

정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 정확한 설계 방식

(Accurate Design Method for Rectangular Microstrip Patch Antenna)

陸 鍾 寬*** 李 弘 民** 朴 漢 奎*

(Jong Gwan Yook, Hong Min Lee and Han Kyu Park)

要 約

주파수에 따른 유효 유전율의 변화를 기존의 설계식에 첨가함으로써 C-band와 X-band 이상의 넓은 주파수 범위에서도 적용할 수 있는 정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 설계 방식을 제안하였다. 제안된 설계 방식을 이용하여 동일한 두께와 유전율을 갖는 마이크로웨이브 기판위에 7개의 안테나를 각 주파수별로 제작하여 실험함으로써 기존의 설계식들이 갖는 부정확성을 극복할 수 있음을 확인하였다. 7GHz에서 15GHz에 이르는 주파수 범위에서 실험한 결과 공진주파수는 예측한 주파수에서 오차가 $\pm 1\%$ 이내인 범위에 들어옴을 알 수 있었으며, 또한 제작한 안테나의 방사패턴도 이론값과 거의 일치하였다.

Abstract

An accurate design method for rectangular microstrip patch antenna that can be applied to wide range of frequencies (C-band to X-band) is proposed. With due regard the frequency dependant effective dielectric permittivity to design formula, the inaccuracy of previous design formulae can be overcome. The results predicted by new procedure are compared well with experimental results that had varying operation frequencies between 7GHz and 15GHz. Antennas are fabricated over microwave substrates with the same dielectric permittivity and thickness. Radiation power patterns are also measured and they agree well with theoretical values.

I. 서 론

마이크로스트립 패치 안테나는 그 구조적인 장점

때문에 여러 분야에서 사용되고 있지만, 사용 주파수가 X-band 이상으로 증가하게 되면 기존의 설계식들을 적용할 수 없게된다.^[1~3] 이는 주파수가 높아짐에 따라 유전체 공진기 내부에서 고차 모드가 발생하게 되고, 기판 표면에서는 표면파가 발생하기 시작하며 이러한 분산 효과에 의하여 유효 유전율등이 변화하게 되어 그 특성이 매우 복잡한 양상을 띄게 된다.^[4] 또한 실제적으로 제작하게 되는 안테나의 크기가 유한하기 때문에 그에따른 효과도 고려 되어야

*正會員, ***準會員, 延世大學校 電子工學科 (Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.)

**正會員, 安養工業專門大學 電子通信科 (Dept. of Elec. Comm. Eng., Anyang Tech. College)

接受日字: 1989年 4月 26日

한다.^[5]

1987년 D. L. Sengupta는 마이크로스트립 패치 안테나의 도체면에 분포하는 전류는 도체면의 위와 아래에 분포하는 전류의 합으로 계산해야 한다는 것을 입증한바 있으며,^[6] 그보다 앞서 1983년에는 등가 전송선로 회로를 이용하여 공진 주파수와 특성 변수들과의 관계를 보인바 있다.^[7] 또한 1987년 R. Garg와 S. A. Long은 전기적으로 두꺼운 유전체 위의 안테나에 대한 공진 주파수를 구하기 위한 대수식을 발표한바 있다.^[8] 최근들어 1988년 N. M. Martine은 600MHz에서 5GHz 사이에서 가장자리 확장변수(edge extension parameters)를 고려하여 오차가 2% 이내인 공진 주파수 계산식을 발표하였다. 이와같은 식들은 거의 경험에 의존하고 있으며 그 적용 범위가 5GHz 이하임을 알 수 있다. 이는 앞에서 설명한 여러가지 복합적 특성 때문이다. 또한 주파수 대역폭이 5% 내외인 마이크로스트립 패치 안테나의 경우에 오차가 2% 정도라는 것은 실제 제작할 때의 오차까지 고려한다면 비실제적임을 알 수 있다.

