

# 마이크로스트립 안테나 급전홈의 최적 크기

## Optimum Size for the Inset Cut Feed of Microstrip Antennas

유지연 · 오이석 · 구연건

Ji-Youn Yu · Yi-Sok Oh · Yeon-Geon Koo

### 요 약

본 논문에서는 시간영역 유한 차분법을 이용하여 마이크로스트립 안테나의 급전홈에 대한 최적 크기를 제시 하였다. 먼저 여러 모양과 형태의 급전홈을 가지는 마이크로스트립 안테나의 반사손실을 주어진 주파수와 기판에 대하여 수치 해석적으로 계산 하였다. 다음으로 주어진 조건에 대하여 반복 계산 과정을 통하여 최적의 급전홈의 크기를 제시하였다. 그 결과 안테나의 너비가 안테나 길이의 0.78배일 경우에 급전홈의 최적 폭은  $50\Omega$  급전선로 폭의 약 0.42배 임을 알았고, 급전홈의 최적 길이는 안테나 패치 길이의 약 0.36배 임을 알 수 있었다. 이 결과는 여러 형태의 급전홈을 갖는 마이크로스트립 안테나를 제작하여 측정함으로써 검증되었다. 또한 급전홈의 최적의 크기는 주파수, 안테나 기판의 높이, 유전율에 대하여 영향 받지 않음을 알 수 있었다.

### Abstract

In this paper, an optimum size for the inset cut feed of microstrip antennas has been determined by using the finite-difference time domain method. At first, the return losses of microstrip antennas having various shapes and types of the inset cut feeds have been computed numerically for a given frequency and a substrate. Then an optimum size of the inset cut feed has been determined by iterative computation procedure for a given condition. It was found that the optimum width of the inset cut feed is about 0.42 times of the width of  $50\Omega$  feed line and the optimum length of the inset cut feed is about 0.36 times of the length of the antenna patch. These results are proved by the experimental data obtained from the measurements of many fabricated antennas. It was also found that the optimum size of the inset cut feed is independent on the frequency, the height and the dielectric constant of the antenna substrate.

### I. 서 론

위성 통신 및 이동 통신과 같은 무선 통신 시스템을 구성하는 중요한 요소로서 안테나 기술은 중요하다. 특히 기존의 다이폴 혹은 반사기 안테나보다 소형, 경량, 박형, 제작 용이성 등의 장점을 지닌 마이크로스트립 안테나에 대해 많은 연구가 진행되어 오고 있다<sup>[1]~[4]</sup>. 마이크로스트립 안테나의 급전 형태

에는 여러 가지가 있다. 방사 edge 쪽에서 직접 마이크로스트립 선로로 급전하거나 동축 probe로 급전하는 방법이 있으며, coupling feed를 이용하여 급전하는 방법이 있고<sup>[5]~[6]</sup>, aperture coupling을 이용하여 급전하는 방법 등이 있다<sup>[7]</sup>. 마이크로스트립 선로를 이용하여 급전할 때에는 주로 방사 안테나와 급전선 사이에 정합 선로를 삽입하여 임피던스 매칭을 시키는데, 사이에 들어가는 선로의 길이만큼 안

홍익대학교 전파공학과(Department of Radio Engineering, Hong-Ik University)

· 논문 번호 : 990109-002

· 수정완료일자 : 1999년 11월 1일

테나 전체의 크기가 커지는 단점이 있다. 그러나 급전홈을 이용하면 방사소자 내부에 급전선의 끝단만 임피던스 정합점까지 위치시키면 되므로 별도의 정합 선로가 필요하지 않게 된다. 그러므로 급전홈 형태의 패치 안테나로 배열 안테나를 설계하면 전체적인 안테나 크기가 작아진다는 장점이 있다. 그러나 지금까지 마이크로스트립으로 직접 급전하는 inset feed 형태를 해석할 때에는 임의의 위치에서의 임피던스를 계산하여 급전 위치만을 예측했을 뿐 실제로 급전선과 방사소자를 분리시켜 제작할 때 필요한 홈의 폭에 대해서는 구체적으로 계산하지 않고 주로 실험적으로 얻은 경험에 의존하여 급전홈의 폭과 크기를 결정하였다<sup>[8]</sup>. 또한, 급전선과 방사 소자 사이의 거리가 가까우므로 coupling 효과도 고려하여 계산하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 수치 해석적 방법을 동원하여 정확하게 급전 홈의 최적 크기와 형태를 결정하였다.

