

Expanding-cell 유한차분법의 마이크로스트립-도파관 변환기에의 적용

Application of Expanding-cell FDTD Method to Microstrip-to-Waveguide Transition

강희진 · 최재훈

Hee Jin Kang · Jae Hoon Choi

요 약

본 논문에서는 Ka 대역 마이크로스트립-도파관 변환기를 설계하고, Expanding-cell 시간 영역 유한 차분법을 이용하여 변환기의 주파수 특성을 분석하였다. 마이크로스트립-도파관 변환기의 구조는 릿지(ridge)형 도파관, 마이크로스트립 라인, 그리고 $\lambda/4$ 체비셰프 도파관 임피던스 변환기로 이루어졌다. Expanding-cell 유한차분 방법을 마이크로스트립-도파관 변환기의 $\lambda/4$ 체비셰프 도파관 임피던스 변환기의 해석에 이용하여 계산의 정확성과 효율성을 높였다. 계산 결과를 측정치와 비교하여 정확성을 입증하고, 균일한 크기의 미세 셀(fine cell)과 성긴 셀(coarse cell)을 이용한 결과와 비교하여 효율성을 입증하였다. 4단과 3단 체비셰프 도파관 임피던스 변환기의 주파수 특성을 비교하여 단의 수와 대역폭과의 관계를 분석하였다.

Abstract

In this paper, we design and analyze a Ka-band microstrip line to rectangular waveguide transition using the expanding-cell FDTD method. The transition under investigation consists of a ridged waveguide, microstrip line, and $\lambda/4$ Chebyshev impedance transformer. To improve the accuracy and efficiency, the expanding-cell FDTD method is applied to analyze the characteristics of a ridged waveguide impedance transformer. To verify the accuracy of the expanding-cell FDTD method, S parameters of the analyzed transition are compared with those of experimental data. The efficiency of the present approach is verified by comparing the computational time for expanding-cell and that for fine cell. The relation between the number of step and operation bandwidth is analyzed by comparing the characteristics of four and three step Chebyshev waveguide impedance transformer.

I. 서 론

이동 통신, 위성 통신, 위성 통신 등과 같은 무선 통신 시스템의 발달과 더불어 현대 사회에서 전자파의 중요성은 날로 증가되고 있다. 사용 주파수도 수십 GHz로 높아지고 있는 추세이고, 회로의 소형, 경

량화의 필요성으로 인하여 평면형 회로에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 따라서 안테나를 통하여 도파관으로 들어온 신호를 평면형 마이크로스트립 회로로 보내거나, 혹은 그 반대의 전파 전달을 위한 마이크로스트립-도파관 변환기^[1]에 대한 필요성이 증가되었고, 최소의 전력 손실을 갖는 변환기에 대

「본 연구는 한국과학재단 특정기초 연구과제 지원에 의해 수행되었습니다(98-0101-11-01-3).」
 한양대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Hanyang University)
 · 논문 번호 : 990915-076
 · 수정완료일자 : 1999년 12월 17일

한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서는 Ka 대역 마이크로스트립도파관 변환기를 설계하고, Expanding-cell 시간영역 유한차분법^[2]을 이용하여 변환기의 주파수 특성을 분석한다. 릿지형 도파관과 일반 도파관 사이의 임피던스를 정합시키는 방법은 여러 가지가 있지만, 본 논문에서는 사용 대역폭을 고려하여 $\lambda/4$ 체비셰프 도파관 임피던스 변환기를 이용하였다.