본 논문에서는 유효 유전율이 주파수에 따라 비선형적으로 변화하며 X-band 부근에서 매우 심한 변화가 있다는 사실에 착안하여 I. J. Bahl에 의하여 제시된^[9] 정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 설계식을 변형하여 C-band에서 X-band에 이르는 범위에서 적용 가능한 설계식을 제안하고자 한다. 이것은 지금까지 제안된 설계식들이 갖는 적용 주파수 한계를 극복하면서 그 정확도도 향상시킬 수 있다는 장점이 있으며, 근사식과 대수식을 이용하기 때문에 컴퓨터를 이용한 계산에 있어 매우 효과적이다. 이와같은 결과는 7GHz에서 15GHz에 이르는 주파수 범위에서 실험하여 입증 하였다.

다음 2 장에서는 새로운 설계방식을 제시하였으며, 3 장에서는 제작한 안테나의 공진 특성 및 방사특성의 측정을 통하여 제안한 설계 방식의 정확성을 알아 보았다.

II. 이 론

그림 1과 같은 정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 설계를 위하여 Bahl이 제시한 설계식을 이용하면 안테나의 폭 W와 길이 L을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$W = \frac{c_0}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

$$L = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta l \quad (2)$$

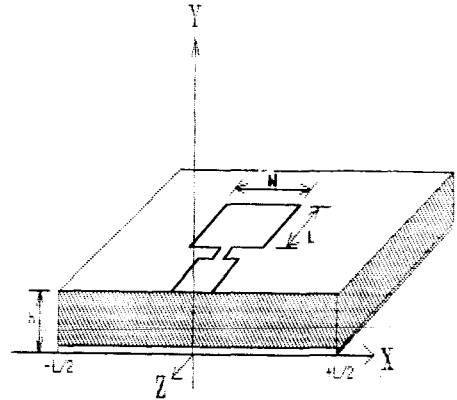


그림 1. 정방형 마이크로스트립 패치 안테나
Fig. 1. Rectangular microstrip patch antenna.

여기에서 c_0 는 진공중에서의 광속도이며, ϵ_e 는 유효 유전상수이고 Δl 은 fringing field에 의한 확장 효과를 고려한 항이며 f_r 은 원하는 동작 주파수이다. 즉,

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

$$\Delta l = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258)(w/h + 0.8)} \quad (4)$$

위의 식들은 주파수에 따른 분산효과가 고려되어 있지 않기 때문에 주파수가 5GHz 이상 올라가면 W와 L이 너무 크게나와 결과적으로 공진 주파수가 아랫쪽으로 천이하는 현상이 나타나게 된다. 이와같은 문제를 해결하기 위하여 Edwards와 Owens에 의하여 제안된 분산식을 이용한다.^[10]

$$\epsilon_{eff}(f_r) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + (.43f_r^2 - .009f_r^2)(h/Z_0)^{1.33}} \quad (5)$$

여기에서 h는 기판의 두께(mm)이며, f_r 은 동작 주파수(GHz)이고, Z_0 는 전송선로의 특성 임피던스이다. $\epsilon_{eff}(0)$ 는 기판의 두께와 전송선로의 폭에 의하여 결정되는 주파수에 무관한 유효 유전상수이다.

이제 주파수에 의한 효과를 fringing field 계산식에 고려해 넣기 위하여 식(4)의 ϵ_e 대신에 $\epsilon_{eff}(f)$ 를 대입하여 확장계수 Δl 을 결정하며, 이렇게 계산된 Δl 을 이용하여 공진기의 길이 L을 결정할 수 있다. 물론 공진기의 폭W는 원하는 주파수와 사용하는 유전체에 따라 가장 먼저 계산되는 값이며, 이는 안테나의 설계시 먼저 고정해야 하는 값이기 때문이다.

위와 같이 결정된 공진기의 크기, 즉 패치의 길이

와 폭은 급전선로의 폭과 길이를 결정할 수 있게 해 준다. 마이크로스트립 패치 안테나의 공진특성 및 방사특성은 급전 형태에 의하여 큰 영향을 받기 때문에 급전방법 및 급전위치를 선택하는 것은 매우 중요하다. 본 논문에서는 마이크로스트립 선로를 이용하여 급전하는 방식을 선택 하였다.