지금까지 안테나 해석 및 모델링 방법으로 쓰이는 것으로는 전송 선로 모델링 방법, cavity 모델링 방법 등이 있고, full wave 해석 방법으로는 Moment 방법, FEM 방법, FDTD 방법 등이 있다<sup>[1],[9],[10]</sup>. 이들 중 전송 선로 모델링 방법은 물리적으로 이해하기는 쉬우나 위의 방법들 중 제일 부정확하며 coupling을 모델링 하기가 복잡한 단점이 있고, cavity 모델링 방법은 정확하기는 하나 이 역시 계산이 복잡한 단점이 있었다. 또한 이 두 방법들은 낮은 주파수와 낮은 유전율의 기판을 사용할 때만 정확한 결과를 얻을 수 있었다<sup>[4]</sup>. 이와는 달리 full wave 해석 방법 중의 하나인 FDTD 방법을 이용하면 시간 영역에서 해석이 수행되므로 파의 전파 과정을 직접 눈으로 확인할 수 있고, 해석하고자 하는 구조가 복잡하여도 모델링을 쉽게 할 수 있으며 정확한 결과를 얻을 수 있다<sup>[9],[10]</sup>. 본 논문에서는 FDTD 방법을 이용하여 안테나 특성을 해석함으로써 마이크로스트립 안테나의 급전 홈의 길이와 폭에 따른 안테나 특성을 고찰하였다. 주파수, 기판의 높이, 유전율을 변화시켜가며 해석하였으며 급전홈의 길이가 안테나 길이에 비해 얼마인지, 급전홈의 폭이 50Ω 선로의 폭에 비해 얼마인지 결정하였다. 또한 여기서 얻어진 최적의 설계치를 가지고 실제 안테나를 제작하고 측정하여 수치 해석적 결과를 입증하였다.

## II. 마이크로스트립 안테나 해석에 FDTD 방법 적용

그림 1에서와 같이 급전선 옆의 패치에 급전 홈이 있는 마이크로스트립 안테나의 여러 특성을 정확하게 해석하기 위해 수치 해석적 방법들 중의 하나인 FDTD 방법을 이용하였다.

FDTD 해석은 전자기 해석을 위하여 맥스웰 방정식의 미분형으로부터 출발한다. 해석 영역이 균질이며, 등방성이고, 무손실이라 가정할 때 맥스웰의 미분형 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = \frac{1}{\mu} (\nabla \times \bar{E}) \quad (1)$$

$$\frac{\partial \bar{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} (\nabla \times \bar{H}) \quad (2)$$

위의 두 식에서 직각 좌표계에 대한 스칼라 방정식을 구한 후 Yee의 표기형식에 따라 전자계식을 구하면 다음과 같다.

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \cdot [H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)] - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} [H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)] \quad (3)$$

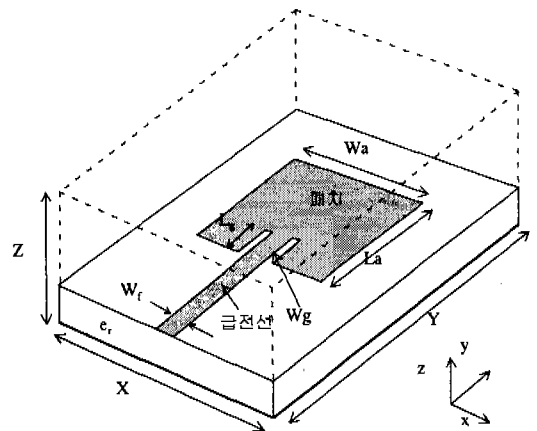


그림 1. 급전 홈 구조를 갖는 안테나 해석 구조  
Fig. 1. Analysis structure of an antenna with an inset feed.

