제 출 문

본 보고서를 「무선가입자망용 평면 마이크로스트립 안테나 설계 연구에 관한 연구」과제의 최종보고서로 제출합니다.

2000 . . .

연구책임자 : 공업연구관 김 영 규

연 구 원 : 전송 주사 박 재 수

연 구 원 : 공업연구사 오 성 택

연 구 원 : 전송주사보 김 영 윤

요　약　문

1. **과제명 : 무선가입자망용 평면 마이크로스트립 안테나 설계 연구**

2. **연구기간** : 2000. 1. ~ 2000. 12.

3. **연구책임자 : 공업연구관 김 영 규**

4. **계획 대 진도**

가. 월별 추진내용

세부연구내용	연구자	월별 추진일정												비 고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
○ 마이크로스트립 안테나의 이론 연구	박재수 오성택 김영윤	─	─	─	─	─	─	→						
○ 마이크로스트립 안테나 설계 기술 연구		─	─	─	─	─	─	─	─	─	→			
○ 무선가입자망용 마이크로스트립 안테나 설계 연구								─	─	─	─	→		
○ 보고서 작성													→	
분기별 수행진도 (%)		25%			25%			25%			25%			100%

나. 세부 과제별 추진사항

1) 마이크로스트립 안테나의 이론 연구

o 급전구조에 대한 이론 분석

o 최적합 유전체에 대한 분석

o 복사 element 형태분석

o 복사 elment에 대한 대역폭 및 효율 향상을 위한 분석

2) 마이크로스트립안테나 설계기술 연구

o 사각모형의 마이크로스트립 안테나에 대한 분석

o 원형 마이크로스트립 안테나에 대한 분석

o 다이폴형태의 마이크로스트립 안테나 분석

3) 무선가입자망용 마이크로스트립 안테나 설계 연구

o 안테나 설계용 소오프트웨어를 통한 안테나 설계

o 설계된 안테나에 대한 모의 실험

5. 연구 결과

1)무선가입자망용 마이크로스트립 안테나 설계도

2) 연구보고서

6. 기대효과

o 기존 섹터 안테나보다 소형, 경량의 안테나로 국내 안테나 산업 지원

o 마이크로스트립 안테나에 대한 설계 기술 확보

o 안테나 및 RF 관련 전문 인력 육성

7. 기자재 사용 내역

o 안테나 설계용 시뮬레이션 S/W사용

10. 기타사항

SUMMARY

We perform the design and simulation using antenna design software for WLL antenna, study on the theory and design procedure for microstrip antenna.

In 1 chapter, we made simple introduction an antenna for WLL.

In 2 chapter, we was performed the study on the introduction antenna of microstrip antenna, merit • demerit, applications, radiation field, parameters, antenna type and antenna feed.

In 3 chapter, we was performed the study on analyses of retangular microstrip antenna radiator, design procedure for rectangular microstrip antenna and the design considerations for practical microstrip antenna.

In 4 chapter, we was perfomed the design of simplest shape rectangular patch antenna.

목 차

제 I 장 서론

무선가입자망용(WLL:Wireless Local Loop)기술은 1940 50년대 원거리지역 유선통신의 임시 해결 방편으로 등장한 Rural Radio Link가 고비용, 고전력 조건, 시스템의 신뢰도 및 효율면에서의 문제점 등으로 인해 발전되지 못하다가, 1970년대 들어 RF (Radio Frequency) 기술의 발달로 Subscriber Radio가 등장한 후 1980년대 후반에 반도체 및 디지털 무선통신기술의 발달로 주파수 효율, 무선채널 품질, 가입자당 구축비용 등 이전의 문제점이 해결되면서부터 본격적으로 개발되기 시작하였다. 무선가입자망용의 전체적인 시스템중에서 송수신을 담당하는 안테나에 대해서 알아보기 위해서 마이크로스트립 안테나에 대한 이론 및 설계 절차에 대한 연구와 안테나 설계용 소오프트웨어를 이용하여 설계 및 시뮬레이션하였다

제 Ⅱ 장 마이크로스트립 안테나의 이론

1절 마이크로스트립 안테나의 소개

마이크로스트립 복사체의 개념이 1953년 初 Deschamps에 의해 최소로 제안되었다. 그러나, 실제 안테나로 제작되기까지 20년이 지났으며, 더 나은 이론적 모델과 광대역의 유전상수를 갖는 구리 혹은 금도금된 유전 기판을 위한 photo-etch 기술로써, 열과 기계적인 성질과 낮은 연결 손실이 개발되었다. 첫 번째의 실제 안테나로는 1970년대 초반에 Howell과 Munson에 의해 개발되었다. 그후, 경량, 소형, 저가격, 평면 모양과 집적화의 호환성등 과같은 무수한 이점을 활용할 수 있으므로 마이크로스트립 안테나와 배열 안테나에 대한 많은 연구와 개발이 다양한 응용분야과 마이크로파 안테나에 대한 넓은 분야로 발전되어 왔다.

평면 모양의 인쇄된 안테나의 여러 가지 형태는 마이크로스트립 안테나, 스트립라인 슬롯 안테나, cavity backed printed antenna와 다이폴로 인쇄된 안테나가 있다. 이들 안테나의 형태에 대한 특성은 표 1에서 비교하였다.

표1. 여러 가지의 마이크로스트립 안테나에 대한 비교

Characteristic	Microstrip antenna	Stripline slot antenna	Cavity backed printed antenna	Printed dipole antenna
Profile	Thin	Not very thin	Thick	Thin
Fabrication	Very easy	Easy	Difficult	Easy
Polarization	Both linear and circular	Linear	Both linear and circular	Linear
Dual Frequency operation	Possible	Not possible	Not possible	Not possible
Shape flexibility	Any shape	Only rectangular	Other shapes possible	Rectangular and triangular
Spurious radiation	Exists	Exists	Doesn't exist	Exists
Bandwidth	1-5%	1-2%	- 10%	- 10%

2절 마이크로스트립 안테나의 정의

그림1과 같이, 가장 단순한 모양의 마이크로스트립 안테나는 유전기판(ε_r)의 한 면에 복사 패치로 구성되고 다른 면에는 접지면으로 구성되어 있다. 일반적으로 구리 또는 금으로 된 패치 도체는 실질적으로 모든 모양으로 가정할 수 있으나, 전통적인 형태는 일반적으로 분석과 성능 예측을 단순화하는데 이용된다. 이상적으로, 기판의 유전률 ε_r은 2.5이하이어야 하며, 복사를 설명하는 주변장를 향상시키기 때문이다. 그러나, 다른 성능의 요구사항들은 말하면 5이상 보다 클 수 있다. 유전체와 접속 손실의 커다란 영역을 가지는 다양한 형태의 기판들이 개발되었다.

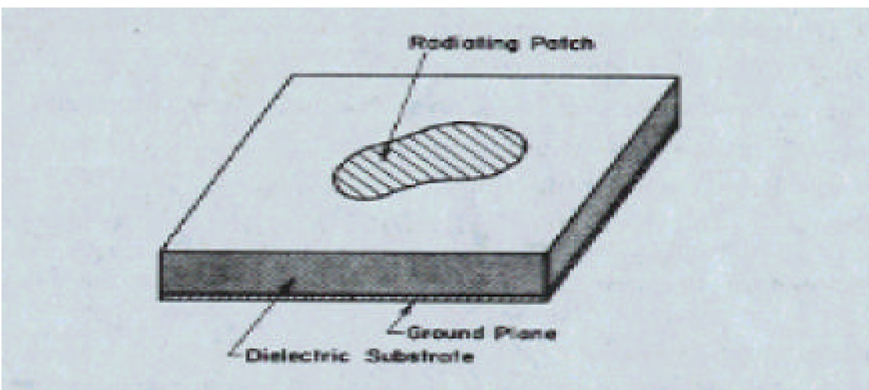

Figure 1 Microstrip Antenna Configuration.

제3절 마이크로스트립 안테나의 장점과 단점

마이크로스트립안테나는 전통적인 마이크로웨이브 안테나와 비교해서 여러 가지 장점이 있고 100MHz에서 50GHz까지 넓은 주파수 영역이사에서 많은 응용분야가 있다. 전통적인 마이크로웨이브 안테나와 비교해서 마이크로스트립안테나의 몇 가지의 원리적인 장점은

- 가볍고, 작은 크기, 등각으로 된 낮은 profile 평면 배열
- 낮은 제작비용; 대량생산에 쉽게 수정할 수 있음
- 얇게 할 수 있음; 거대한 항공우주선의 공기역학에 교란되지 않음
- 안테나는 많은 변함없이 미사일, 로켓과 위성에 쉽게 장작됨
- 안테나는 낮은 산란 단면적을 갖음

- 선형, 원형 편파는 피드위치에서 간단한 변화로 가능
- 이중 주파수 안테나를 쉽게 만듬
- cavity backing이 필요치 않음
- 마이크로스트립안테나는 모듈 설계와 적용 가능 (오실레이터, 증폭기, 다양한 감쇄기, 스위치, 변조기, 믹서, 위상변위기,등 과 같은 반도체 소자는 안테나 기판보드에 직접 추가할 수 있음)
- 피드선과 정합회로는 안테나 구조와 동시에 제작된다.

그러나, 또한 마이크로스트립안테나는 전통적인 마크로웨이브 안테나와 비교해서 여러 가지 단점들이 있다.

- 좁은 대역폭
- 손실, 따라서 다소 낮은 이득
- 대부분의 마이크로스트립안테나는 반평면으로 복사한다.
- 최대 이득에서 실제적인 제한
- 좋지 않는 endfire 복사 성능
- 피드와 복사소자간의 차단특성이 좋지 않음
- 표면파의 여기 가능성
- 낮은 전력 조정력

그러나, 이런 단점들의 영향을 실질적으로 줄이는 방법들이 있다. 예를 들면, 표면파 여기는 설계 및 제작하면서 주의함으로써 억제되고 제거될 수 있다.

4절 응용분야

실제 많은 설계에서는, 단연 마이크로스트립안테나의 장점이 단점보다 더 가치가 있다. 마이크로스트립안테나의 이용 증가와 계속적인 연구 개발로, 대부분의 응용분야에 필요한 전통적인 안테나를 궁극적으로 대신할 것이다. 마이크로스트립안테나들이 개발되어 왔던 주목할 만한 시스템들이 다음과 같다.