공진기의 폭이 결정되면 방사 임피던스를 결정 할 수 있다. 즉,

$$Rr = \frac{60\pi^2}{\int_0^\pi \sin^2(k_0 W \cos \theta / 2) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta} \quad (6)$$

여기서 k_0 는 자유공간에서의 파수이다.

이와같이 결정된 방사 임피던스와 50ohm 급전선과의 관계에 의하여 $\lambda_g/4$ 변환기의 폭을 결정할 수 있으며, 관내파장 λ_g 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\lambda_g = \frac{c_0}{fr \sqrt{\epsilon_{reff}(fr)}} \quad (7)$$

위식(7)을 이용하면 $\lambda_g/4$ 를 구할 수 있으며, 50ohm 선로의 폭은 유전체의 두께와 도체판의 두께, 분산 효과를 고려한 관내파장 등에 의하여 결정된다. 그림 2는 제시된 설계과정의 흐름도이다.

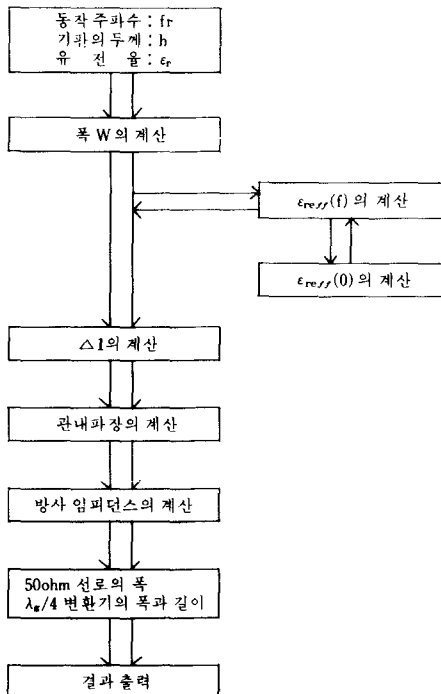


그림 2. 마이크로스트립 패치 안테나의 설계과정
Fig. 2. Design procedure of microstrip patch antenna.

III. 실험 및 결과고찰

1. 안테나의 공진 특성 및 대역폭

안테나의 %대역폭은 주어진 주파수 구간에서 VSWR이 2보다 작아지는 구간의 폭과 중심 주파수의 비로 정의할 수 있다. 즉,

$$BW(\%) = 2 \frac{f_{high} - f_{low}}{f_{high} + f_{low}} \times 100 \quad (8)$$

여기에서 f_{high} 와 f_{low} 는 각각 VSWR이 2.0인 주파수로써 $f_{high} \geq f_{low}$ 의 관계를 만족하며, VSWR이 최소가 되는점을 중심 주파수로 정의하지 않은 것은 1개 이상의 극소값(local minimum)이 발생할 수 있기 때문이다. 또한 제안된 설계식의 타당성을 입증하기 위하여 공진이 예상되는 주파수 즉, 설계한 주파수와 측정된 공진 주파수와의 차이로써 %오차를 정의하였다.

$$\%오차 = \frac{f_{design} - f_{measure}}{f_{design}} \times 100 \quad (9)$$

여기에서 f_{design} 은 공진이 예상되는 주파수이며, $f_{measure}$ 는 측정된 공진 주파수를 가리킨다.

안테나의 공진 주파수는 7개의 정방향 패치로 부터 측정하였으며, 모두 마이크로스트립 선로로 급전하였고, $\lambda_g/4$ 변환기를 안테나와 함께 동일 평면상에 구성하였다. 그 형태는 그림 1과 같다. 7개의 안테나는 3M사의 CuClad Teflon fiber glass를 이용하여 제작하였고, 유전율은 2.45, 기판의 두께는 1.524 mm이다. 안테나의 뒷면은 접지면으로 이용하였다. 안테나의 전체 크기는 사용 파장의 6~7배가 되도록 하여 가장자리의 영향을 최소화 하도록 하였다.

