그림 1은 해석하고자 하는 MCS 선로 구조이다. 선로는 크게 접지 면을 갖는 MCS 선로로서 선로 아래쪽에 위치한 접지 면과 폭이 w인 도체 선로와 동일 평면에 근접하여 무한 접지 면으로 이루어진 구조이다.

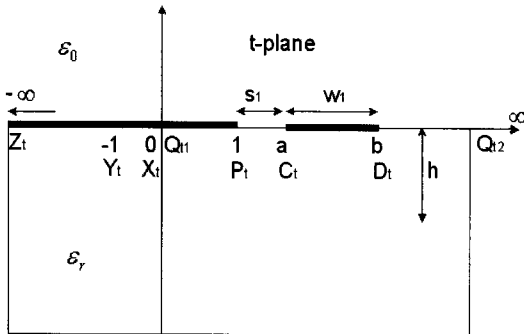
각 도체들의 두께는 무시할 정도로 얇다고 가정한다. 또한, 공기와 유전체 사이의 경계면은 완전 자계벽(Neumann 경계 조건)으로, 도체 면은 완전 전계벽이라고 가정한다. 선로의 특성을 계산하기 위해 필요한 단위 길이당 선로의 총 커패시턴스는 공기 쪽 윗면의 커패시턴스와 유전체 기판 쪽 아래 부분의 커패시턴스의 합으로 구한다. 즉, 각각 커패시턴스를 C₁과 C₂로 표시하면 총 커패시턴스는 C=C₁+C₂이다. 먼저 커패시턴스 C₁을 구하기 위해 그림 2처럼 선로 윗부분을 평행 판으로 바꾸기 위해 다음과 같은 변환 함수를 사용한다.

$$w = A \int_0^t \frac{dt}{\sqrt{t(t-a)(t-b)}} + B \quad (1)$$

여기서, A와 B는 상수이다. 식 (1)의 변환을 이용하면 그림 1의 주요 점 0(0, 0), a(a, 0), b(b, 0)와 두 개의 무한점 Q₁(-∞, 0)과 Q₂(∞, 0)을 그림 2(a)처럼 평행 평판 구조로 변환된다. 즉 위에서 정의된 점들이 각각 P(0, 0), C(0, K), D(K, K') 그리고 두 개의 무한점인 Q₁과 Q₂는 (0, K')으로 대응된다. 그림 2의



(a) C_1 계산을 위한 등각 사상법
(a) Conformal mapping to evaluate C_1



(b) C_2 계산을 위한 등각 사상법
(b) Conformal mapping to evaluate C_2

그림 2. 선로의 총 커패시턴스 계산을 위한 등각 사상법

Fig. 2. Conformal mapping to evaluate the total capacitance C .

(a)는 길이가 K' 이고, K 만큼 떨어진 평행 평판 구조이므로 이런 구조에서의 커패시턴스는 쉽게 구해질 수 있다. 여기서, $K(k)$ 는 제1종 타원 적분 함수이며, $k = \sqrt{a/b} = \sqrt{s/(s+w)}$ 이고 $k' = \sqrt{1-k^2}$ 이다.

즉, 그림 2(a)의 t 평면상의 사각형 모양에 대한 가로와 세로의 비는 다음과 같이 타원 적분으로 나타내진다.

$$\frac{K(k)}{K(k')} \quad (2)$$

따라서 C_1 은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$C_1 = \epsilon_0 K(k)/K(k') \quad (3)$$

커패시턴스 C_2 도 이와 같은 과정을 거치지만 선로 아래에 있는 접지 면으로 인해 그림 1의 아래 부분을 바로 식 (1)을 적용하지 못하기 때문에 그림 2(b)로 매핑하기 위한 매핑 함수를 한 번 더 적용해야 한다. 이 때 사용된 매핑 함수는 $t = \exp(z\pi/h)$ 이

다. 이렇게 변환된 그림 2(b)에서 선로의 아래 부분에 대한 커패시턴스 C_2 를 구하는 것은 앞서 C_1 을 구하는 같은 방법을 적용하면 구할 수 있다. 구한 C_2 는 다음과 같다.

$$C_2 = \epsilon_0 \epsilon_r K(k_1)/K(k'_1) \quad (4)$$

여기서, $k_1 = \sqrt{s_1/(s_1 + w_1)}$,

$$s_1 = C_t - P_t = \exp(\pi/h) - 1,$$

$$w_1 = D_t - C_t = \exp(\pi/h)[\exp(w\pi/h) - 1]$$

이다.