- 위성통신
- 도플러와 다른 레이더
- 전파고도계

- 명령 및 조정
- 미사일 원격지령
- 휴대용 장비
- 환경측정 기기 및 원격탐사
- 복잡한 안테나의 피드소자
- 위성 항해 수신기
- 생의학 복사계

5절 마이크로스트립 안테나의 복사 작용

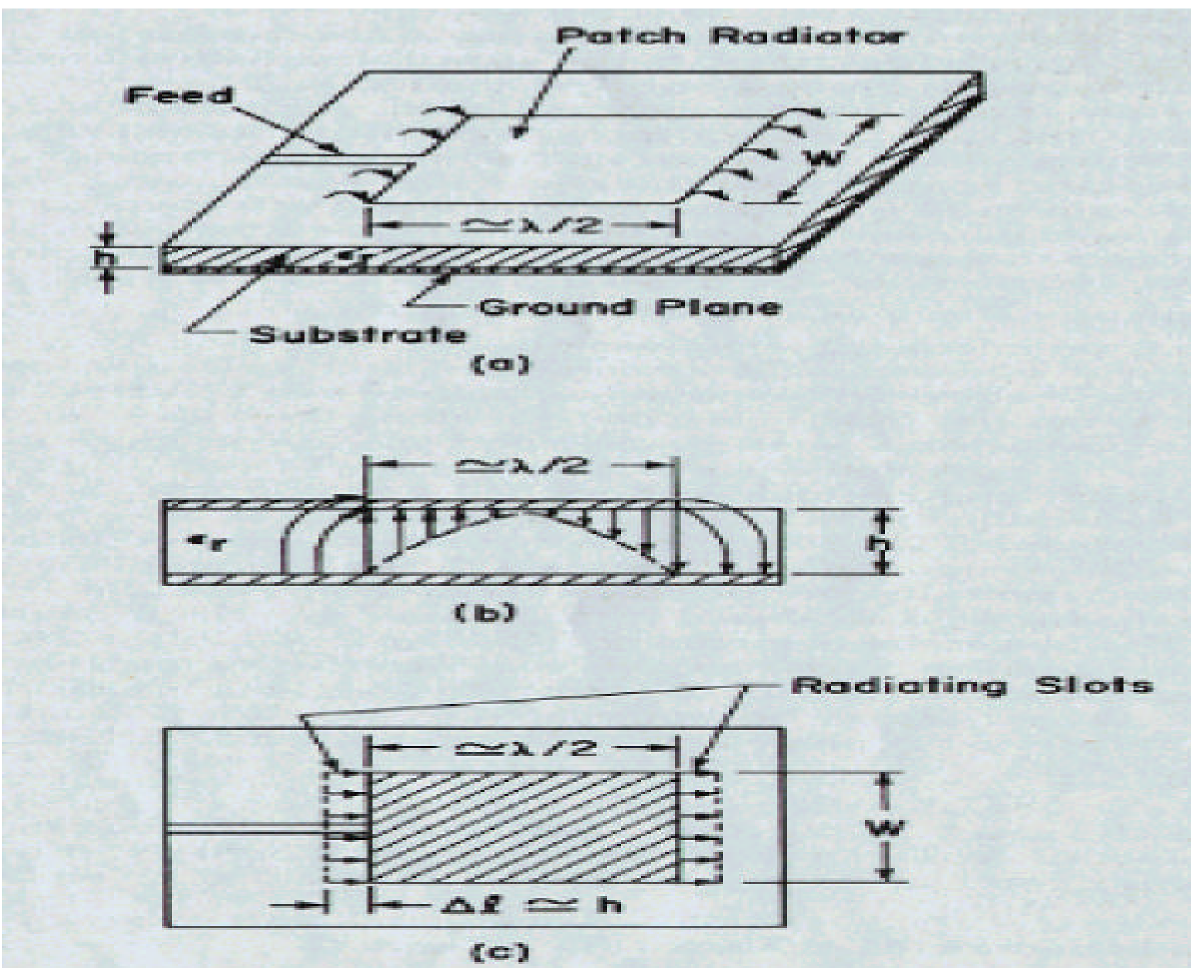

Figure 2(a)/Rectangular Microstrip Patch Antenna (b)/Side View and (c)/Top View

마이크로스트립안테나로부터의 복사는 그림2(a)처럼, 접지면위에 한 파장의 몇분의 1의 간격으로 된 사각형의 마이크로스트립 패치에 대한 간단한 경우를 고려함으로써 이해될 수 있다. 마이크로스트립 구조의 폭과 두께따라 전기장의 변화가 없다고 가정하면, 복사에 대한 전기장 구성은 그림2(b)처럼 나타낼 수 있다. 전기장은 약 반파장인 패치 길이에 따라 변화한다. 복사는 패치의 개방회로 모서리에서 대부분 주변장으로 나타날 것이다. 끝부분의 필드는 접지면에 대해서 법선 및 접선 성분으로 해결될 수 있다. 패치 선로가 $\lambda/2$이므로 법선 성분은 위상이 다르다. 그러므로 법선 및 접선에 의해 만들어진 원거리장은 현측 방향에서 취소시킨다. 접선 성분은 위상과 일치하고 최종적인 필드는 그 구조면에 법선의 최대 복사장에 겹쳐서 주어진다. 즉 현측 방향이다. 그러므로, 패치는 동일하게 접지면 위에 여기되는 (그림2c) 두 개의 반파장 슬롯으로 떨어진 것으로 표현될 수 있다.

패치의 폭에 따라 필드의 변화를 또한 고려하여야 한다. 이런 경우에, 마이크로스트립 패치 안테나는 패치 구조주위의 네 개 슬롯으로 표현할 수 있다. 비슷하게 다른 마이크로스트립 안테나 구성은 같은 슬롯으로 표현할 수 있다.

6절 마이크로스트립안테나의 복사장

마이크로스트립안테나의 복사장은 안테나 구조에 따라 여러 가지로 가정한 전류 조건과 분포로부터 도출될 수 있다. 같은 원거리장을 만들는 세가지의 전류원 도식화는 그림3a와 같다. 전기와 자기 표면전류 모두는 그림3a에서 고려되어 있다. 원거리장는 그림3b와 같이 완전한 전기 도체 조건을 더한 자기 전류(M)만 혹은 그림3c와 같이 완전한 자기 도체 조건을 더한 단지 전기 전류(K)으로부터 계산될 수 있다. 예를 들면, 후자 경우의 공식은 기본적인 경계조건에서 정당화된다.

$$\begin{aligned} \vec{E} \times \vec{n} &= 0 \\ \vec{n} \times \vec{H} &= \vec{K} \end{aligned} \qquad \text{on patch and ground plane} \qquad (1)$$

여기서 $\vec{n}$는 표면의 단위 법선 벡터이고 $\vec{E}$와 $\vec{H}$는 각각의 마이크로스트립안테나 내부의 접선의 전기 및 자기장이다.

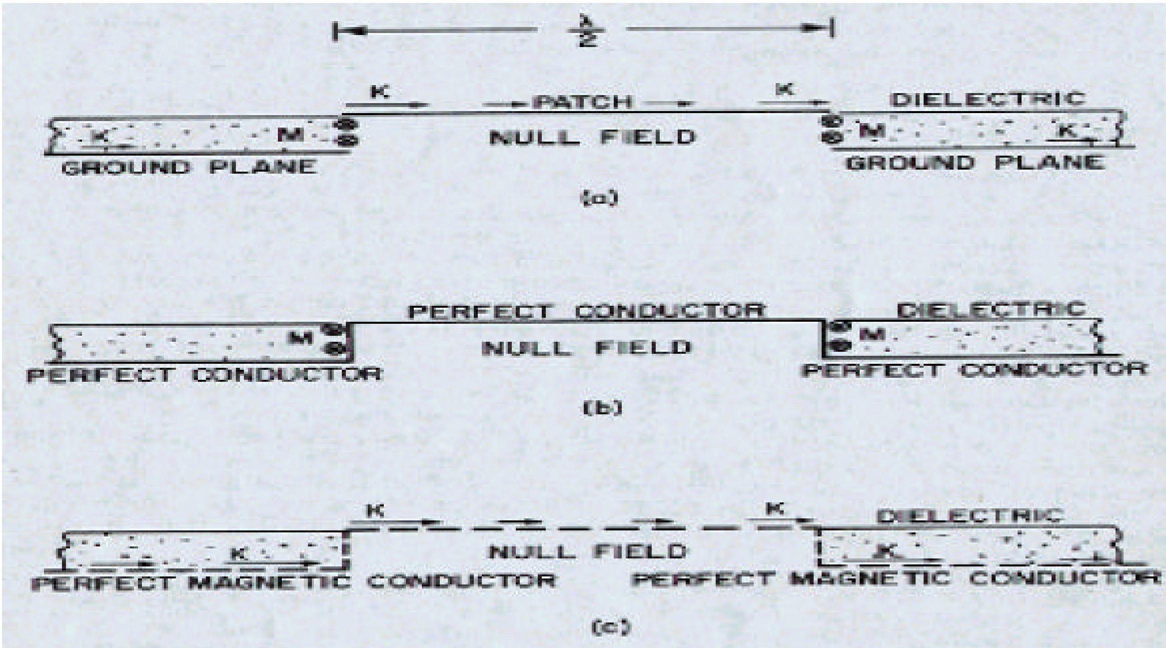

Figure 3/Three Surface Current Source Formulations which Produce the Same Far Field (After [13])
(a) K and M.
(b) M alone plus perfect electric conductor and
(c) K alone plus perfect magnetic conductor

추가로 동등한 평면 전류원은 그림4에서 보여주고 있다. 또한 이들 전류원은 패치 위 절반의 공간에 원거리장과 접지면 아래의 null 필드를 생성한다. 그림4a에서, 전기 및 자기 전류 모두를 한 평면에서 고려한다. 이는 그림4(b)에서처럼 자기 전류 혼자 있는 것과 같고 완벽한 전기 도체를 추가되어 있다. 그림4(c)에는 서로 같음을 보여주고 있고, 이미지이론을 사용하고 있다. 즉 이런 경우에, 완벽한 도체가 제거되고 자기 표면 전류 밀도는 두 배이다. 비록 이미지가 접지면에 대해 투영되지만, 기판의 위 표면에 대해서 투영되는 그림4(c)를 보여주고 있으며, h= λ_0이다. 이 경우에 접지면이 무한하다고 가정하였다. 실제 접지면은 일반적으로 몇 파장의 크기이며, 무한의 접지면의 가정은 원거리장 패턴을 계산하는데 충분한 근거가 된다. 그래서, 접지면의 평면 근처의 각도에 대해서, 모서리 회절 효과를 고려하여야 한다.