1966년에 Yee에 의해 처음 시도된 시간영역 유한차분법^[3]은 안테나, 마이크로파 소자 등을 해석하기 위하여 많이 이용되는 방법이다. 시간영역 유한차분법의 정확성을 보장 받기 위해서는 구조체의 형태에 따라 정확한 모델링을 해야 한다. 그러나 해석 대상의 일부분이 복잡한 구조인 경우 해석 영역 전체를 세밀하게 나누게 되면 정확성은 증가하지만, 계산 시간이 너무 많이 소요된다는 단점이 있다. 이를 해결하기 위하여 해석 영역의 일부분만을 세밀하게 나누는 서브 셀 개념^{[4]-[7]}이 등장하게 되었다. 그러나 서브 셀을 이용하여 해석 영역의 일부를 세밀하게 자르면 성긴 셀과 미세 셀 간의 데이터 교환을 위한 보간법(Interpolation scheme)이 필수적으로 이용된다. 그러나 이 방법은 구조체를 해석할 때 오차가 누적되어 자칫 결과가 발산하는 경우를 발생시킬 수 있다는 한계를 가지고 있다.

본 논문에서 쓰인 Expanding-cell 시간영역 유한차분법에서는 원하는 방향의 셀의 크기를 변화시키는 개념에 있어서는 서브 셀의 경우와 유사하지만 셀의 크기를 함수적으로 변화시키고 그 변화량을 유한차분 계산식에 대입함으로써 발산 문제를 해결할 수 있다.

Ka 대역 4단 체비셰프 변환기의 해석 결과를 측정치와 비교함으로써 제안된 방법의 정확성을 증명하고, 성긴 셀(coarse cell), 그리고 미세 셀(fine cell)과의 해석 시간을 비교함으로써 계산의 효율성을 입증하였다. 그리고 4단과 3단 임피던스 변환기의 주파수 특성을 비교하여 단의 수에 따른 동작 주파수 대역폭의 변화를 알아보았다.

II. 분석 방법

2-1 Expandingcell 시간영역 유한차분법

Expanding-cell 시간영역 유한차분법에서 계산 영역은 그림 1과 같이 크게 세 부분으로 나눈다. 첫 번째 영역은 미세 셀 영역으로 구조체의 변화가 심한 곳 혹은 정확하게 모델링을 시켜야 하는 부분에 적용하고, 두 번째 영역은 성긴 셀 영역으로 물리적 변화가 심하지 않은 곳, 즉 셀의 크기를 $\lambda/10$ 이하로만 설정하면 계산 결과에 큰 오차를 보이지 않은 부분이다. 마지막으로 세 번째 Expanding-cell 영역은 성긴 셀과 미세 셀 간의 갑작스러운 크기 변화를 감소시키기 위한 영역으로 셀의 크기는 일정한 함수에 따라 변하게 된다. Expanding-cell 영역에서 셀의 크기는 다음 식으로 결정된다.

$$\Delta = \delta_{\min} \alpha^n \quad (1)$$

여기서 δ_{\min} 는 최소 셀의 크기이고 α 는 확장(expanding) 계수이다. 그리고 n 은 미세 셀로부터 떨어진 셀 수를 나타낸다. 식 (1)에서 확인할 수 있듯이 셀의 크기 Δ 는 미세 셀을 접하는 부분을 기점으로 점점 증가하며 Expanding-cell이 끝나는 면에서는 성긴 셀의 크기와 동일하게 되어 셀의 갑작스런 크기 변화를 완화시키는 역할을 한다. 그림 1은 셀 크기의 변화를 그림으로 나타낸 것이다.

그림 2는 마이크로스트립 라인에서 확장 계수 α 의 변화에 따라 가우시안 펄스의 전파 거리를 비교하기 위하여 동일한 셀에서 시간에 따른 전파의 진행을 도식한 것이다. 입력으로는 $\exp(-(\tau-35\Delta)^2/500)$ 의 DC를 중심주파수로 가지는 가우시안 펄스를 사용했다.