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} \cdot [E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)] - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} [E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)] \quad (4)$$

여기서  $x, y, z$  각 방향으로의 격자 크기인  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 수치 해석적인 안정성을 보장하기 위하여 관심 주파수에서 파장의 10분의 1보다 작다는 조건을 만족해야 하며, 시간 증기분의 안정 조건은 다음과 같다.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (5)$$

여기서  $v_{\max}$ 는 계산 영역에서의 최대 진행 속도이다.

여기(excitation) 신호로는 Gaussian 펄스를 선택하였다. Gaussian 펄스는 주파수 영역으로 변환한 후에도 같은 Gaussian 형태를 가지므로 펄스의 폭을 조정함으로써 DC부터 원하는 주파수까지의 주파수 응답을 얻을 수 있다.  $y$ 방향으로 진행하는 Gaussian 펄스는 다음과 같다.

$$E_z = \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}\right) \quad (6)$$

마이크로스트립 도체는 두께가 0인 완전 도체로 가정하며 공기와 유전체가 접하는 부분의 유전율은  $(\epsilon_0 + \epsilon_r)/2$ 로 계산하였다.

FDTD 계산시 파가 진행하다가 흡수 경계에서는 반사가 거의 일어나지 않아야 하며, 전자파가 마이크로스트립을 진행할 때 파의 진행 속도가 주파수에 따라 달라지는 분산 특성을 가지므로 넓은 주파수 대역에서의 흡수 특성도 좋아야 한다<sup>[13]</sup>. 전파 산란 해석에서는 Mur의 2차 흡수 경계조건은 Mur의 1차보다 흡수 특성이 더 우수하다는 결과를 얻고 있다. 그러나 Mur의 2차는 균일공간(uniform space)에 대한 흡수 경계조건으로부터 유도된 경계 조건으로 마이크로스트립과 같은 불균일(inhomogeneous)구조에서는 mesh wall로서 작용하지 못한다<sup>[10]~[12]</sup>. 더욱 흡수 특성이 좋은 것으로는 PML(perfectly Matched layer)이라는 흡수 경계 조건도 있지만 계산 결과와

실험 결과와 비교했을 때 Mur의 흡수 경계 조건으로도 충분히 타당한 결과를 얻을 수 있다. 따라서 본 논문에서는 흡수 경계조건으로 안테나의 위쪽과 양쪽 옆면은 Mur의 1차 흡수 경계조건을 사용하였고, 앞쪽과 뒤쪽은 분산 흡수 경계 조건을 사용하였다.

### III. 안테나의 급전 홈 영향 분석 과정

급전 홈을 갖는 마이크로스트립 안테나를 급전할 때 안테나의 반사 손실과 입력 임피던스 등의 안테나 특성은 급전 홈의 모양과 크기에 따라 변하게 된다. 급전 선로와 안테나의 완전 정합을 이루게 하는 급전 홈의 크기와 모양을 알아내기 위하여 FDTD방법의 반복적 사용으로 위의 경우들에 대하여 안테나 특성의 변화를 살펴 보았다. 먼저 급전 홈의 길이와 폭의 초기치를 잡는다. 다음은 폭의 치수를 고정시킨 후, 길이를 변화시켜가며 공진 주파수에서의  $S_{11}$ 이 최저가 되는 길이를 찾는다. 여기서 얻은 홈의 길이를 고정 시킨 후 폭을 변화 시켜가며  $S_{11}$ 이 최저가 되는 폭을 찾는다. 이런 과정을 반복하여 최적의 급전홈 폭과 길이를 찾는 방법을 그림 2에서 흐름도로 보였다.

### IV. 계산 결과

우선 공진 주파수가 6.25 GHz일 때, 높이  $h$ 가 0.787 mm이고 유전율이 2.2인 마이크로스트립 기판을 이용하여 안테나의 폭이 12.448 mm, 안테나 길이가 16 mm(폭의 0.778배)인 경우를 해석하였다. 급전홈의 길이와 폭을 변화시켜가며 FDTD방법으로 안테나 반사손실을 계산하였다. 그림 2의 방법으로 최적 급전홈의 길이와 폭을 얻은 후 그 안테나의 안테나의 반사 손실을 계산하고 측정 결과와 비교하여 그림 3에 보였다. 실제 계산시 안테나의 접지 평면이 무한하다는 가정하에 계산하였으므로 측정 오차를 줄이기 위하여 제작할 때에는 안테나의 방사 소자 끝단에서부터 유한한 접지 평면의 끝이 설계파장의 2배 이상이 되도록 제작한 후 측정하였다. 계산 결과와 측정 결과가 그림 3에서 대체적으로 일치함을 볼 수 있다.