위에서 제시한 6가지 경우 모두에, 정확한 전류 분포는 정확하게 원거리장을 평가하기 위해서 알아야 한다. 유전물질이 등방성, 균질하고 손실이 없다면, 마이크로스트립 도체와 접지면의 도전률들은 무한하고, 그 표면 전류는 접선전기장($\vec{E}$)과 자기장($\vec{H}$)의 항으로 작성될 수 있다.

$$\vec{K} = \vec{n} \times \vec{H} \qquad (2.a)$$

$\vec{M} = \vec{E} \times \vec{n}$ (2.b)

여기서 $\vec{n}$는 표면에 표준 단위벡터이다. 식(2a)와 (2b)는 그림4(d)와 같이 마이크로스트립 안테나 내부의 전기장을 표면전류와 상관관계가 있다. 단순한게, 패치 상하면의 전류가 모든 실제 목적대로 동일로 간주될 수 있다. Potential 함수는 표면전류 때문에 복사장을 구하는 가장 단순한 방법을 제공한다.

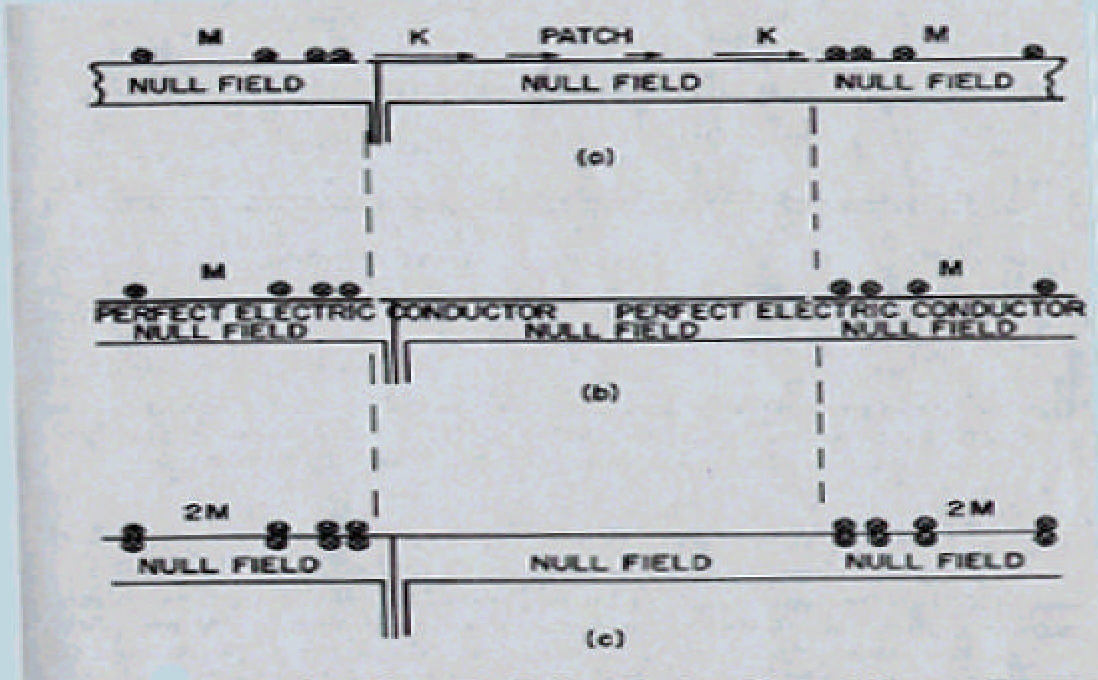

Figure 4/Another Three Equivalent Surface Current Source Formulations which Produce the Same Far Field (After [13])
(a) K and M,
(b) M alone plus perfect electric conductor and
(c) 2M alone, since $h \ll \lambda_0$

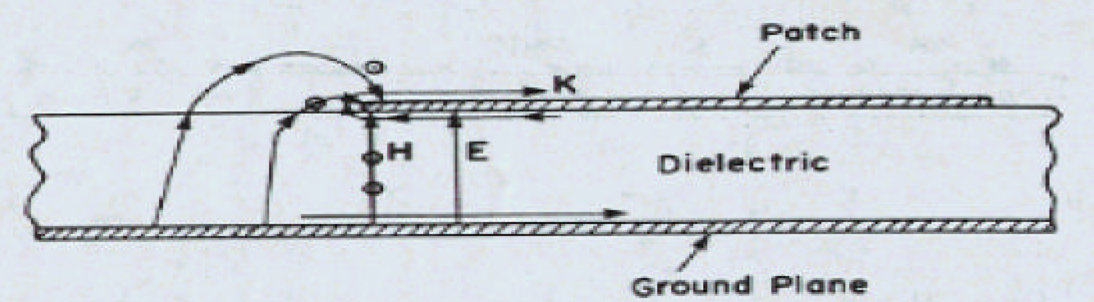

Figure 4(d)/Fields and Electric Current Density at a Radiating Edge of the Microstrip Antenna.

첫 번째는 전기 전류가 존재하는 것으로 가정한다. 마이크로스트립 안테나의 외부의 임의점 P(r,θ,ψ)에 전기 및 자기장은 다음으로 표현된다.

$$\overrightarrow{E^e}(r) = -\frac{j}{\omega\mu\varepsilon}\nabla(\nabla\cdot\overrightarrow{A}) - j\omega\overrightarrow{A} \qquad (3)$$

$$\overrightarrow{H^e}(r) = \frac{1}{\mu}\nabla\times\overrightarrow{A} \qquad (4)$$

여기서, ε은 매질의 유전율이고 μ은 투자률이고, 어깨 글자 e는 전기 전류에 기인한 장을 나타내고, ω는 각주파수이고 $\overrightarrow{V}$는 자기 포텐셜 벡터이고 다음과 같다.

$$\overrightarrow{A} = \frac{\mu}{4\pi}\int\int_S \overrightarrow{K}(r')\frac{e^{-jk_0|\overrightarrow{r}-\overrightarrow{r'}|}}{|\overrightarrow{r}-\overrightarrow{r'}|}ds' \qquad (5)$$

단 k_0는 자유공간 파수와 $\overrightarrow{K(r')}$은 그림5(a)와 같이 원점으로부터 떨어진 r'점에서의 표면 전기 전류 밀도이다.

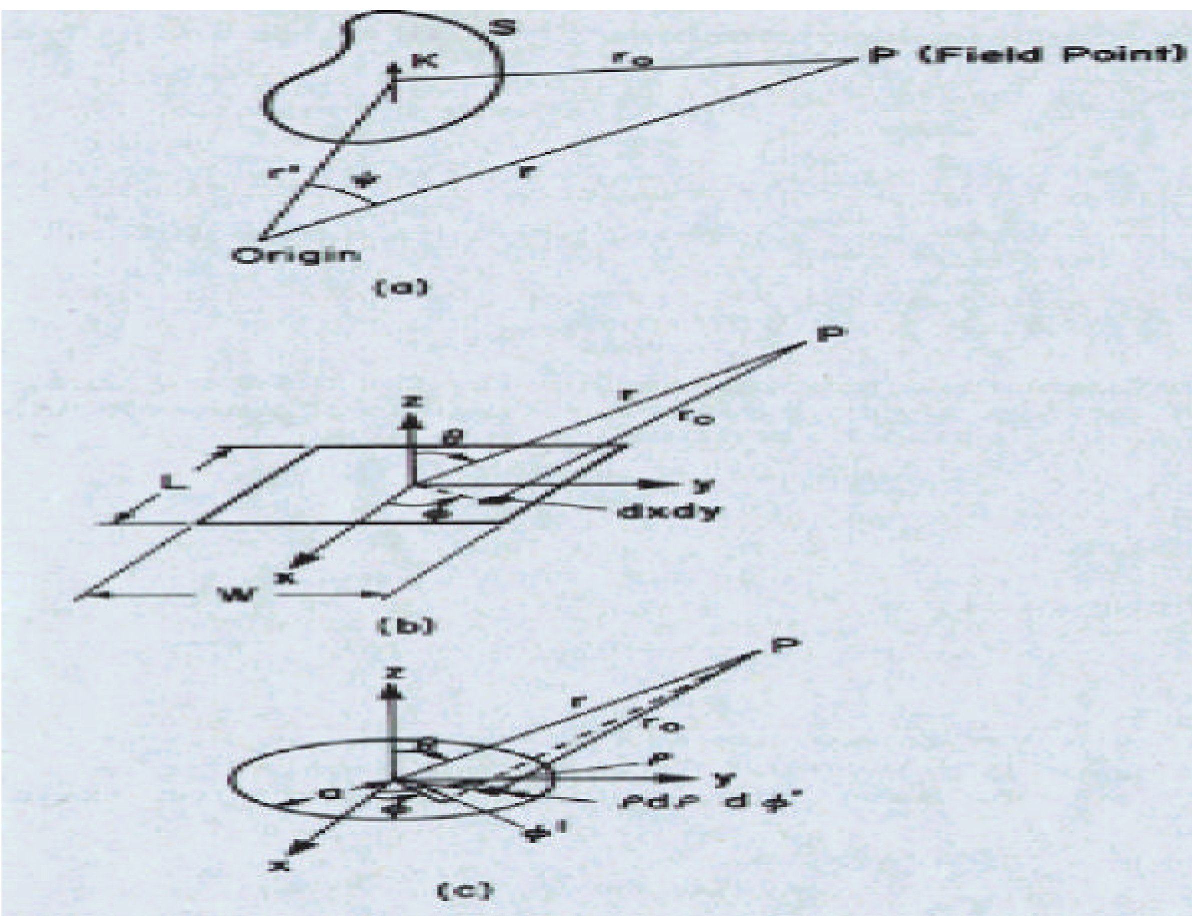

Figure 5(a)/Arbitrary Current Source, (b)/Rectangular Current Sheet and (c)/Circular Current Sheet

전기 포텐셜 벡터 $\vec{F}$를 이용함으로써, 자기 전류에 의한 필드는

$$\overrightarrow{E^{m}}(r) = -\frac{1}{\varepsilon}\nabla\times\vec{F} \tag{6}$$

$$\overrightarrow{H^{m}}(r) = -\frac{j}{\omega\mu\varepsilon}\nabla(\nabla\cdot\vec{F}) - j\omega\vec{F} \tag{7}$$

여기서 어깨 글자 m은 자기 전류에 의한 필드를 나타낸다.