표 1. 마이크로스트립 패치 안테나의 설계값
Table 1. Dimensions of microstrip patch antennas.

중심 주파수 [GHz]	기판의 종류		패치의 크기		λg/4 변환기		50 선로 [mm]
	유전율	두께 [mm]	폭 [mm]	길이 [mm]	폭 [mm]	길이 [mm]	
7	2.45	1.6	16.32	1.251	0.657	7.054	4.636
8	2.45	1.6	14.28	10.77	0.657	6.176	4.636
9	2.45	1.6	12.69	9.42	0.657	5.497	4.636
10	2.45	1.6	11.42	8.34	0.657	4.951	4.636
11	2.45	1.6	10.38	7.45	0.657	4.504	4.636
12	2.45	1.6	9.517	6.71	0.657	4.130	4.636
15	2.45	1.6	7.614	5.10	0.675	3.307	4.636

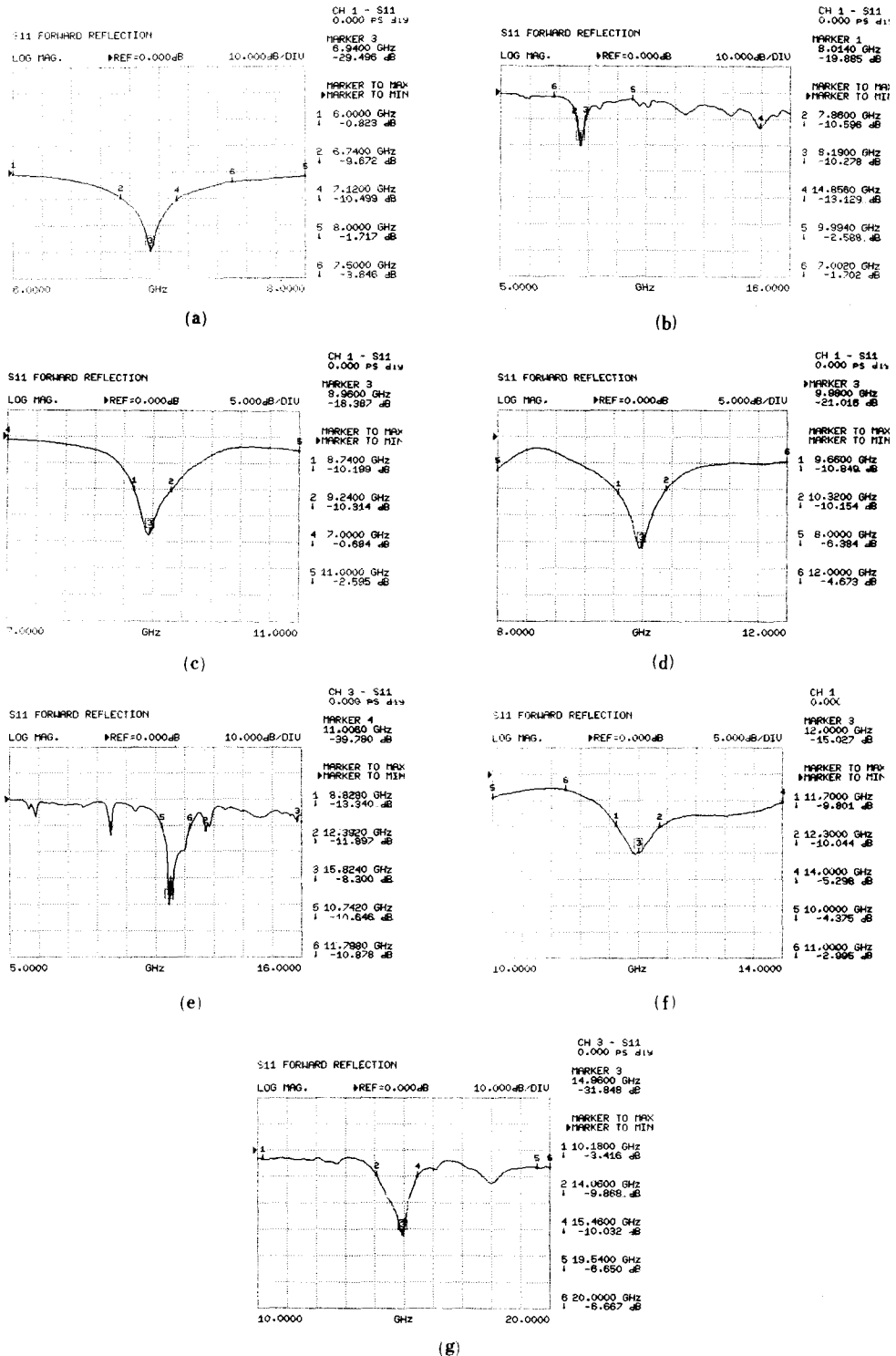


그림 3. 제작한 안테나의 공진 특성

(a) 7GHz (b) 8GHz (c) 9GHz (d) 10GHz (e) 11GHz (f) 12GHz (g) 15GHz

Fig. 3. Resonant characteristics of fabricated antenna.

(a) 7GHz, (b) 8GHz, (c) 9GHz, (d) 10GHz, (e) 11GHz, (f) 12GHz, (g) 15GHz

기존의 설계식들이 X-band 이상에서는 적용될 수 없음을 생각하여 본 논문의 실험에서는 7GHz에서 15 GHz에 이르는 주파수 범위에서 동작하도록 7개의 안테나를 설계, 제작하였으며, vector network analyzer를 이용하여 return loss (또는 VSWR)를 측정하였다.