그림 4는 위의 마이크로스트립 안테나의 경우에

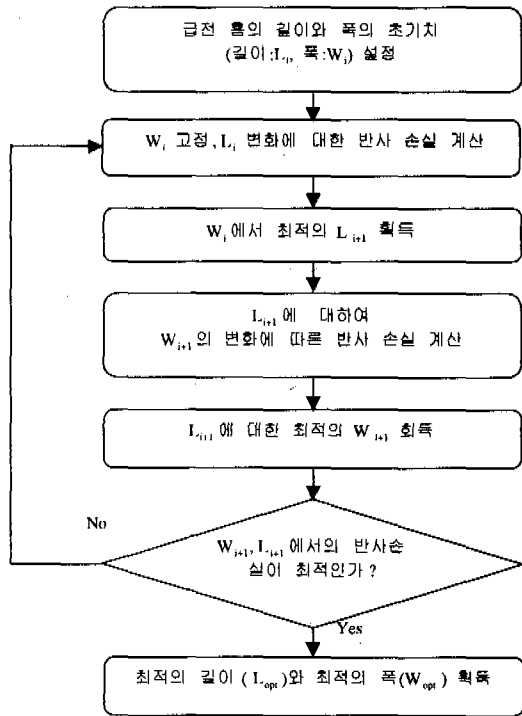


그림 2. 마이크로스트립 안테나의 최적 급전 홈 획득 과정  
Fig. 2. Procedure for finding an optimum inset cut of microstrip antenna.

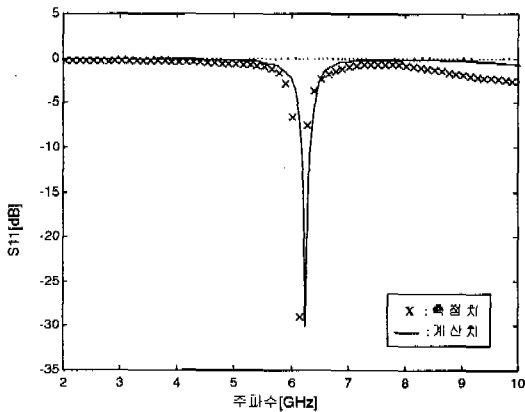


그림 3. 제작된 최적 안테나의 반사 손실의 설계치와 측정치의 비교  
Fig. 3. Comparison with the measured and the simulated return losses.

폭이 50Ω 급전선 폭의 0.417배일 경우(최적의 폭)에 급전홈 길이가 변할 때의 공진 주파수에서의 S<sub>11</sub>

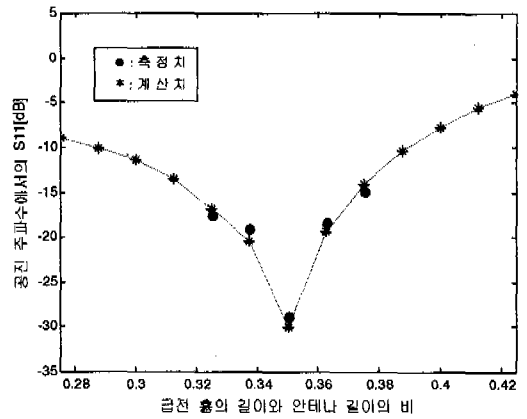


그림 4. 급전 홈 길이의 변화에 따른 반사손실  
Fig. 4. Antenna return loss for various values of inset cut length.

의 계산 결과를 보이고 있고, 5개의 제작된 안테나에서 측정된 수치와 비교하였다.