전기 포텐셜 벡터는

$$\vec{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi}\int\int_S \vec{M}(r')\frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r'}|}}{|\vec{r}-\vec{r'}|}ds' \tag{8}$$

간단하게 하기 위해서 모든 필드와 전류의 시간 종속인 $e^{j\omega t}$는 생략되었다. 전체 필드는

$$\vec{E}(r) = \overrightarrow{E^{e}} + \overrightarrow{E^{m}} = \frac{-j}{\omega\mu\varepsilon}\nabla(\nabla\cdot\vec{A}) - j\omega\vec{A} - \frac{1}{\varepsilon}\nabla\times\vec{F} \tag{9}$$

$$\vec{H}(r) = \overrightarrow{H^{e}} + \overrightarrow{H^{m}} = \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A} - \frac{j}{\omega\mu\varepsilon}\nabla(\nabla\cdot\vec{F}) - j\omega\vec{F} \tag{10}$$

전기 및 자기 포텐셜 벡터 모두는 전파방정식의 해가 있다. 즉:

$$\nabla^2\begin{pmatrix}\vec{A}\\ \vec{F}\end{pmatrix} + \omega^2\mu\varepsilon\begin{pmatrix}\vec{A}\\ \vec{F}\end{pmatrix} = 0 \tag{11}$$

원거리장에서 중요한 필드 성분만 전파 전파 방향에 횡파들이다. 전기 전류만 고려하면, 방정식(9)는

$$\vec{E}(r) = -j\omega\vec{A} \tag{12}$$

이고 자유공간에서

$$\vec{H}9r) = \frac{\vec{E}(r)}{\eta_0} \tag{13}$$

이고 자기 전류에 대해서

$$\vec{H}(r) = -j\omega\vec{F} \tag{14}$$

$$\vec{E}(r) = \eta_0\vec{H}(r) \tag{15}$$

여기서, η_0는 자유공간 임피던스(120π ohms).

원거리장에서는 r ≫ r' 혹은 r ≥ $\frac{2L^2}{\lambda_0}$의 조건으로 서술되고 있으며, L은 개구의 가장 큰 길이이다. 따라서 (5)와 (12)으로부터

$$\vec{E}(r) = -j\omega\frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0r}}{r}\int\int_S\vec{K}(r')e^{jk_0r'\cos\phi}ds' \tag{16}$$

이고 (8)과 (14)로부터

$$\vec{H}(r) = -j\omega\frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jksub0r}}{r}\int\int_S\vec{K}(r')e^{jk_0r'\cos\phi}ds' \tag{17}$$

여기서 ψ는 r과 r' 방향사이의 각도이다.

1. 사각형 소스에 대한 원거리장

그림5(b)와 같이 2차원 사각 전기 전류 판과 좌표계를 고려한다. 원거리지역 벡터 포텐션의 표현은

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \int_{-L/2}^{L/2}\int_{-W/2}^{W/2} \vec{K}(x,y)\, e^{jk_0(x\sin\theta\cos\phi + y\sin\theta sib\phi)} dx\,dy \qquad (18)$$

여기서 L과 W는 전류 판의 길이와 폭이다.

만약 $\vec{K}(x,y) = K_x(x,y)\vec{x} + K_y(x,y)\vec{y}$이면 여기서 $\vec{x}$와 $\vec{y}$는 x와 y 방향의 단위 벡터이다.

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \int_{-L/2}^{L/2}\int_{-W/2}^{W/2} (K_x(x,y)\vec{x} + K_y(x,y)\vec{y})e^{jk_0(x\sin\theta\cos\phi + ysib\theta\sin\phi)} dx\,dy \qquad (19)$$

이고 자기 벡터 포텐셜 성분은

$$A_x = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \int_{-L/2}^{L/2}\int_{-W/2}^{W/2} K_x(x,y)\, e^{jk_0(x\sin\theta\cos\phi + y\sin\theta sib\phi)} dx\,dy \qquad (20.a)$$

$$A_y = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \int_{-L/2}^{L/2}\int_{-W/2}^{W/2} K_y(x,y)\, e^{jk_0(x\sin\theta\cos\phi + y\sin\theta sib\phi)} dx\,dy$$

$$A_z = 0 \qquad (20.b)$$

임의의 벡터 $\vec{T}$, 직교좌표계에서부터 구면 좌표계로의 변환은 행렬로 얻어질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} T_r \\ T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta\cos\phi & \sin\theta\sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta\cos\phi & \cos\theta\sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \qquad (21)$$

따라서, 식(12)와(21)으로부터, 전기장의 표현은 A_x와 A_y의 항에서 얻을 수 있다.:

$$E_\theta = -j\omega A_x\cos\theta\cos\phi - j\omega A_y\cos\theta\sin\phi \qquad (22.a)$$

$$E_\phi = j\omega A_x\sin\phi - j\omega A_y\cos\phi \qquad (22.b)$$

유사한 표현이 전기 벡터 포텐셜 성분인 F_x와 F_y항에서 자기장을 설명하는데 이용될 수 있다.

2. 원형 소스에 대한 원거리장

그림5(C)와 같이 한 좌표계로 된 평면 원형 전기 전류판을 고려한다. 원거리 지

역의 자기 벡터 포텐셜은

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_0^{2\pi}\int_0^{a}\vec{K}(\rho,\psi')e^{jk_0\rho\sin\theta\cos(\psi'-\psi)}\rho d\rho d\psi' \qquad (23)$$

여기서 (r, θ, ψ)는 구면좌표계이고 (ρ,ψ',z)는 실린드 좌표계이다. 만약 $\vec{K}(\rho,\psi') = K_\rho(\rho,\psi')\vec{\rho} + K_{\psi'}(\rho,\psi')\vec{\psi}$이면, 단 $\vec{\rho}$와 $\vec{\psi}$는 각 각 ρ와 ψ'방향의 단위 벡터이고, 그러면,

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\cdot\int_0^{2\pi}\int_0^{a}(K_\rho(\rho,\psi')\vec{\rho} + K_{\psi'}(\rho,\psi')\vec{\psi'})e^{jk_0\rho\sin\theta\cos(\psi'-\psi)}\rho d\rho d\psi' \qquad (24)$$

임의에 벡터 $\vec{T}$에 대한, 실드좌표계에서 구면좌표계로의 변환은 행렬로부터 얻을 수 있다. :

$$\begin{bmatrix} T_r \\ T_\theta \\ T_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta\cos(\psi'-\psi) & -\sin\theta\sin(\psi'-\psi) & \cos\theta \\ \cos\theta\cos(\psi'-\psi) & -\cos\theta\sin(\psi'-\psi) & \sin\theta \\ \sin(\psi'-\psi) & \cos(\psi'-\psi) & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} T_\rho \\ T_{\psi'} \\ T_z \end{bmatrix} \qquad (25)$$

그러므로, 식(12)과 (25)을 이용해서, 전기장에 대한 성분들은

$$E_\theta = -j\omega A_\theta \qquad (26.a)$$

$$E_\psi = -j\omega A_\psi \qquad (26.b)$$

여기서,

$$A_\theta = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\cos\theta \int_0^{2\pi}\int_0^{a}(K_\rho(\rho,\psi')\cos(\psi'-\psi) - K_{\psi'}(\rho,\psi')\sin(\psi'-\psi))e^{jk_0\rho\sin\theta\cos(\psi'-\psi)}\rho d\rho d\psi' \qquad (27.a)$$

$$A_\psi = \frac{\mu}{4\pi}\frac{e^{-jk_0 r}}{r}\int_0^{2\pi}\int_0^{a}(K_\rho(\rho,\psi')\sin(\psi'-\psi) + K_{\psi'}(\rho,\psi')\cos(\psi'-\psi))e^{jk_0\rho\sin\theta\cos(\psi'-\psi)}\rho d\rho d\psi' \qquad (27.b)$$

유산한 표현식은 전기장의 벡터 포텐셜 성분인 F_θ와 F_ψ로 주어질 수 있다.

일단 복사장을 알면, 다른 모든 안테나 변수들은 쉽게 얻을 수 있을 것이다. 삼각형, 오각현, 타원등과 같은 다른 모양에 응용할 수 있는 표현식은 위에서 제시된 사각 및 원형에 대한 방정식과 유사한 방법으로 유도될 수 있을 것이다.

7절 마이크로스트립 안테나의 변수

마이크로스트립 안테나의 변수는 복사장과 이득, 빔폭, 대역폭 특성들이 있으며, 다른 많은 안테나 변수들 즉 효율, quality factor, 손실 등이 있다

1. 복사 전력

복사 전력은 복사 개구위에서의 Poynting vector를 적분함으로써 계산될 수 있다.

$$P_r = \frac{1}{2} Re \int\int_{Aperture} (\vec{E} \times \vec{H^*}) \cdot d\vec{s} \qquad (28)$$

마이크로스트립 안테나에 대해서, $\vec{E}$는 스트립 도체에 수직이며 접지와 관심인 $\vec{H}$성분은 모서리에 평형이다.

2. 방출 전력

마이크로스트립 안테나에서 방사된 전력은 도체 손실 P_c와 유전체 손실 P_d이 포함되어 있다. 이전에 패치와 접지면적 위를 적분함으로써 I^2R 관계로부터 값을 구할 수 있다.

$$P_c = 2\frac{R_s}{2} \int\int_S (\vec{K} \cdot \vec{K^*}) ds \qquad (29)$$

여기서 R_s는 표면 임피턴스의 실수부이고 S는 패치 면적이다. (29)식에서, 표면 전류 밀도 $\vec{K}$는 자기장의 접선성분으로 쉽게 얻게된다. 유전체 손실은 부피 v 위에 마이크로스트립 구멍안의 전기장을 적분함으로써 결정될 수 있다:

$$P_d = \omega\frac{\varepsilon''}{2} \int\int\int_V |E|^2 dv \qquad (30)$$

여기서 ω는 각주파수이고 ε''는 유전율 ε의 허수 성분이다.