그림 2에서 나타나듯이 동일한 셀에서 확장 계수를 각각 달리하여 파의 전파모양을 보았을 때 확장 계수가 큰 경우 상대적으로 물리적 길이가 길어져

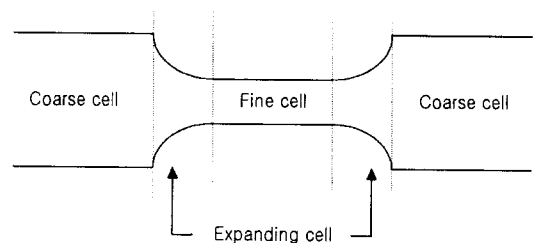


그림 1. 세 영역에서의 상대적 셀의 크기

Fig. 1. Relative cell size of the three cell region.

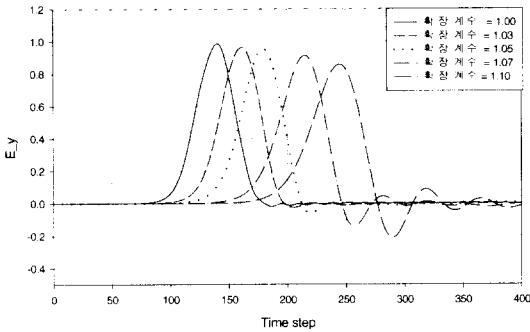


그림 2. 마이크로스트립 라인의 동일한 셀(z축 방향 40번째 셀) 상에서 확장 계수의 변화에 따른 가우시안 펄스의 전파

Fig. 2. Propagation of a Gaussian pulse in the constant cell(40 th cell in z-direction) of microstrip line using expanding cell of various expansion coefficient.

전파의 도달시간의 지연됨은 물론 확산 현상이 심해짐을 확인할 수 있다.

그림 3은 적용할 수 있는 확장 계수의 범위를 확인하기 위하여 마이크로스트립 끝 단에서 12.6 mm 떨어진 지점에서 확장 계수를 변화시키면서 가우시안 펄스의 진행 모양을 나타낸 것이다. 확장 계수가 1.05 미만의 경우, 확장 계수 1.00일 때의 가우시안 펄스의 전파 형태와 거의 정확하게 일치함을 확인할 수 있다. 그러나 확장 계수가 1.08 이상의 경우 확산

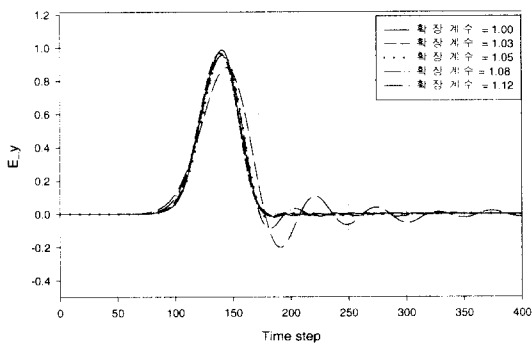


그림 3. 마이크로스트립 끝단으로부터 12.6 mm 떨어진 지점에서의 확장 계수의 변화에 따른 가우시안 펄스의 전파

Fig. 3. Propagation of a Gaussian pulse at 12.6 mm away from the microstrip end using expanding cell of various expansion coefficient.

현상이 더욱 심해져 실제 문제에 적용시킬 때는 확장 계수를 1.03~1.08사이로 설정하는 것이 문제의 정확성과 계산의 효율성 면에서 바람직하다는 것을 확인할 수 있다.

2-2 입사파와 S 파라미터

설계된 마이크로스트립-도파관 변환기의 주파수 특성을 구하기 위하여 마이크로스트립 끝에서 식 (2)의 가우시안 펄스를 인가시킨다.

$$E_y |_{i_n} = \exp(-(\tau - \beta \Delta t)^2) \sin(2\pi f n \Delta t). \quad (2)$$

여기서 β 는 펄스 최고점에서 무시 가능한 값까지의 시간 단 수이다.