그림 4에서 보이듯이 측정치와 계산치가 일치함을 알 수 있다. 그림 4는 급전홈의 길이가 최적 길이로 가까이 근접할수록 S<sub>11</sub>이 점점 작아지고 최적점을 지나면 다시 증가함을 보여준다. 전송 선로 모델링을 이용하면<sup>[14]</sup> 대략적으로 급전홈의 길이가 안테나 길이의 0.5배가 될 때까지 증가 하면 공진 주파수의 S<sub>11</sub>이 작아지다가 그 이후로 다시 커진다는 결과를 얻게 되는데, 본 논문에서는 FDTD법을 이용하여 정확한 값을 얻을 수 있었다. 전송 선로 모델에서는 단지 급전홈 끝 단과 급전점까지의 거리만을 고려하여 캐패시턴스 소자로 모델링했기 때문에 급전선이 방사소자와 떨어지는 거리에 대한 coupling 효과를 고려해 넣지 않았기 때문이다.

그림 5는 급전홈의 길이가 안테나 패치 길이의 0.35배(최적 길이)일 경우에 급전홈 폭을 변화 시키며 공진 주파수의 S<sub>11</sub>을 계산하여 보이고, 4개의 제작된 안테나에서 측정된 수치와 비교하였다. 그림 4에서와 마찬가지로 계산 결과와 측정 결과가 대체적으로 일치함을 볼 수 있다. 그림 5에서도 최적의 폭에 근접할 때까지 공진 주파수의 S<sub>11</sub>이 점점 작아지고 최적 급전홈 폭을 지나면 다시 증가함을 알 수 있다. 측정치도 거의 일치함을 알 수 있다.

다음으로 선택하는 기관의 유전율과 높이, 중심주파수의 변화에 대하여 안테나 급전홈의 크기 변화를

알아보기 위하여 표 1과 같이 12가지의 안테나를 설계하였다.

각 변화 요인에 대하여 4가지의 안테나를 설계하였다. 각 변화 요소의 값을 변화할 때에는 나머지 다른 요인들은 같은 값으로 고정시켰다. 여기서  $W_a$ 는 안테나 방사체의 폭을 말하며,  $L_a$ 는 안테나의 길이,  $W_f$ 는 50Ω 급전 선로의 폭을 말한다.

위의 경우에서처럼 case 1에서 case 4까지 FDTD

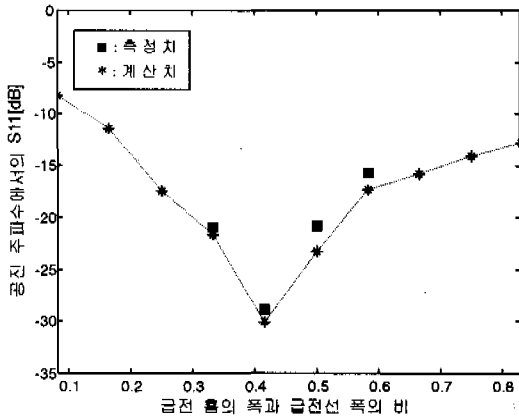


그림 5. 급전 홈 폭의 변화에 따른 안테나 반사손실  
Fig. 5. Antenna return loss for various values of inset cut width.

표 1. 설계된 안테나의 치수

Table 1. Dimensions of designed antennas.

공 통	변화	Case	$W_a$ [mm]	$L_a$ [mm]	$W_f$ [mm]	
$e_r=2.2$ $h=0.787$ mm	주 파 수	1	6.25 GHz	12.448	16.0	2.334
		2	10.2 GHz	7.776	10.0	2.438
		3	14.5 GHz	5.5	6.8	2.55
		4	18.06 GHz	5.066	5.8	2.533
$e_r=2.2$ $f_o=6.25$ GHz	기 관 높 이	5	0.508 mm	12.6875	17.346	1.4875
		6	0.787 mm	12.448	16.0	2.334
		7	1.27 mm	12.4	16.18	4.0
		8	1.575 mm	12.792	16.52	5.304
$f_o=6.25$ GHz $h=0.787$ mm	유 전 율	9	$e_r=2.2$	12.448	16.0	2.334
		10	$e_r=4.7$	8.585	11.0	1.445
		11	$e_r=6.15$	7.5756	9.66	1.2036
		12	$e_r=10.2$	5.7	7.40	0.7752

를 적용하여 계산하여 주파수의 변화에 대한 급전홈의 최적 길이와 폭의 변화를 각각 그림 6과 7에 도시하였다. 각각의 그림은 안테나 기판의 유전율을 2.2, 높이를 0.787 mm로 고정시켰을 때 주파수를 6.25 GHz에서 18.06 GHz로 변화시키면서 계산한 결과이다.