따라서 총 커패시턴스 C 는 두 커패시턴스의 합이므로 다음과 같다.

$$C = C_1 + C_2 = \epsilon_0 K(k)/K(k') + \epsilon_0 \epsilon_r K(k_1)/K(k'_1) \quad (5)$$

이것으로부터 유효 유전률 및 특성 임피던스를 구하면 다음과 같다.

$$\epsilon_{eff} = C(\epsilon_r)/C(\epsilon_r = 1) = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \frac{K(k)}{K'(k)}}{1 + \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \frac{K(k)}{K'(k)}} \quad (6)$$

$$Z_0 = 1/(V_{ph} C) = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K'(k)}{K(k)} + \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}} \quad (7)$$

위 식에 대한 정확도는 $h > (s+w)$ 인 경우에 만족할 만한 정확도를 얻을 수 있다.

표 1은 유도된 위 식 (6)과 식 (7)에 대한 수치적 결과를 비교 분석하기 위해서, 유전율 10.1과 두께 0.4 mm인 기판으로 직접 실험한 결과 값(참고문헌 [2])과 비교한 것이다. 표 1에서 볼 수 있듯이, 각 파라미터에 대해 실험값과 등각 사상법으로 구한 값은 거의 일치함을 볼 수 있다. 그림 3도 유도된 위 식들에 대한 비교 분석을 위한 것으로 결과로 적분법을 기반으로 한 상용 프로그램인 IE3D 프로그램^[6]의 결과와 비교한 것이다. 유전율 및 특성 임피던스에 대한 IE3D 결과 값은 주파수가 3 GHz일 때의 값을 취하였다. 그리고 그림 3은 유전율 4.4와 두께 1.0 mm인 기판에 선로와 접지간의 거리(s)가 0.5 mm일 때 선로 폭(w)가 0.5~5.0 mm까지 변할 때 유전율과 임피던스 값을 비교한 것이다. 그림 3의 결과에서 알

표 1. 접지 면을 갖는 MCS 선로에 대한 결과 비교
Table 1. Comparison of results of MCS lines with ground plane.

주요 파라미터	실험값 ^[2]	이론값
$s=296 \text{ } \mu\text{m}$ $w=375 \text{ } \mu\text{m}$	$Z_0=48.28 \text{ } \Omega$ $\epsilon_{eff}=6.47$	$Z_0=47.59 \text{ } \Omega$ $\epsilon_{eff}=6.90$
$s=95 \text{ } \mu\text{m}$ $w=374 \text{ } \mu\text{m}$	$Z_0=42.26 \text{ } \Omega$ $\epsilon_{eff}=6.376$	$Z_0=41.77 \text{ } \Omega$ $\epsilon_{eff}=6.49$
$s=46 \text{ } \mu\text{m}$ $w=374 \text{ } \mu\text{m}$	$Z_0=38.25 \text{ } \Omega$ $\epsilon_{eff}=5.89$	$Z_0=37.71 \text{ } \Omega$ $\epsilon_{eff}=6.33$

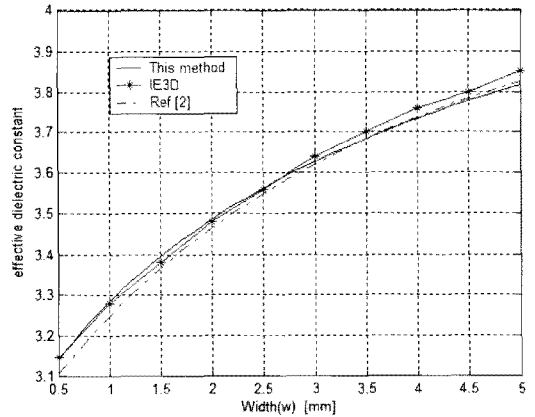
수 있듯이, 상용 프로그램에서 구한 값과 등각 사상 방법으로 구한 값은 거의 일치함을 볼 수 있다.