설계한 7개의 안테나에 대한 설계값들은 표 1 과 같으며, 이 값들은 기존의 발표된 Bahl식에 비하여 공진기의 길이 L이 1.5%에서 4%정도 작은 값이 나올 수 있다. 이러한 차이는 유전체의 두께가 증가할 수록 커지며, 동일한 두께를 갖는 경우에는 유전율이 증가할 수록 차이가 커짐을 알 수 있다. 또한 동일한 두께와 유전율을 갖는 경우에도 설계 주파수가 증가하면 그 차이가 커졌다. 이러한 결과는 종래의 설계식들이 주파수가 증가할 수록 예측 주파수에서 측정 공진 주파수가 벗어나는 현상을 보상할 수 있으며, 특히 새로운 설계값들이 기존의 값들에 비하여 작기 때문에 공진기의 크기가 감소하고 낮은 주파수쪽으로 천이하였던 공진 주파수를 원하고자 하는 주파수로 회복시킬 수 있다.

또한 설계값들에서 알 수 있는 것은 기관의 유전율과 두께가 결정되면 50ohm 선로의 폭과 $\lambda_g/4$ 변환기의 폭이 일정하게 결정된다는 것이다. 한편 이러한 현상은 계산시 어떠한 변수를 먼저 고정시키는데 따라 달라짐을 알 수 있다. 안테나 패치의 크기는 기관의 두께가 두꺼워질 수록 작아지며, 유전율이 증가하면 두 도체 사이에 저장되는 에너지의 양이 증가하기 때문에 방사소자의 크기가 줄어들음을 확인할 수 있었다.

그림 3은 제작한 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 특성을 측정한 것이다. (a)의 경우 7GHz에서 동작하도록 제작한 것으로서 return loss가 -30dB 가까이 나와 정합이 매우 잘되고 있으며, 6.94GHz에서 공진이 일어나고 있다. 이것은 제작상의 오차와 실험 환경을 고려한다면 양호한 값임을 알 수 있다. (b)의 경우는 8GHz에서 동작하도록 설계한 것으로서 오차가 -0.18% 정도 발생하였다. 또한 14.856GHz에서 고조파 성분이 2차 공진을 일으키고 있음이 보이고 있다. (c)의 경우 원하는 주파수에서 약 40MHz 아랫쪽에서 공진이 일어나고 있다. 하지만 예상한 주파수인 9GHz에서도 충분히 공진이 일어나고 있다. (d)의 그림은 10GHz에서 동작하도록 제작한 것으로서 20MHz 정도 빗나감음을 알 수 있다. (e)의 그림은 11GHz에서 동작하도록 제작한 안테나의 공진 특성으로써 측정 주파수 범위가 5GHz에서 16GHz에 이르기 때문에 계기의 최소 분해능이 66MHz인 경우이다.