여기서 각 경우의 표시를 구간의 형태로 나타낸 것은 FDTD계산시 cell의 크기를 어떻게 정하는가에 따라 비율이 약간씩 달라짐을 고려하여 표시한 것이다. 그림 6에서 주파수가 변화할 때 안테나의 길이와 급전홈 길이의 비는 0.35~0.37사이임을 확인하였고 주파수의 변화에 대하여 최적 급전홈의 길이는 거의 영향 받지 않음을 알 수 있었다. 그림 7은 주파수에 대한 폭의 변화를 나타낸 것이다. 마찬가지로 급전홈의 폭은 급전선 폭의 약 0.42배일 때 최적임을 할 수 있었고, 이 값은 주파수에 거의 영향을 받지 않음을 알 수 있었다.

그림 8과 9는 안테나 기판의 유전율을 2.2, 중심주파수를 6.25 GHz로 고정시켰을 때 기판의 높이를 0.598 mm에서 1.575 mm로 변화시키면서 계산하여 기판 높이의 변화에 대해 각각 최적 길이와 폭의 변화를 보인 것이다. 그림 6, 그림 7과 마찬가지로 각 경우의 결과값을 cell의 크기에 따라 결과값이 변화함을 고려하여 구간 형태로 나타내었다. 그림 8에서

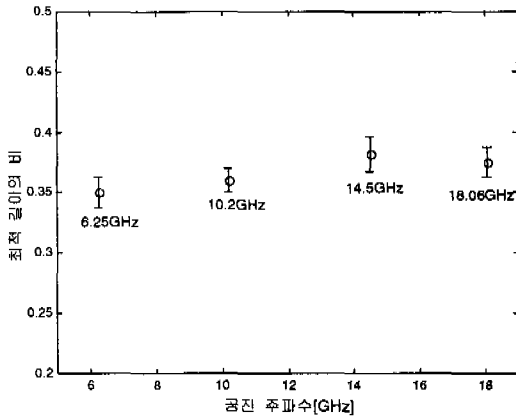


그림 6. 주파수에 대한 최적 길이의 비 변화  
Fig. 6. Optimum length ratio for various frequencies.

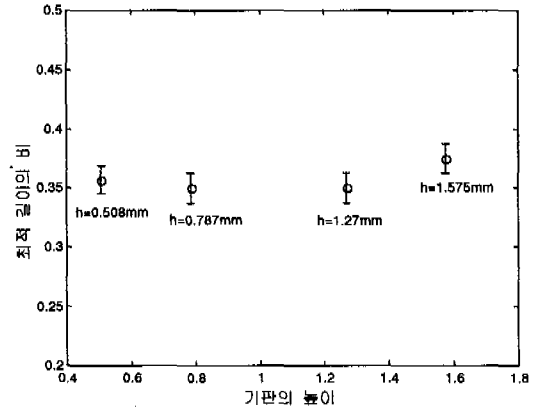


그림 8. 기판 높이의 변화에 대한 최적 길이의 비 변화  
Fig. 8. Optimum length ratio for various height of substrate.

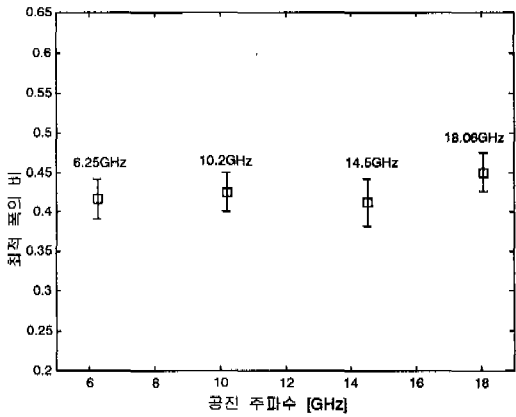


그림 7. 주파수에 대한 최적 폭의 비 변화  
Fig. 7. Optimum width ratio for various frequencies.