III. 필터 제작 및 실험

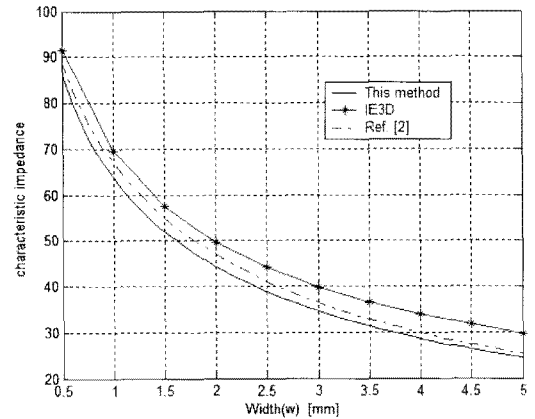
그림 4는 MCS 선로를 이용한 필터의 주파수 특성 변화를 비교 분석하기 위해 제작한 저역 통과 필터들이다.

그림 4(a)는 최대 통과 주파수는 3 GHz까지이며, 저지 주파수 대역에서는 20 dB 이하의 감쇄를 갖도록 사양을 갖는 5차 Chebyshev 필터를 집중 소자로 구현한 것이다^{[7],[8]}. 그림 4(b)는 이 집중 소자로 구현한 필터의 구성 요소를 스텝 임피던스 마이크로스트립 필터로 구현한 것이다. 이 필터는 그림 5에서 비교 필터로 MCS 선로로 만든 필터와 주파수 특성을 비교하기 위한 것이다. 직렬 인덕터는 마이크로스트립 선로로 제작이 가능한 높은 임피던스인 120 Ω 로 하였고, 병렬 커패시터는 30 Ω 로 설계하였다. 그림 4(a)와 그림 4(b)에서 W 는 선로의 폭, L 은 선로의 길이를 나타내며, 각 첨자는 각 선로를 표시한다. 그리고 각 변수에 대한 실제 치수는 그림 밑에 있으며 단위는 [mm]이다. 그림 4(c)에서 커패시터 성분인 낮은 임피던스의 전송 선로의 치수는 폭(W_C)이 5.0 mm이고, 길이(L_C)는 5.5 mm이다. 인덕터 성분인 높은 임피던스의 전송 선로의 치수는 폭(W_L)이 0.5 mm이고, 길이(L_L)는 3.5 mm와 길이(L_L)는 6.5 mm이다. 그리고 50 Ω 급전선의 선로 폭은 2.0 mm로 최적화하였다. 선로와 접지 면의 간격은 모두 0.5 mm이다. 낮은 임피던스 전송 선로와 인덕터 크기의 초기값은 산란 계수로부터 등가 회로소자 값을 추출하는 방법을 이용하여 선정하였다.^[8]

그림 4(d)는 제작된 필터 사진으로 필터의 크기는 기



(a) 유효 유전율
(a) Effective dielectric constant



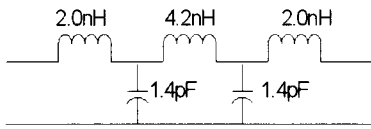
(b) 특성 임피던스
(b) Characteristic impedance

그림 3. 접지 면을 갖는 MCS 선로에 대한 결과 비교
Fig. 3. Compared results of MCS lines with ground.

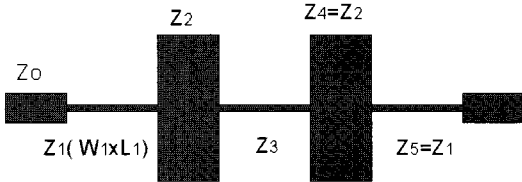
준 마이크로스트립 선로를 이용한 스텝 필터와 큰 변함이 없다. 필터 설계 및 제작에 사용된 기판은 유전율이 4.4이고, 두께 1.0 mm의 범용 FR4 기판을 사용하였다.