따라서 최소 return loss가 나온 주파수에서 위아래로 33MHz 정도는 움직일 수 있다. (f)는 매우 정확한 결과를 보여주고 있지만 계기의 최소 분해능이 20MHz인 경우이므로 위아래로 10MHz의 오차 범위를 갖는다. 이러한 계기의 오차는 최초 calibration시 필수적으로 결정되는 것으로서 측정하고자 하는 주파수 범위가 넓을 수록 그 분해능은 떨어지는 것이다. 마지막으로 (g)는 15GHz에서 동작하도록 설계된 안테나의 공진 특성을 보여주고 있으며, 매우 정확한 결과임을 알 수 있다. 이와 같은 결과는 본 논문에서 제시한 새로운 설계 방식의 타당성을 입증하여 주는 것이며, 공진 특성과 오차, 대역폭 특성은 표 2에 요약하여 놓았다.

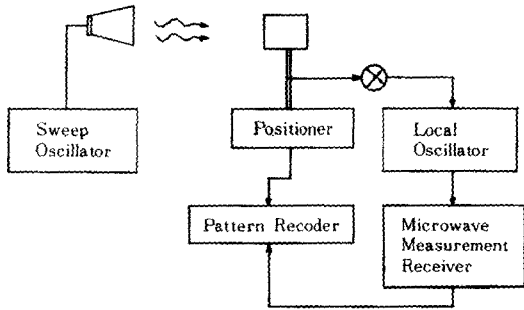
표 2. 제작한 안테나의 공진 특성
Table 2. Resonant characteristics of antennas.

중심주파수 [GHz]		%오차 [%]	Return loss [dB]	대역폭 [GHz]	%대역폭 [%]
예측값	측정값				
7.0	6.940	0.86	-29.498	0.38	5.48
8.0	8.014	-0.18	-19.885	0.33	4.11
9.0	8.960	0.44	-18.387	0.50	5.56
10.0	9.980	0.20	-21.016	0.66	6.61
11.0	11.006	0.05	-39.780	1.056	9.37
12.0	12.000	0.00	-15.027	0.60	5.00
15.0	14.960	0.27	-31.848	1.40	9.49

2. 제작한 안테나의 방사패턴

안테나의 방사패턴과 이득을 측정하기 위하여 그림 4와 같은 시스템을 구성하였다. 송신은 표준 혼안테나 DBG-520-10을 이용하였으며, 수신은 제작한 마이크로스트립 패치 안테나로 하였다. 또한 주위 백사과의 영향을 최소화 하기 위하여 준 무반사실에서 실험하였으며, 이득은 표준 혼안테나와 비교 측정하였다. 방사패턴은 최대값으로 정규화하여 자동 패턴기록 장치에서 그리도록 하였다.

그림 5는 제작한 정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴을 그린 것이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 H-평면 패턴은 부로브가 생기지 않으며 E-평면 패턴은 부로브가 발생하였다. 이는 급전선로와 커넥터의 영향에 의하여 E-평면 패턴이 영향을 받았기 때문이다. 제작한 안테나의 이득은 5~9 dB 사이이며, 3dB 빔폭은 65°에서 85° 사이임을 알 수 있다. 표 3은 제작한 안테나의 H-평면 특성을 요약한 것이다.



* 송신안테나: 표준 혼 안테나(DBG-520-10)
 피 측정 안테나: 정방형 마이크로스트립 패치 안테나

그림 4. 방사패턴 측정 시스템 구성도
 Fig. 4. Block diagram for measuring the radiation patterns.