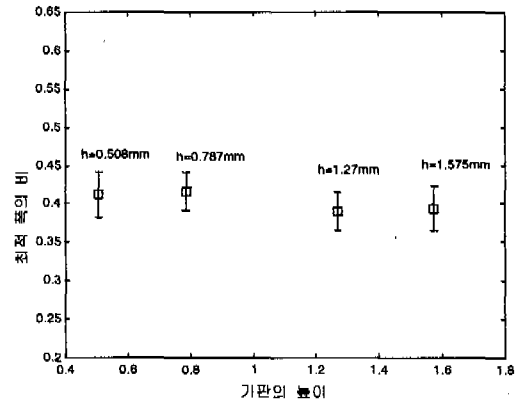


그림 9. 기판 높이의 변화에 대한 폭의 비 변화  
Fig. 9. Optimum width ratio for various height of substrates.

기판 높이가 변화할 때 최적 길이는 안테나 길이의 약 0.36배에서 거의 변화하지 않음을 확인하였다. 그림 9는 기판 높이의 변화에 대하여 최적 폭은 급전 홈 폭의 약 0.42배에서 거의 영향을 없음을 알 수 있었다.

그림 10과 11은 유전율이 2.2에서 10.2로 변화 할 때 각각의 안테나 기판의 높이를 0.787 mm, 중심 주파수를 6.25 GHz로 일정하게 유지하며 계산한 결과이다. 각각 최적 급전홈 길이와 폭의 변화를 구간 형태로 보였다. 그림 10은 유전율이 변화할 때 급전홈의 길이가 안테나 길이의 약 0.37배에서 거의 변화하지 않음을 보이고, 그림 11은 다른 경우들과서와 마찬가지로 유전율의 변화에 대하여 최적 폭이 급전

홈 폭의 약 0.42배임을 나타낸다.

이상의 연구 결과에서 마이크로스트립 안테나에서 최적의 급전 홈의 폭은 50Ω 급전선 폭의 0.42배, 길이는 안테나 길이의 약 0.35~0.37배인 것을 알 수 있었다. 이 비율은 공진 주파수, 유전체의 높이, 유전율의 변화에 거의 영향을 받지 않는다.

## V. 결 론

본 논문에서는 급전선과 패치의 접합 부분에 급전 홈을 갖는 마이크로스트립 안테나들의 특성을

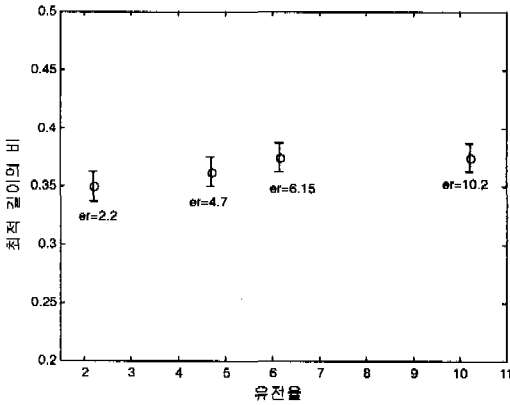


그림 10. 유전율의 변화에 대한 최적 길이의 비 변화  
Fig. 10. Optimum length ratio for various dielectric constant.

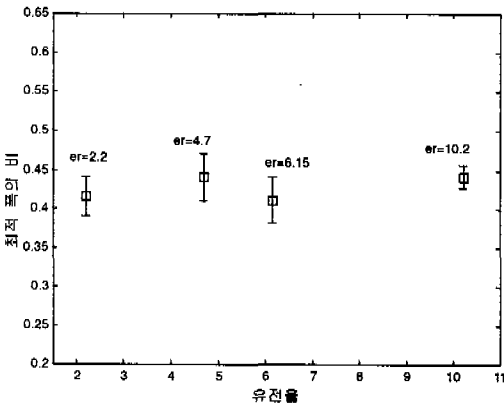


그림 11. 유전율에 대한 최적 폭의 비 변화  
Fig. 11. Optimum width ratio for various dielectric constant.

FDTD 방법으로 해석하여 최적의 급전 홈을 찾는 연구 결과를 보여 주었다. 여러 모양과 형태의 급전 홈을 가지는 마이크로스트립 안테나를 주파수, 기판의 높이, 유전율을 변화하여 설계하여 수치 해석적으로 계산하였다. 다음 각 안테나의 최적 급전홈을 찾기 위하여 FDTD 방법을 반복 수행하였다. 실제 여러 모양의 급전홈을 갖는 안테나를 제작하여 측정하였으며, 그 결과도 계산 결과와 거의 일치함을 확인하였다.