S 파라미터는 입력단의 한 지점에서 시간에 따른 입사파와 반사파를 저장한 후 이를 푸리에 변환하여 구할 수 있다. S 파라미터를 정의하는 방법에는 입사파와 반사파의 전력비를 이용하는 방법과 전압비를 이용하는 방법이 있다. 일반적인 도파관의 경우 전압을 정의하는데 어려움이 있기 때문에 한 단면을 기준으로 입사파와 반사파의 총 전력을 계산한 후 그 비를 이용하여 S_{11} 을 구하게 된다. 이는 단면의 각 지점을 푸리에 변환을 시켜야 함은 물론 전계와 자계 면이 반 셀 떨어져 있는 관계로 포인팅 벡터를 계산할 때도 전계를 기준으로 양쪽면에 있는 자계성분의 평균을 취해야 하기 때문에 전력을 구하는데 많은 계산 시간이 소모된다.

본 논문의 마이크로스트립-도파관 변환기의 경우, 입력 포트의 형태가 도파관 내에 스트립라인이 끼워져 있는 형태이므로 약간의 오차를 감수하여 스트립과 도파관 사이의 전압을 이용하여 S 파라미터를 계산하였다. 식 (3)은 S 파라미터의 계산식이다.

$$S_{11} = \frac{FT[V_{ref}(t)]}{FT[V_{inc}(t)]} \quad (3)$$

여기서 $FT[]$ 는 푸리에 변환을 나타낸다.

III. 마이크로스트립-도파관 변환기의 설계

그림 4는 4단 마이크로스트립-도파관 변환기의 전

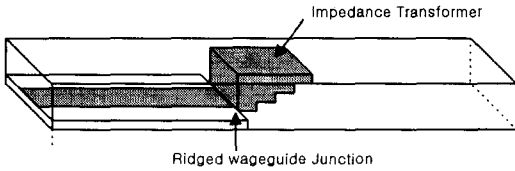


그림 4. 마이크로스트립-도파관 변환기의 구조
Fig. 4. Structure of microstrip to waveguide transition.

체 구조이다. 마이크로스트립-도파관 변환기의 성능을 좌우하는 것은 정확한 임피던스 변환기의 설계이다. 본 논문에서는 $\lambda/4$ 체비셰프 변환기를 이용하였다.

체비셰프 변환기의 설계 절차^[8]를 요약하면 다음의 네 단계로 나눌 수 있다.

1단계 : 설계 중심 주파수와 대역폭 ($S_{11} = -20$ dB 이하)을 이용하여 각 단의 임피던스를 구한다.

2단계 : 각 단에서 원하는 임피던스가 되도록 릿지의 높이를 계산한다.

3단계 : 단의 길이를 보정한다. 각 단의 길이 L 을 구하는 방법은 식 (4)~(6)에 기술되어 있다.

$$L = 90^\circ + x_i - X_{i+1} \quad (4)$$

$$X_i = \frac{1}{2} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{B_i}{Y_{i-1} - Y_i} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{B_i}{Y_{i-1} + Y_i} \right) \right\} \quad (5)$$

$$x_i = \frac{1}{2} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{B_i}{Y_{i-1} - Y_i} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{B_i}{Y_{i-1} + Y_i} \right) \right\} \quad (6)$$

i : 단 수(step number)

Y_i : i 단의 어드미턴스(admittance),

B_i : i 단의 서셉턴스(susceptance)

4단계 : 시뮬레이션을 이용하여 설계 결과를 확인한다.

마이크로스트립-도파관 변환기에서 릿지의 마지막 단의 임피던스는 50Ω 으로 하고 높이는 마이크로스트립 라인과 동일하게 한다. 그리고 임피던스와

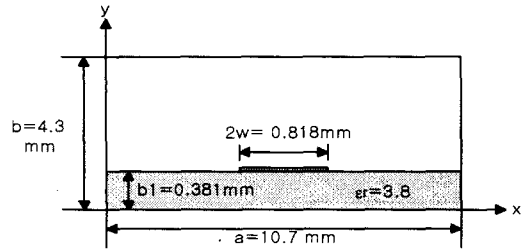


그림 5. 마이크로스트립 포트의 단면
Fig. 5. Cross-section of microstrip port.