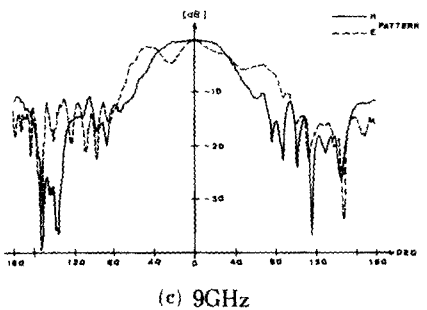
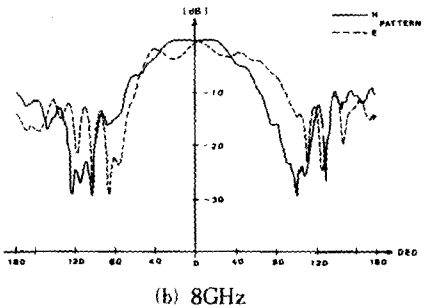
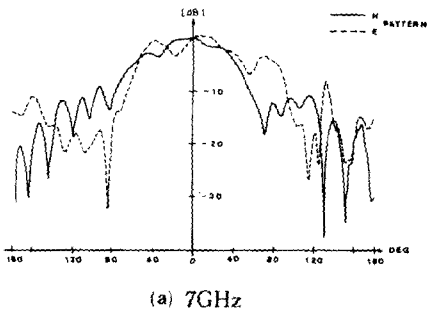
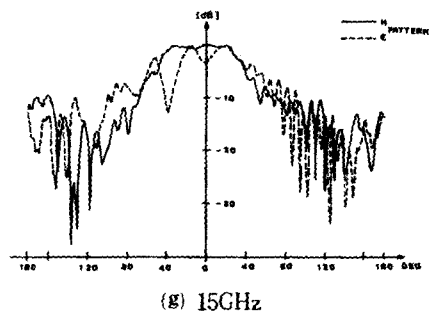
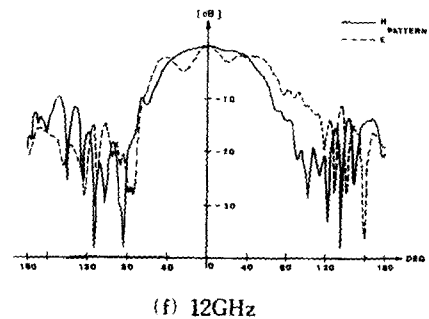
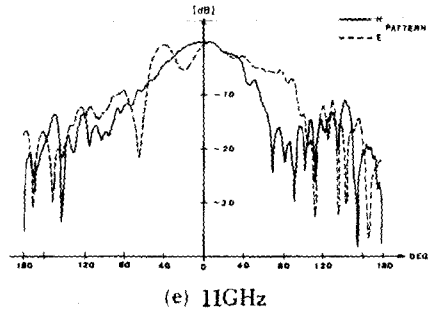
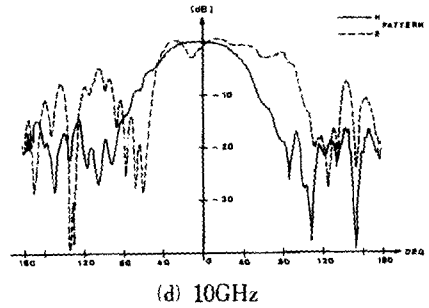


그림 5. 제작한 정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴
 (a) 7GHz (b) 8GHz (c) 9GHz
 (d) 10GHz (e) 11GHz (f) 12GHz
 (g) 15GHz

Fig. 5. Radiation patterns of fabricated rectangular microstrip patch antenna.
 (a) 7GHz, (b) 8GHz, (c) 9GHz,
 (d) 10GHz, (e) 11GHz, (f) 12GHz,
 (g) 15GHz.

표 3. 제작한 안테나의 방사 특성
Table 3. Radiation patterns of antennas.