그림 4와 같이 설계 제작된 필터들은 상용 프로그램을 이용한 이론치와 HP8510C 네트워크 분석기를 이용한 측정치로 주파수 응답 특성을 비교 분석하였다. 각 필터의 이론과 0~10 GHz까지 측정 결과는 그림 5에 나타내었다. 그림 5에서 알 수 있듯이 필터의 $|S_{11}|$ 과 $|S_{21}|$ 에 대한 주파수 특성은 기존 5차 마이크로스트립 선로를 이용한 스텝 임피던스 필터의 측정값과 거의 같은 특성을 보였다.

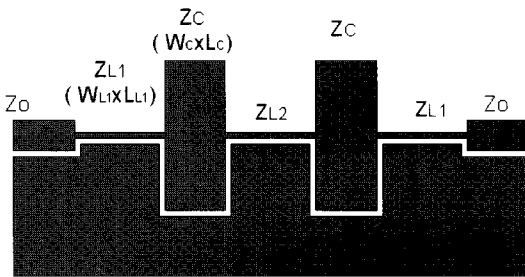
제작된 필터의 통과 대역에서 삽입 손실은 0.5 dB이며, 반사 손실은 -20 dB 이하로 측정되었다. 그리



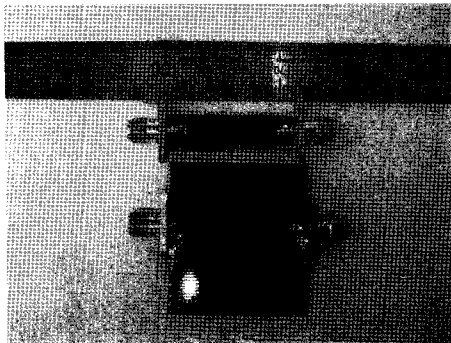
(a) 집중 소자를 이용한 필터
(a) Filter using lumped elements



($W_1=0.4, L_1=3.0, W_2=6.0, L_2=5.7, W_3=W_1, L_3=5.3$)
(b) 마이크로스트립 선로를 이용한 필터
(b) Filter using microstrip lines



($W_{L1}=0.5, L_{L1}=3.5, W_C=5.0, L_C=5.5, W_{L2}=W_{L1}, L_{L2}=6.5$)
(c) 접지가 있는 MCS 선로를 이용한 필터
(c) Filter using MCS lines

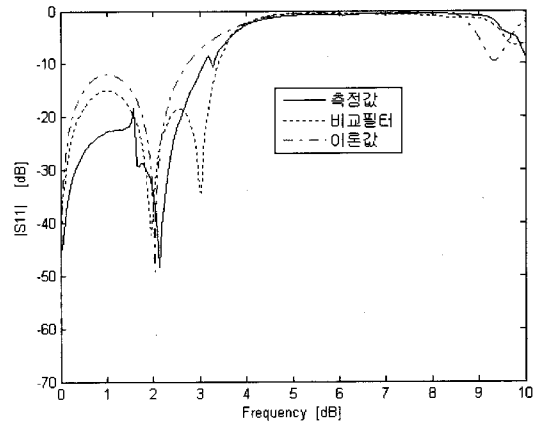


(d) 제작된 필터 사진
(d) Photo of the fabricated filters

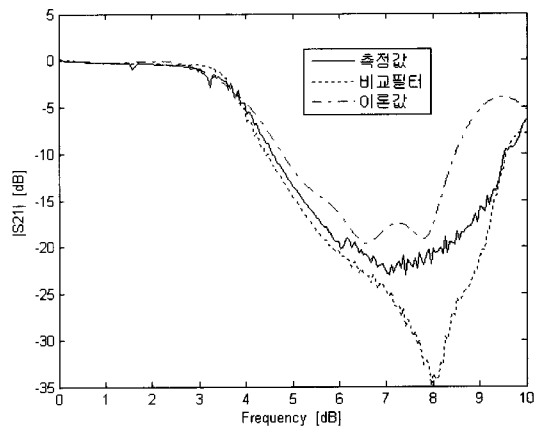
그림 4. 제작된 저역 통과 필터들
Fig. 4. Fabricated low pass filters.