3. 저장된 에너지

cavity에 저장된 시간 평균 전지 및 자기 에너지들은 공진과 같다. 그러므로 저장된 전체 에너지는 전지 및 자기 에너지의 합이며,

$$W_T = W_e + W_m = \frac{1}{4} \int\int\int_V (\varepsilon|E|^2 + \mu|H|^2) dv \qquad (31)$$

여기서 μ는 투자율이다. 이 식은 더 단순화될 수 있다.

$$W_T = \frac{1}{2} \varepsilon h \int\int_S |E|^2 ds \qquad (32)$$

4. 입력임피턴스

모든 마이크로스트립 안테나는 피드에 대해 매칭되어야하기 때문에, 입력 임피턴스 계산이 특히 중요하다. 마이크로스트립 안테나는 coaxial line 혹은 마이크로스트립선로로 공급될 수 있다. coaxially-fed 마이크로스트립 안테나에 있어서는, 입력 전력은 다음으로 계산된다.

$$P^{c}_{input} = -\iiint_V \vec{E}\cdot\vec{J^{*}}\,dv \qquad (33)$$

여기서 $\vec{J}$는 coaxial feed line source 대문에 전기 전류 밀도(Am^{-2})이다. 위 첨자 c는 coaxial feed를 나타낸다. 만약 coaxial 전류가 z 방향의 전기적으로 약한다고 가정하면 방정식(33)은

$$P^{c}_{input} = -\int_0^h E(x_0, y_0) I^{*}(z^{*})\,dz' \qquad (34)$$

이 된다.

여기서 (x_0, y_0)는 feed 점 좌표이고 prime 기호는 source점이다. 입력 임피턴스는 그 관계식 $P_{input} = |I_{input}|^2 Z_{input}$에 (34)식을 이용하여 계산될 수 있다.

$$Z_{input} = -\frac{1}{|I_{input}|^2}\int_0^h E(x_0, y_0) I^{*}(z')\,dz' \qquad (35)$$

$h \ll \lambda_0$일 때, E와 I(z')는 상수이기 때문에 $Z_{input} = \frac{V_{input}}{I_{input}}$이다.

여기서

$$V_{input} = -\int_0^h E(x_0, y_0)\,dz' = -hE(x_0, y_0) \qquad (36)$$

마이크로스트립 line-fed인 마이크러스트립 안테나에 대하여, 입력 전력은

$$P^{m}_{input} = \iiint_V \vec{H^{*}}\cdot\vec{I_m}\,dv \qquad (37)$$

여기서 $\vec{I_m}$은 마이크로스트립 피드선로에 기인하는 자기 전류 밀도이다. 위 첨자 m은 마이크로스트립 피드이다. 입력 어드미턴스는

$$Y_{input} = \frac{1}{|V_{input}|^2}\int_0^W [H(x_1, y_1)]^{*}_{l}\, V(l)\,dl \qquad (38)$$

여기서 W는 마이크로스트립 도체의 폭이고, V(l)는 피드 선로 연결점에서 패치와 접지면사이의 전압이며, l은 패치 모서리를 따른 선로 길이를 나타내고 (x_1, y_1)는 마이크로스트립 선로 피드 점의 좌표이다. 좁은 스트립에 대해서는, V(l)은 본래 V_{input}이다. 만약 h가 작으면, 상층 마이크로스트립 선로 도체 낮은 쪽의 입력 전류는 $I_{input} = WH(x_1, y_1)$이다, 그래서

$$Y_{input} = \left(\frac{I_{input}}{V_{input}} \right)^{*} \qquad (39)$$

위 방정식(28에서 40)은 다른 마이크로스트립 안테나 배열에 대한 quality factor, 효율과 입력 임피던스를 계산하는데 이용될 것이다.

8절 마이크로스트립 안테나의 종류들

마이크로스트립 안테나는 전통적인 마크로웨이브 안테나보다 더 물리적인 변수에 의해서 특성화된다. 이들 안테나들은 많은 기학학적인 모양과 크기를 가질 수

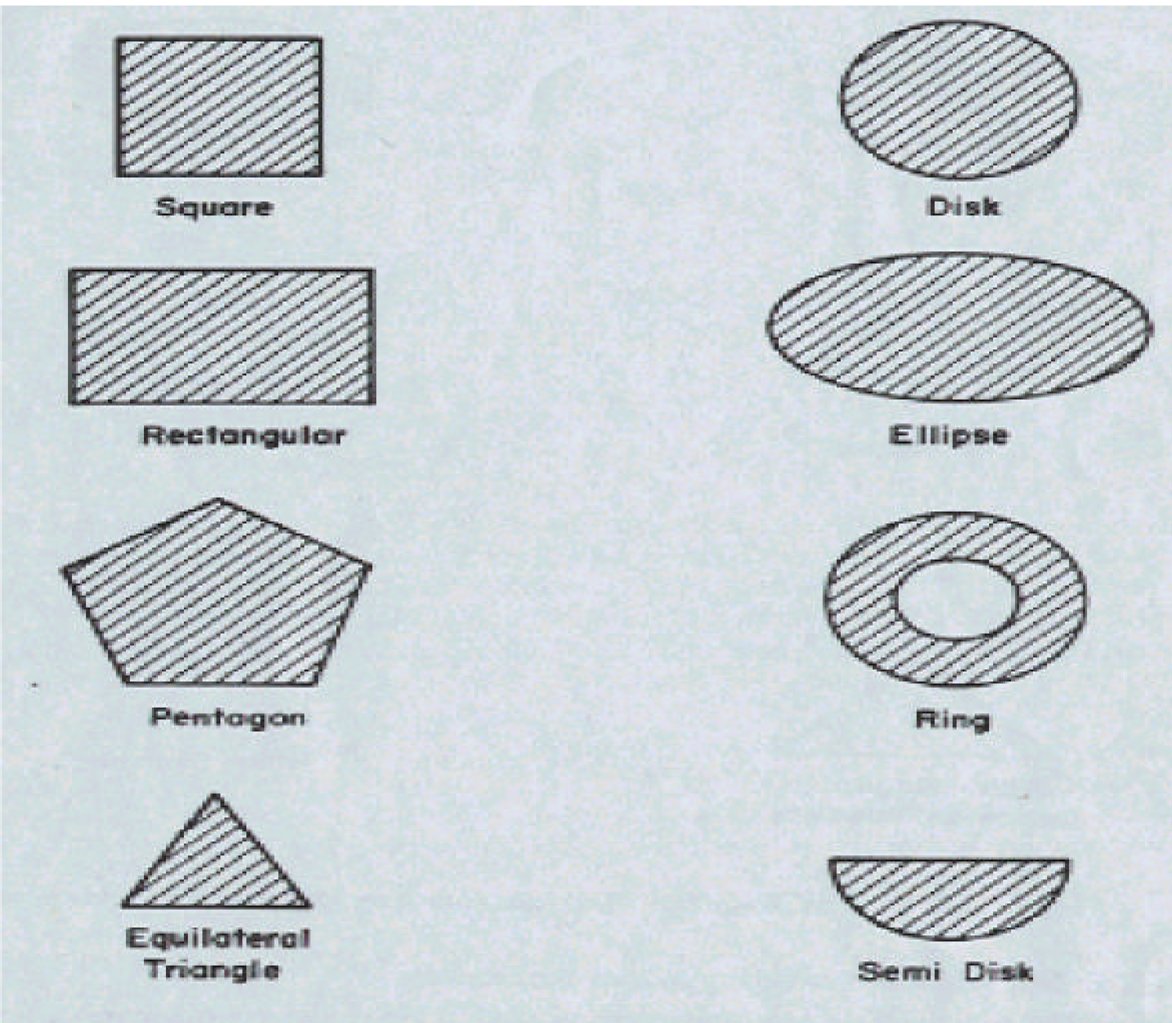

Figure 6/Various Microstrip Antenna Configurations Used in Practice

있다. 그러나, 모든 마이크로스트립 안테나는 기본적으로 세가지 분류로 나눌 수 있다: 마이크로스트립 패치 안테나, 마이크로스트립 travelling-wave antenna와 마이크로스트립 슬롯 안테나이다 이들 특성은 다음에 고려된다.

1. Microstrip patch antenna

마이크로스트립 패치 안테나(MPA)**는 유전체 기판의 뒤쪽에 접지면과 다른 쪽에 평면 기학의 패치 도체로 구성되어 있다**. **다양한 배열은 그림**6**에 보여 주고 있으며**, **몇 몇 다른 모양은 그림**7**에서 보여 주고 있다**. **그림**6**에서 보여 주고 있다**.