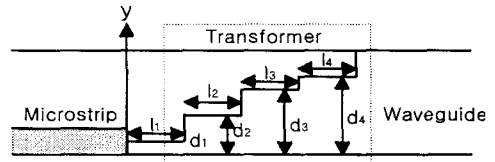


그림 6. 마이크로스트립-도파관 변환기의 단면
Fig. 6. Side view of a microstrip to waveguide transition.

($l_1 = 1.27$ mm, $l_2 = 5.4$ mm, $l_3 = 5.24$ mm, $l_4 = 5.37$ mm, $d_1 = 0.381$ mm, $d_2 = 0.522$ mm, $d_3 = 1.25$ mm, $d_4 = 3.0$ mm)

마지막 단의 릿지의 높이에 의해 릿지의 폭을 결정한다. 이론적으로 나머지 3단의 길이는 $\lambda/4$ 이지만 임피던스 변환기의 각 단의 불연속으로 인한 접합 커패시턴스의 발생을 고려하여 길이를 보정한다.

그림 5와 6은 Ka 대역에서 사용할 수 있는 4단 마이크로스트립-도파관 변환기의 설계 결과를 도시한 것이고 릿지의 폭은 1.65 mm이다.

IV. 해석 결과

4-1 Expanding-Cell의 예

그림 7은 구형 도파관 (5.25 mm \times 10.5 mm)에 정현파를 인가시켰을 때 도파관 내의 전계의 전파 형태를 표 1에 제시된 모델링 파라미터와 Expanding-cell 시간영역 유한차분법을 이용하여 구한 것이다. 사용된 확장 계수는 1.05이고, 미세 셀 영역에서 전파는 부드럽게 변함을 볼 수 있다. 따라서 실제 문제 적용 시 구조체의 변화가 심한 영역에 대해 미세 셀을 적용시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

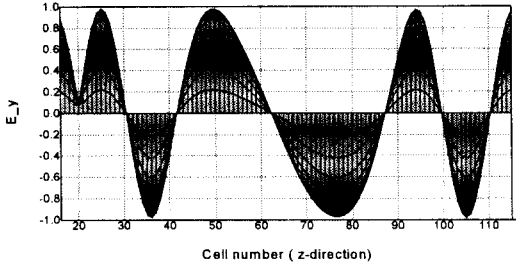


그림 7. 구형 도파관에서의 전계의 전파
 Fig. 7. Propagation of electric field in a rectangular waveguide.

표 1. 유한차분 모델링 파라미터
 Table 1. Parameters used for the FDTD model.
 (Calculation time step: 5000, PML^[9] : 16 cell)

Grid size	$\Delta x = 0.75$ mm $\Delta y = 0.75$ mm $\Delta z_{min} = 0.375$ mm	
Time step	$\Delta t = 0.625$ psec	
Problem size	7 × 14 × 132 (including PML)	
Cell Region	Fine cell region	56 < z < 76
	Expanding-cell Region	36 ≤ z ≤ 56 76 ≤ z ≤ 96
	Coarse cell region	Elsewhere

4-2 마이크로스트립-도파관 변환기의 해석

시간영역 유한차분법을 이용하여 그림 5와 6에 제시된 크기를 갖는 4단 마이크로스트립-도파관 변환기의 주파수 특성을 분석하였다. 분석 결과를 측정치와 비교함으로써 제시된 방법의 정확성을 확인했고 미세 균일 셀, 성긴 셀, Expanding-cell을 이용한 경우의 계산 시간을 비교함으로써 계산의 효율성을 입증했다.