고 차단 대역에서의 신호 차단 특성은 약 -15 dB 이하로 측정되었다.

IV. 결론



(a) $|S_{11}|$



(b) $|S_{21}|$

그림 5. MCS 선로를 이용한 저역 필터의 주파수 응답
Fig. 5. Frequency responses of the fabricated low pass filter using MCS lines.

일반적인 CPW 선로로 구현되는 필터는 접지 면이 없기 때문에 주위 환경에 많은 영향을 받는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 CPW 선로로 만든 필터의 근원적인 단점을 개선하고, 기존 마이크로스트립 선로로 만든 필터와 거의 같은 특성을 보이도록 하기 위해, 접지가 있는 MCS 선로를 이용한 스텝 임피던스 저역 통과 필터를 제작하고 그 특성을 분석하였다. 접지가 있는 MCS 선로로 만든 필터는 CPW와 같은 단일 평면(uniplanar) 선로의 특징(예: 표면실장용 부품을 쉽게 부착할 수 있는 공정상의 간편)도 가지며, 두 개의 접지 면을 갖는 일반 CPW 선로에 비해 한 쪽 접지만을 갖기 때문에 크기 면에도 유리한 특징을 갖는다. 따라서 본 논문

에서는 접지가 있는 MCS 선로를 사용하여 기계적인 강점과 소형화 회로에 적용할 수 있는 가능성을 제시하였다.

참 고 문 헌

[1] J. Won No, H. Yong Hwang, "A design of cascades CPW low-pass filter with broad stopband", *IEEE Microwave and Wireless Componets Lett.*, vol. 17, no. 61, pp. 427-429, Jun. 2007.

[2] Kee Woon Tan, Uysal, "Analysis and design of conductor-backed asymmetric coplanar waveguide lines using conformal mapping techniquess and their application to end-coupled filters", *IEICE Trans. Electron.*, vol. E82-C, no. 7, pp. 1098-1103, Jul. 1999.

[3] Y. Qian, E. Yamashita, "Additional approximate formulars and experimental data on micro-coplanar st-

riplines", *IEEE Trsans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 4, pp. 443-445, Apr. 1990.

[4] G. Ghino, C. U. Naldi, "Coplanar waveguide for MMIC application: Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling", *IEEE Trsans. Microwave Theory Tech.*, vol. 35, no. 3, pp. 260-267, Mar. 1987.

[5] R. E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*, 2nd, McGraw Hill Inc., 1992.

[6] IE3D manual, Zealand software.

[7] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, Massachusetts, 1990.

[8] J. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Son, Inc., 2001.

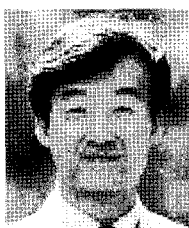
이 승 엽



1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
 1993년 9월~2006년 2월: 국립여수대학교 전자통신공학과 교수

2004년 7월~2005년 8월: Syracuse 대학교 방문교수
 2006년 3월~현재: 국립전남대학교 전자통신공학과 교수
 [주 관심분야] 안테나 해석 및 설계, 초고주파 회로 설계, 전자파 해석

이 용 국



1984년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1986년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1998년: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
 1986년~1992년: 삼성종합기술원 선

임연구원

1997년~1998년: 교육부 우수 공업계 전문대학 및 자연계 연구소 재정지원 평가위원
 1999년~현재: 성남시 지역정보화촉진협의회 자문위원
 1999년 3월~2000년 2월: 한국과학재단 해외 Post-Doc.
 1992년~현재: 신구대학 컴퓨터정보처리과 교수
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 설계 및 안테나 해석 및 설계