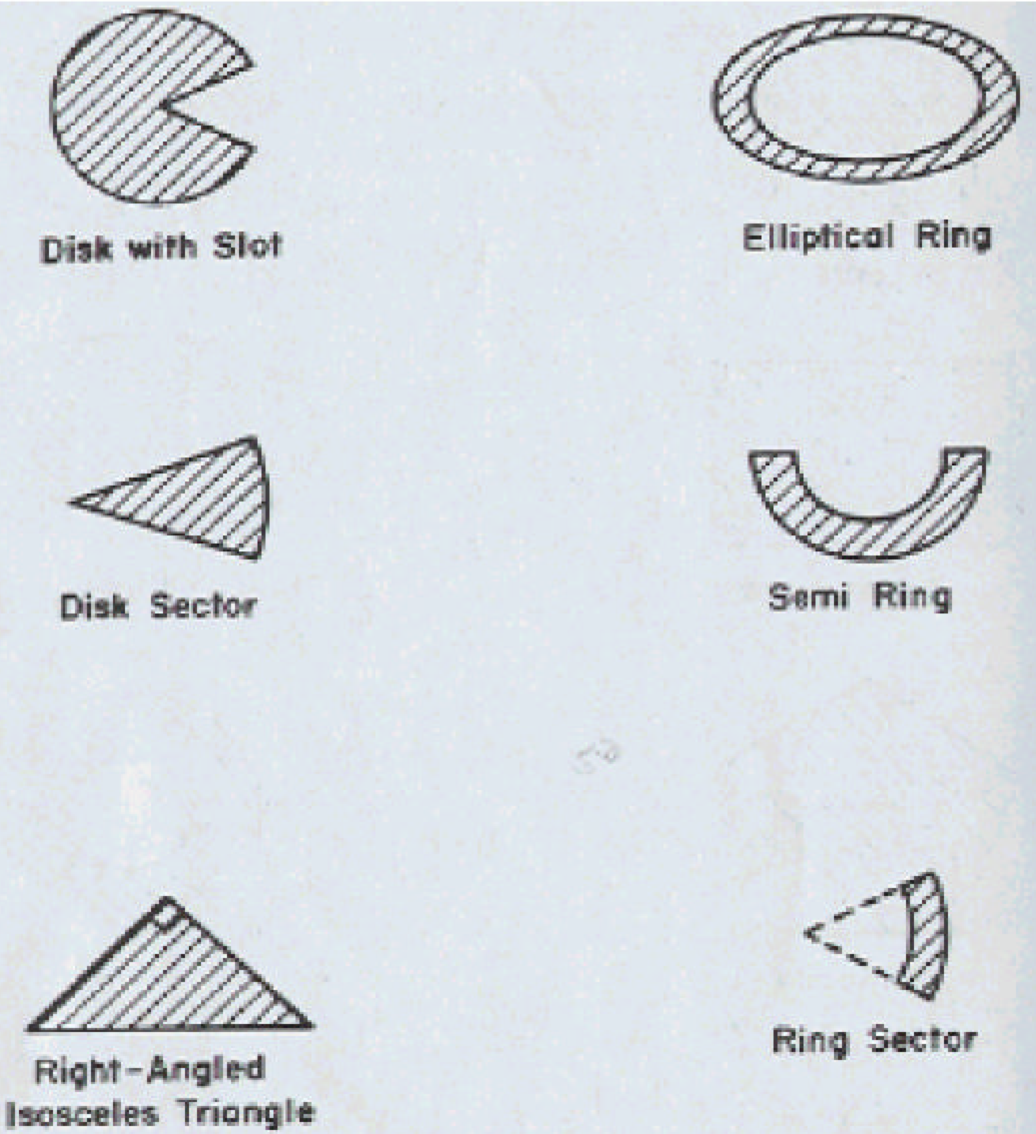

Figure 7/Other Possible Geometries for Microstrip Antennas

2. Microstrip Travelling-wave antennas

마이크로스트립 travelling-wave **안테나**(MTA)**는 기판뒤에 접지면으로 구성되는** chain-shaped periodic **도체 혹은** TE mode**를 지원하는 본래 긴** TEM **선로로 구성되다**. TEM **선로의** open**는 정합된 저항** load**에 종단이 된다**. **안테나는** travelling wave**를 지원하기 때문에, 그 구조들은 주빔이 앞에서부터 끝까지 어떤 방향에 있도록 설계될 수 있다**. MTA**용 많은 모양은 그림**8**에서 보여 주고 있다**.

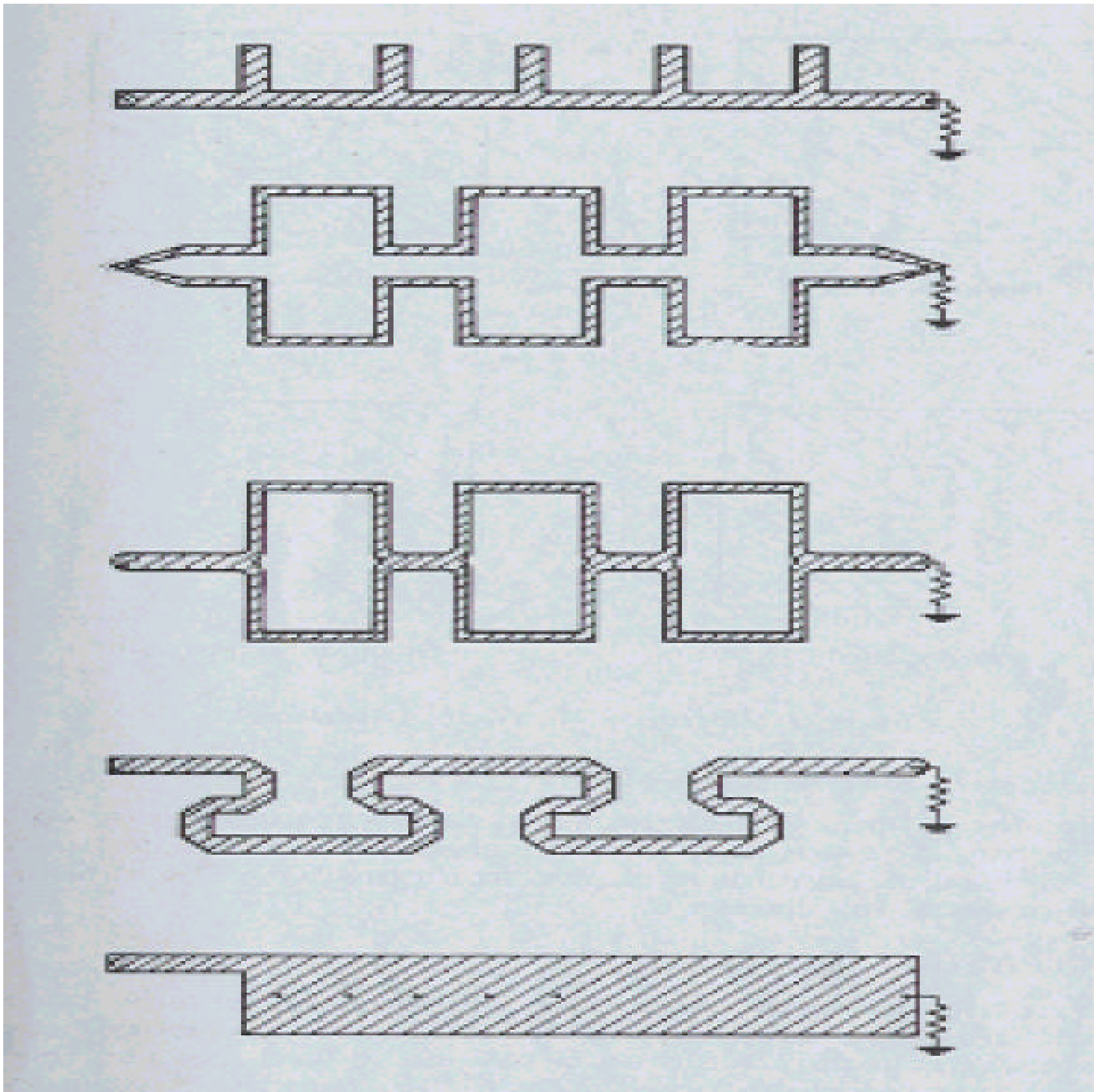

Figure 8/Microstrip Traveling-Wave Antennas

3 Microstrip slot antenna

마이크로스트립 슬롯 안테나는 마이크로스트립 선로에 피드로 연결된 접지면에 슬롯으로 구성되어 있다. 슬롯은 그림9에서 보여주는 것 같이 (좁은 폭)사각형, 원형과 환형이 있다.

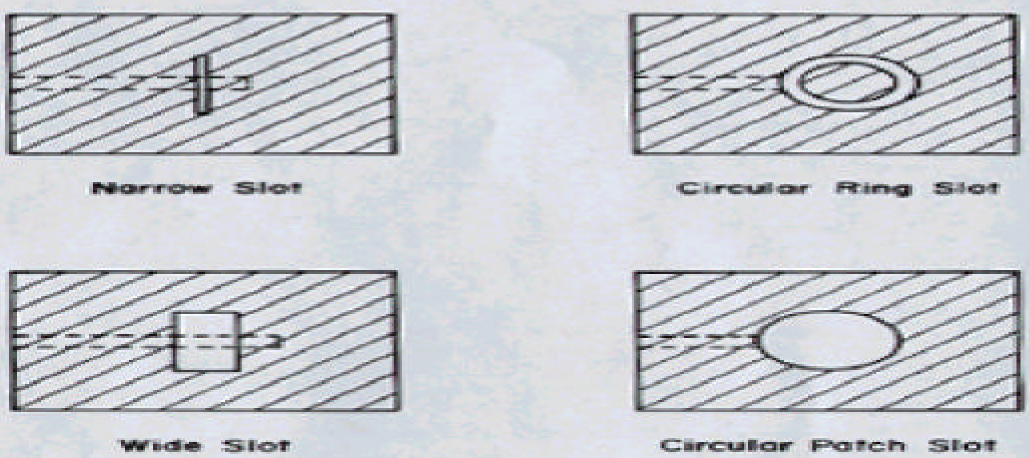

Figure 9/Microstrip Slot Antennas

9절 마이크로스트립 안테나의 피드

대부분의 마이크로스트립 안테나는 유전체 기판의 한쪽에 복사 소자가 있으며, 마이크로스트립 선로 혹은 coaxial 선로로 연결될 것이다. 정합은 안테나 입력 임피턴스가 관례상 50 ohm 선로 임피턴스와 다르기 때문에 대개 피드 선로와 안테나사이에 필요하게 된다. 그러나, 피드의 위치는 복사 특성에 영향을 줄 수 있다. Green' function 기술은 마이크로스트립과 coaxial 피드 모두 피드의 위치에 영향을 결정하는데 이용된다.

1. 마이크로스트립 피드

중앙 마이크로스트립 피드와 비중앙 마이크로스트립 피드 배치는 그림10에서 보여 주고 있다. 피드 점의 위치는 mode가 여기되는 것을 결정한다. 일단 안테나 소자의 크기가 결정되면, 다음으로써 정합 절차를 한다. 중앙에 피드된 패치 안테나는 50ohm 피드 선로와 함께 에칭한다. 입력 임피턴스가 측정되고 정합 변환회로가 설계된다.