그림 8에서는 그림 5, 6의 치수를 가지고 있는 마이크로스트립-도파관 변환기를 표 2에 제시된 FDTD 모델링 파라미터를 사용하여 해석한 S파라미터 값을 도시하였다. 공진 주파수와 대역폭($S_{11} = -20$ dB 이하)을 기준으로 할 때 미세 셀과 Expanding-cell 모두 정확히 측정치와 일치하며, 18.5 GHz ~ 20.5 GHz 사이의 모든 주파수에서 S_{11} 이 -20 dB이하로 떨어

져 4단 체비체프 마이크로스트립-도파관 변환기의 광대역 특성을 확인할 수 있다. 표 3에 제시된 바와 같이 미세 셀과 확장 셀의 계산 시간을 비교해 보면 30% 이상의 계산시간이 절약됨을 알 수 있다.

그림 9는 마이크로스트립-도파관 변환기의 단수

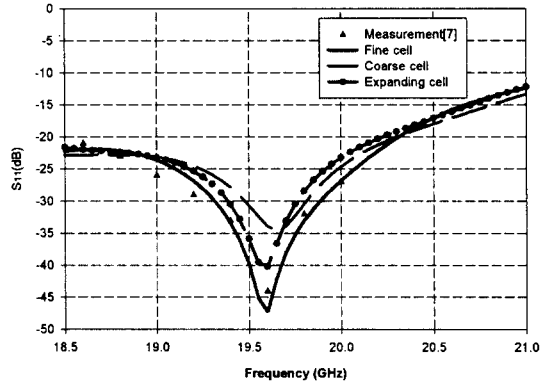


그림 8. 측정치와 미세, Expanding, 성긴 셀 시간영역 유한차분법을 이용한 결과 비교
 Fig. 8. Comparison of s parameters between fine, coarse, expanding FDTD and measurement.

표 2. 시간영역 유한차분 모델링을 위한 파라미터
 Table 2. Parameters used for the FDTD model.
 (Calculated time step: 5000, $\alpha=1.07$)

Grid size	$\Delta x = 0.208$ mm $\Delta y = 0.192$ mm $\Delta z_{min} = 0.16$ mm	
Time step	$\Delta t = 0.267$ psec	
Problem size	52 × 22 × 175	
Cell Region	Fine cell region	42 < z < 160
	Expanding-cell Region	30 ≤ z ≤ 42 160 ≤ z ≤ 172
	Coarse cell region	Elsewhere

표 3. 전체 계산 시간 비교
 Table 3. Comparison of the total computation time.

Fine cell	208 Minutes 15 Seconds
Coarse cell	111 Minutes 47 Seconds
Expanding-cell	145 Minutes 26 Seconds

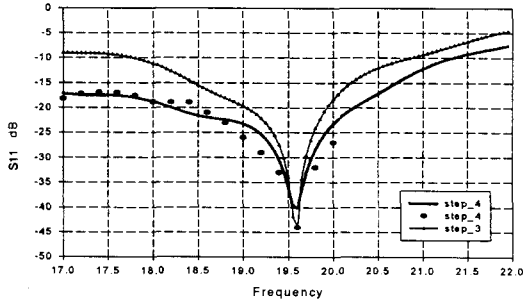


그림 9. 임피던스 변환기의 단 수에 따른 대역폭 비교
Fig. 9. Comparison of bandwidths between three and four step impedance transformer.

표 4. 3단 임피던스 변환기의 물리적 크기
Table 4. Physical dimension of the 3 step impedance transformer.

$h_1 = 1.27 \text{ mm}$	$d_1 = 0.381 \text{ mm}$
$h_2 = 5.29 \text{ mm}$	$d_2 = 0.69 \text{ mm}$
$h_3 = 5.15 \text{ mm}$	$d_3 = 2.29 \text{ mm}$

의 변화에 따른 대역폭의 변화를 알아보기 위해 3단과 4단 체비셰프 임피던스 변환기를 이용한 마이크로스트립-도파관 변환기의 주파수 특성을 비교한 것이다. 표 4에 3단 변환기의 크기가 제시되어 있으며 그 외의 파라미터는 4단 변환기와 동일하다. 4단에 비해 3단의 변환기의 경우 대역폭이 1/3 이상 감소했음을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 4단 체비셰프 임피던스 변환기를 이용하여 마이크로스트립-도파관 변환기를 설계하고, Expanding-cell 시간영역 유한차분법을 적용하여 변환기의 주파수 특성을 분석하였다. Expanding-cell 시간영역 유한차분법을 이용하여 얻은 계산 결과를 측정치와 비교함으로써 계산의 정확성을 입증했다.