중심주파수 [GHz]	이득 [dB]	3dB 빔폭 [°]	VSWR
7	5.2	66	1.077
8	7.3	73	1.226
9	6.1	66	1.345
10	8.25	78	1.201
11	7.0	66	1.021
12	4.8	84	1.261
15	5.0	82	1.051

IV. 결 론

본 연구에서는 정방형 마이크로스트립 패치 안테나의 설계에 있어서 기존의 설계식들이 주파수가 높아짐에 따라 적용될 수 없음을 고려하여 새로운 설계방식을 제안하였다. 즉, 주파수에 따른 분산 효과를 설계식에 첨가함으로써 C-band에서 X-band에 이르는 넓은 주파수 범위에서 적용할 수 있는 설계식을 유도하였다. 주파수에 따른 유효 유전율의 변화라는 간단한 착안점과 계산시간의 짧음, 그리고 그 정확도는 좋은 결과임을 알 수 있다.

또한 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭이 5~6% 내외임을 고려해 볼 때 제시한 설계 방식에 따른 결과의 최대 오차가 1% 미만인 것은 매우 우수한 결과인 것이다. 이것은 주파수에 따른 분산효과가 안테나의 설계 또는 분석에 있어서 반드시 고려되어야 함을 말하는 것이다. 앞으로 더욱 넓은 주파수와 여러가지 두께와 유전율을 갖는 기판에 대한 타당성 조사가 진행되어야 할 것이며, 좀더 정확한 주파수에 따른 유효 유전율식을 고려하는 것이 남은 과제일 것이다.

참 考 文 獻

[1] N.M. Martin, "Improved cavity model parameters for calculation of resonant frequency of rectangular microstrip antennas," *Electronics Letters*, vol. 24, no. 11,

pp. 680-681, 1988.
 [2] E. Hammerstad and O. Jense, "Accurate models for microstrip computer-aided design," *MTT International Symposium Digest*, pp. 487-408, 1980.
 [3] I.J. Bhal and R. Gerg, "Simple and accurate formula for a microstrip with finite strip thickness," *Proceedings of the IEEE*, vol. 65, no. 11, pp. 1161-1162, Nov. 1977.
 [4] D.M. Pozar and S.M. Voda, "A rigorous analysis of a microstripline fed patch antenna," *IEEE Trans. on antennas and propagation*, vol. AP-35, no. 12, pp. 1343-1350, Dec. 1987.
 [5] John Huang, "The finite ground plane effect on the microstrip antenna radiation patterns," *IEEE Trans. on antennas and propagation*, vol. AP-31, no. 4, pp. 649-659, July 1983.
 [6] T.M. Willis and D.L. Sengupta, "Accuracy of standard patch antenna models," *Electronics Letters*, vol. 23, no. 25, pp. 1376-1378, Dec. 1987.
 [7] D.L. Sengupta, "Approximate expression for the resonant frequency of a rectangular patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 19, no. 20, pp. 834-835, Sep. 1983.
 [8] R. Garg and S.A. Long, "Resonant frequency of electronically thick rectangular microstrip antennas," *Electronics Letters*, vol. 23, no. 21, pp. 1149-1151, Oct. 1987.
 [9] I.J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antennas*, Artech House, 1980.
 [10] T.C. Edwards, *Foundation for Microstrip Circuit design*, Chichester: John wiley & Sons, 1981. *

감사의 글

본 연구의 실험에 도움을 주신 윌트론 코퍼레이션의 최춘권씨와 하이게인 안테나의 김규인, 서태원씨에게 사의를 표합니다.

著者紹介



陸 鍾 寬 (準會員)

1964年 5月 27日生. 1987年 2月 연세대학교 전자공학과 학사학위 취득. 1989年 2月 연세대학교 대학원 전자공학과 석사학위 취득. 主 관심분야는 마이크로웨이브 집적 회로, 마이크로웨이브 다층구조 인쇄회로기판 안테나의 해석 및 실험 등임.

朴 漢 奎 (正會員) 第25卷 第8號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수



李 弘 民 (正會員) 第25卷 第11號 參照

현재 안양공업전문대학 전자통신과 부교수