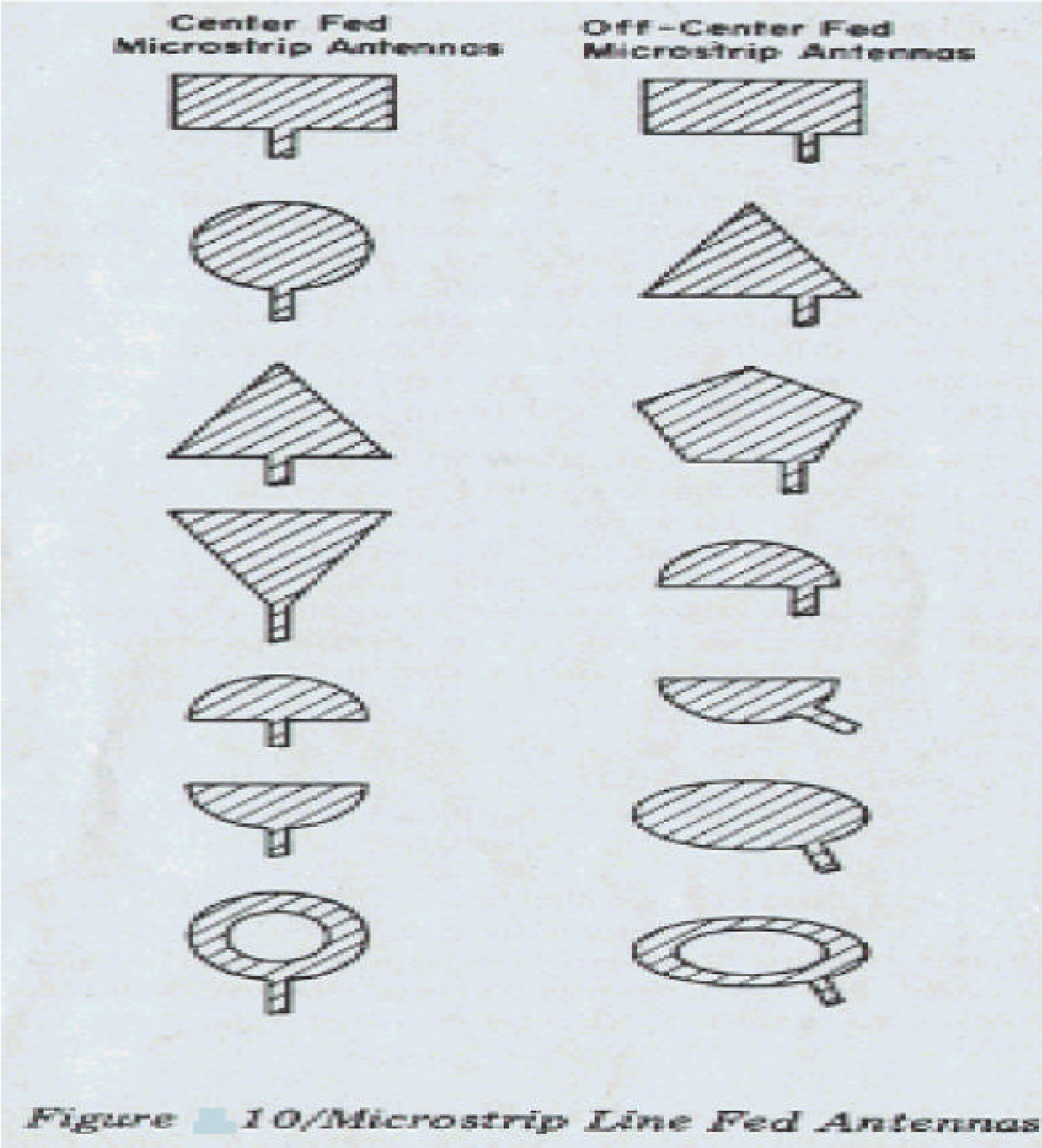

Figure 10/Microstrip Line Fed Antennas

안테나 소자와 피드 선로사이의 정합부분을 결합시켜서, 안테나는 다시 만들어진다. 만약 안테나 구조가 우수한 방법만 지원하면, 마이크로스트립 피드 선로는 좋은 정합을 얻기 위해서 corner쪽으로 이동되어야 한다.

피드 선로와 안테나사이의 coupling의 변화 때문에, 피드 위치의 변환는 공진주파수에서 조금의 변화에 영향을 줄 것이고, 그러나 복사 패턴은 변화되지 않는다. 공진 주파수의 변화는 패치나 안테나 크기를 조금 바꿔주므로써 보정될 수 있다.

Modeling of Microstrip feeds

마이크로스트립 피드에서, 피드 소스는 Huygen's 원리을 이용하여 자기 벽에 의한 지지된 z-방향의 전기 전류에 의해 모델화될 것이다. 가는 마이크로스트립 피드에서, 이 전류는 바로 인접한 피드를 제외한 패치의 경계의 모든 곳에 조금 있다. 이상적인 경우에, 피드 소스는 그림11에 보여 주는 것같이 일정한 전류에 대한 균일한 전류 리본이 될 것이라고 가정한다. 재료는 전류 리본의 폭이 피드 선로의 유효 폭이라는 것을 나타낸다. 마이크로스트립 안테나의 입력 임피턴스에서 피드의 영향은 전류 리본의 크기로부터 계산될 수 있는 유도 저항 성분이 추가될 것이다.

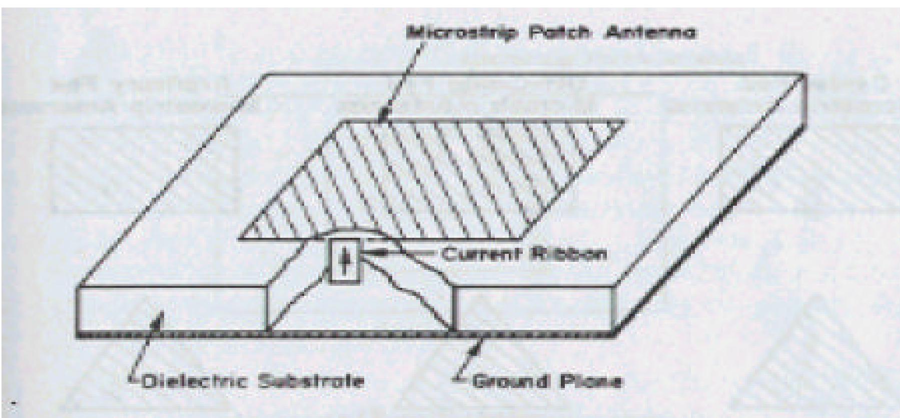

Figure 11/Feed Modeling of a Microstrip Antenna

2. Coaxial Feed

많은 coaxial 피드는 그림 12에서 보여주고 있다. 모든 경우에 coaxial 커넥터는 인쇄 회로 기판의 후면에 접촉되고, coaxial 중심 도체는 안테나 도체에 접속된다. 커넥터의 위치는 최고의 정합을 추출하는 방법으로 경험적으로 찾게된다. N 형태의 coaxial 커넥터를 이용하는 대표적인 마이크로스트립 안테나는 그림 13에서 보여주고 있다.

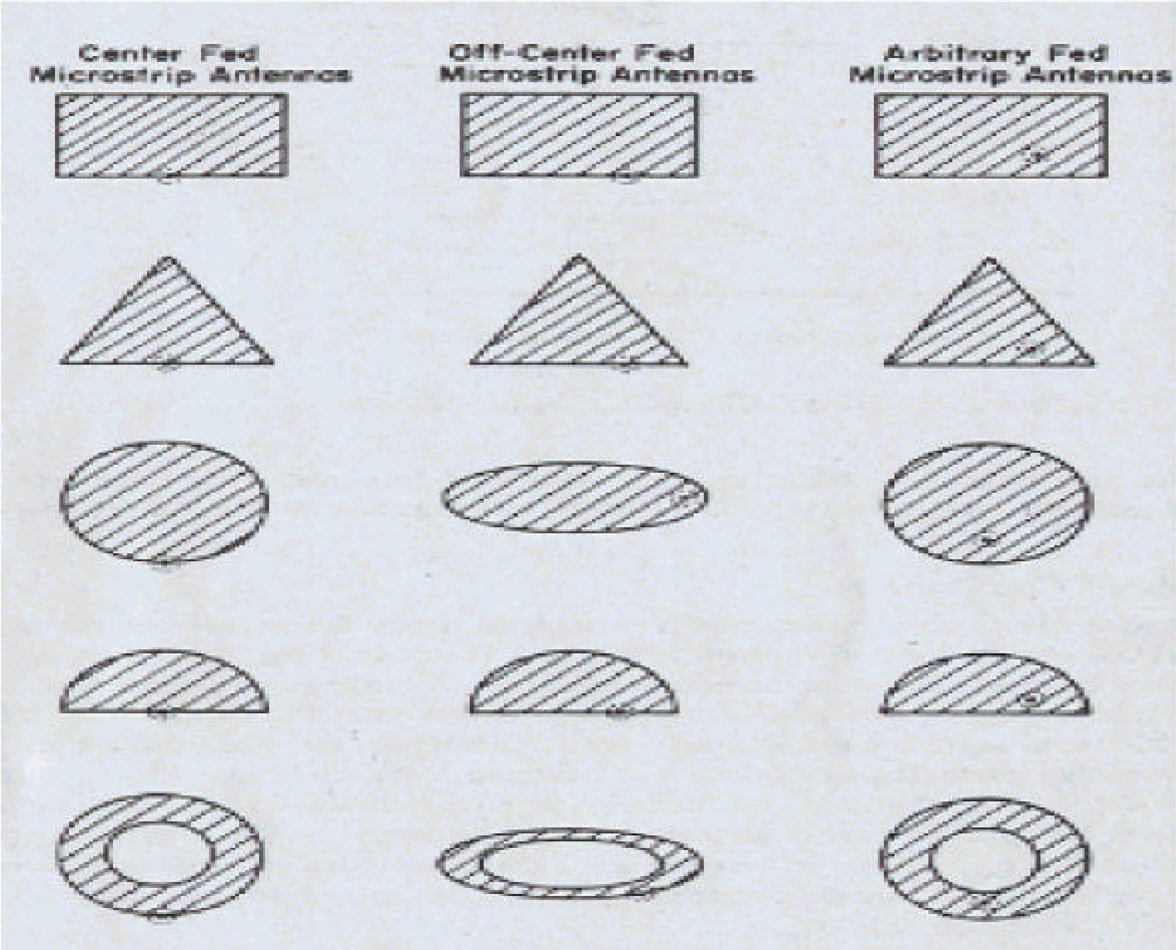

Figure 12/Coaxial Fed Microstrip Antennas

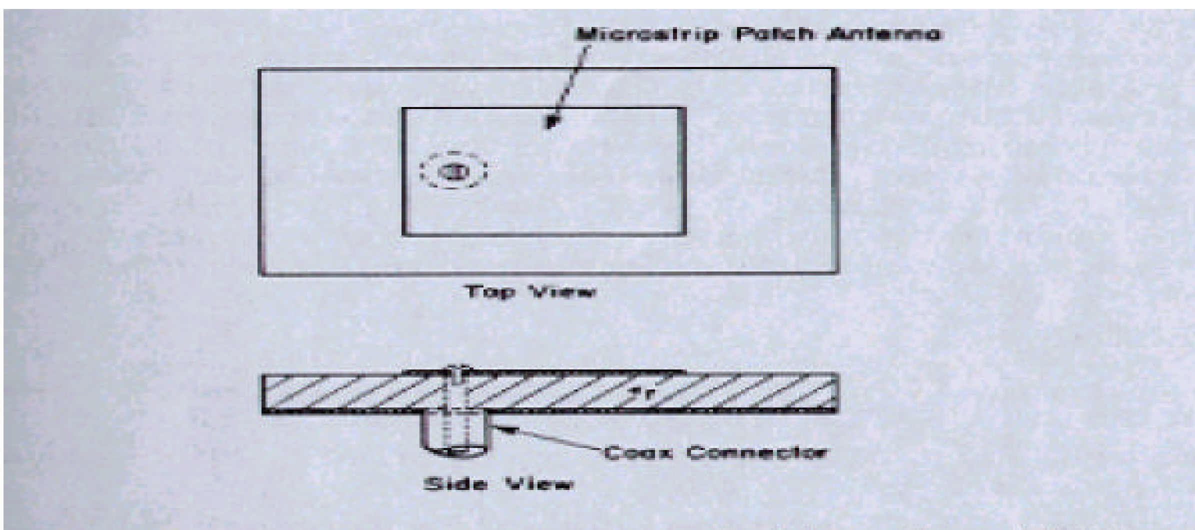

Figure 13/Microstrip Antenna Fed by a Coaxial Line

Modeling of Coaxial Feed

Huygen의 원리를 사용하여, coaxial 피드는 접지면에서 자기의 고리 모양의 리본으로 둘러싸인 도체 바닥에서부터 꼭대기까지의 전기 전류 흐름에 대한 실린드 밴드로 모델될 수 있다. 여기서, coaxial 케이블에 대한 접지면에서의 구멍은 전기적 벽으로 폐쇄되어 있다. 추가로 단순화는 자기 전류로 인한 기여를 무시하는 것과 관련이 있고, 전기 전류가 실린더상에서 일정함을 가정하는 것과 관련이 있다. 계산을 단순화하는 최종 이상화는 마이크로스트립 피드의 경우와 같이 폭의 방향에 대한 방향과 실린더의 중심의 유효 피드 폭의 일정한 전류 리본에 의한 전류 실린더를 대체하는 것이다.