Expanding-cell의 정확성을 분석하기 위해 동일한 구조체를 미세 그리고 성긴 셀의 시간영역 유한차분법을 이용하여 계산하고, 정확도 및 계산 시간을 비교했다. Expanding-cell을 미세 셀을 비교했을 때 계산 시간은 약 30% 정도 감소한 반면 중심 주파

수 등의 정확도 면에 있어서는 거의 일치하는 우수한 특성을 보였다. 반면 성긴 셀의 경우에는 계산 시간은 미세 셀의 경우에 비해 50% 정도 감소되나 중심 주파수가 고주파쪽으로 이동됐고, S파라미터에 있어서도 오차가 많이 발생하여 변환기의 정확한 특성 해석에는 어려움이 있다. 따라서 Expanding-cell을 사용하면 특성 해석의 정확도를 유지시키면서도 계산시간을 감소시킬 수 있음을 확인할 수 있다. 또한 임피던스 변환기의 단수를 줄이게 되면 변환기의 대역폭이 크게 감소됨을 4단 및 3단 체비셰프 임피던스 변환기의 예로써 확인할 수 있었다.

향후 Expanding-cell 시간영역 유한차분법은 주기적 성질을 지닌 마이크로스트립 필드 혹은 전자파와 인체와의 관계를 분석하기 위해 부분적으로 미세 셀로 나뉘야 하는 구조 등 다양한 분야에 적용이 가능할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] H. W. Yao, "Analysis and Design of Microstrip-to-Waveguide Transitions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 2371-2379, Dec., 1994.
- [2] Ben-Qing, "An Expanding-Grid Algorithm for the Finite-Difference Time-Domain Method", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, pp. 277-283, Aug., 1992.
- [3] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 623-630, Aug., 1975.
- [4] M. Okoniewski, "Three Dimensional Subgridding Algorithm for FDTD", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 422-428, Mar., 1997.
- [5] I. S. Kim, "A Local Mesh Refinement Algorithm for Time Domain-Finite Difference Method Using Maxwells Curl Equation", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.

- 38, pp. 812-815, June, 1990.
- [6] D. T. Prescott, "A Method for Incorporating Different Sized Cells into the Finite-Difference Time-Domain Analysis Technique", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, pp. 434-436, Nov., 1992.
- [7] G. Marrocco, "FDTD Improvement by Dielectric Subgrid Resolution", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 2166-2169, Dec., 1998.
- [8] G. L. Matthaei, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [9] J. P. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves," *Computational Physics*, 114, pp. 185-200, 1994.
- [10] Sabbir S. Moolchalia, Ridge Waveguide Used in Microstrip Transition, *Microwave RF*, pp. 149-152, Mar., 1984.

강 희 진



1996년: 제주대학교 통신공학과(공학사)
 1998년: 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)
 1998년~현재: 한양대학교 전파공학과(박사과정)
 [주 관심분야] 마이크로파 수동소

자 설계, 수치 해석기법

최 재 훈



1980년: 한양대학교 전자공학과(공학사)
 1986년: 미국 Ohio State University 전기공학과(공학석사)
 1989년: 미국 Ohio State University 전기공학과(공학박사)
 1989년~1991년: 미국 Arizona State

University 연구교수

1991년~1995년: 한국통신 위성사업본부 연구팀장
 1995년~현재: 한양대학교 전파공학과 부교수
 현재: 한양대학교 전자전기공학부 부교수

[주 관심분야] 이동통신 및 위성통신, 안테나 설계 및 분석, 마이크로파 수동소자 설계, 전파전파 모델링