이 수치 해석적 방법을 통하여 급전홈을 갖는 마이크로스트립 안테나가 안테나 폭과 길이의 비가 0.78배인 경우에 최적 급전홈의 폭은 안테나 급전선

의 약 0.42배이고 급전홈의 길이는 안테나 길이의 약 0.36배 임을 알 수 있었다. 위의 결과는 공진 주파수, 기판의 높이, 유전율의 변화에 거의 영향 받지 않음도 확인하였다.

### 참고 문헌

- [1] K. R. Carver, J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. AP-29, no. 1, pp. 2-24, January, 1981.
- [2] D. H. Schaubert, D. M. Pozar, A. Adrian, "Effect of microstrip Antenna Substrate thickness and permittivity: comparison of theories with experiment", *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. AP-37, no. 6, pp. 677-682, June, 1989.
- [3] D. M. Pozar, "Radiation and scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. AP-35, no. 6, pp. 631-621, June, 1987.
- [4] D. M. Pozar, "Consideration for millimeter wave printed antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 5, pp. 740-747, September, 1983.
- [5] H. G. Oltman, D. A. Huebner, "Electromagnetically coupled microstrip dipoles," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-29, pp. 151-157, Jan., 1981.
- [6] P. B. Katehi, N. G. Alexopoulos, "On the modeling of electromagnetically coupled microstrip antennas-the printed strip dipole," *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. AP-32, pp. 1179-1186, Nov., 1984.
- [7] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line," *Electronics letters*, vol. 21, pp 49-50, Jan., 1985.
- [8] R. A. Sainati, *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, pp 56-62, 1996.
- [9] A. Reineix, B. Jecko, "Analysis of microstrip

patch antennas using finite difference time domain method," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-37, no. 11, pp 1361-1369, November, 1989.

- [10] D. M. Sheen, S. M. Ali, M. D. Abouzahra, J. A. Kong, "Application of the three-dimensional finite difference time domain method to the analysis of planar microstrip circuits," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 7, pp 849-857, July, 1990.
- [11] Allen Taflov, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, 1995.

- [12] Koon Keong Shee, "Analysis of the performance of ABCs for the truncation of FDTD Lattices", *Final projects for 1996 FDTD in Electromagnetics*, University of Kentucky Electromagnetics Lab. 1996.
- [13] Z. Bi, K. Wu, C. Wu, J. Litva, "A dispersive boundary condition for microstrip component analysis using the FDTD method," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-40, no. 4, pp. 774-777, April, 1992.
- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 2nd ed., Ch. 14(p.734-735), John Wiley Sons Inc., 1997.

유 지 연

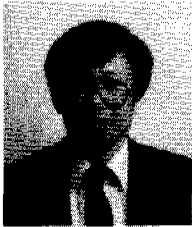


1996년 2월: 홍익대학교 전파공학과(공학사)  
 1998년 3월~현재: 홍익대학교 대학원 전파공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 안테나 해석, 마이크로파 회로설계

구 연 건

1965년 2월: 서울대학교 전기공학과(공학사)  
 1967년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)  
 1968년~1969년 캐나다 McGill 대학원  
 1977년 2월: 건국대학교 전자공학과 대학원(공학석사)  
 1967년: 전기통신 연구소  
 1973년: 전파관리국  
 1975년~1979년: 단국대학교 조교수  
 1979년~현재: 홍익대학교 교수  
 [주 관심분야] 전자장, 초고주파 및 안테나 해석

오 이 석



1957년 2월 4일생  
 1982년 2월: 연세대학교 전기공학과(공학사)  
 1988년 12월: University of Missouri-Rolla 전기 및 컴퓨터 공학과 졸업(MS)  
 1993년 12월: University of Michigan, Ann Arbor 전기공학 및 컴퓨터과학과 졸업(PhD)

1994년 3월~현재 홍익대학교 전파공학과 조교수  
 [주 관심분야] 전자파 산란 및 전파, 마이크로파 원격탐사