유효 피드 폭은 임의의 피드점과 모드에 대한 측정된 임피던스 위치를 계산의 최상의 적합에 대해서 경험적으로 결정된다. 일단 이 변수를 결정하면 피드가 패치 경계위에 있을 때를 제외한, 어떤 피드의 위치와 어떤 주파수에서 사용될 수 있다. 최근의 경우에, 패치 경계에서 fringing 필드가 안테나의 내부 안에 그 값으로부터 유효 피드 폭을 변경하는 것이라고 생각된다. 사각형 안테나에 대해서, coaxial 피드의 5배의 내부 직경의 유효 폭은 좋은 결과로 주어지는 것을 알게되었다

제 III 장 사각 마이크로스립 안테나

가장 간단한 마이크로스트립 패치 모양은 그림14과 같이 확실하게 접지면이 뒤에 있는 유전체 기판위에 스트립 도체들이 있는 기본 안테나 소자를 가지는 사각형의 마이크로스트립 안테나이다. 사각형의 마이크로스트립 안테나 설계를 위한 순차적인 설계 절차는 안테나 설계자를 도움을 주기 위해서 제시되었다. 마지막으로, 성능에 관한 기판 변수의 허용오차의 영향이 점검되고 실제적인 안테나용 설계 고려사항이 있다.

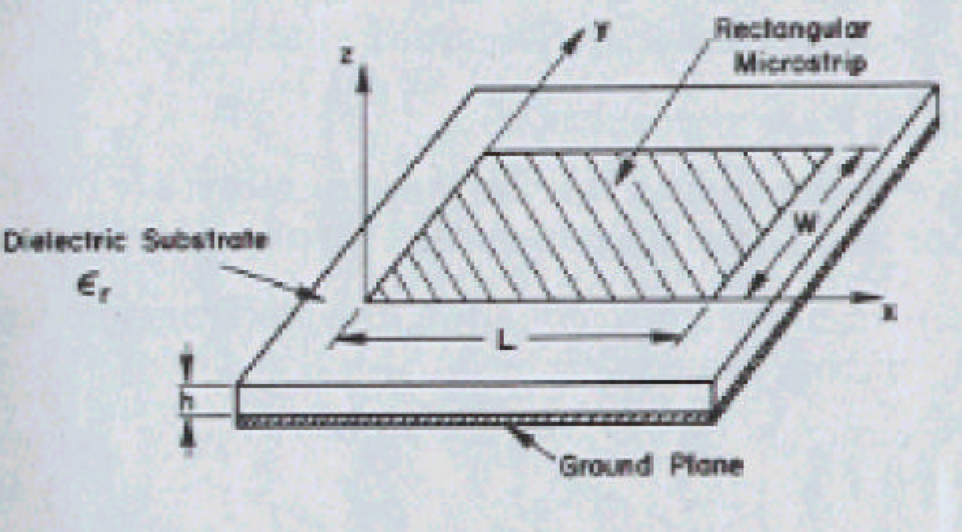

Figure 14 Rectangular Microstrip Patch Antenna

1절 사각형의 패치 복사체의 분석

사각 패치 복사체는 복사 필드 패턴, 입력 임피턴스, 이득, 대역폭, 빔폭, 효율, 손실과 Q인자에 관해서 특성을 완벽하게 나타내게 될 것이다. 그러므로, 비록 분석 방법이 변할 수 있지만, 최종적으로 설계 비용과 성능 예측에 관한 최상의 방법은 안테나들이 간단한 표현을 이용하여 예측될 수 있고 실험적으로 얻은 결과치와 일치하는 것을 보여줄 수 있다. 사각 마이크로스트립 안테나에 이용되어 왔

던 여러 가지 해석방법들은 Vector Potiential 접근법, Dyadic Green 함수 기술,The wire grid model, 복사하는 개구 방법,The Cavity model, Modal Expansion Model 및 Transmission Line Model 등 다른 방법들이 있다.

2절 사각마이크로스트립 안테나 설계 절차

마이크로스트립 안테나 소자는 하나 혹은 배열의 부분으로써 소자와 같이 다른 것으로 결합하여 사용되어 질 것이다. 어느 한쪽의 경우에, 설계자는 단계적으로 소자 설계 절차를 따라야한다. 피드 방법은 앞에서 논의했었다.

대개, 설계에 대한 전체적인 목표는 명문화된 동작 주파수에서 특정한 성능 특성을 얻기 위한 것이다. 만약 마이크로스트립 배열이 전체 목표에 달성하면, 그리고 첫 번째 결정은 알맞은 안테나 평면 구조를 선택하는 것이다. 사각 및 원형 패치들은 대부분 일반적인 형태이다. 사각 패치 안테나는 다음 절차를 이용하여 설계될 것이다.

1. 소자 폭

첫 번째 설계 단계는 적당한 두께의 알맞은 유전기판를 선택하는 것이다. 세 개의 일반적인 기판에 사용된 재료는 rexolite(ε_r), duroid(ε_r), alumina(ε_r)이다 따라서 여기서 제시된 곡선 설계는 이들 세 가지 재료로 제한될 것이다.

두께가 h인 유전 기판, f_r의 안테나 동작주파수, 복사 효율, 실질 폭은

$$W = \frac{c}{2f_r}\left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{40}$$

여기서 c는 광속도이다.

물론, 다른 폭들이 선택될 것이다. 그러나 (40)식에 따라 선택된 것들 보다 더 작은 폭에 대해서, 복사 효율은 낮고 큰 폭은 효율이 높으나, 더 고차 모드는 필드 왜곡을 일으키는 결과로 나타날 것이다. 설계시 도움이 되므로, (40)식은 일반적인 유전 기판으로 그림15과 같이 그려진다. 만약 다른 재료들을 사용된다면 (40)식은 ε_r의 적절한 값으로 사용되어야 한다.

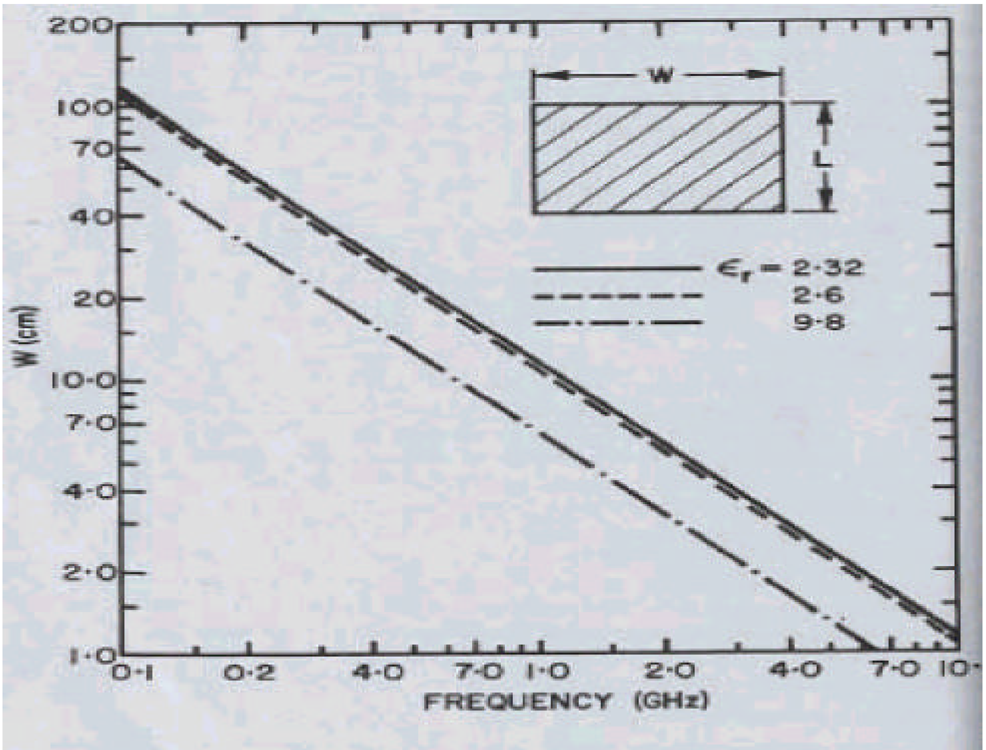

Figure 15 Element Width vs Frequency for Different Dielectric Substrates

2. **소자 길이**(Element Length)

W는 알고 있고, 유효 유전상수 ε_e과 선로 확대 Δl는 각 각 $\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}(1 + \frac{12h}{W})^{-1/2}$과 $\frac{\Delta l}{h} = 0.412\frac{(\varepsilon_e + 0.3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\varepsilon_e - 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)}$으로부터 계산될 것이다. 공진 소자의 길이는 다음 식으로부터 얻게 된다.

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta l \qquad (41)$$

공진 소자가 원래 좁은 대역폭이기 때문에, 길이는 중요한 파라미터이고 (41)식은 선로길이 L에 대한 정확한 값을 얻는데 사용되어야 한다. 여러 가지 기판에 대해서 f_r대 L의 그림(16)이 설계를 증명하는데 이용될 것이다. 2GHz이하의 주파수에 대해서, 높이 L의 변화는 거의 무시할 수 있는 것에 주목하라.

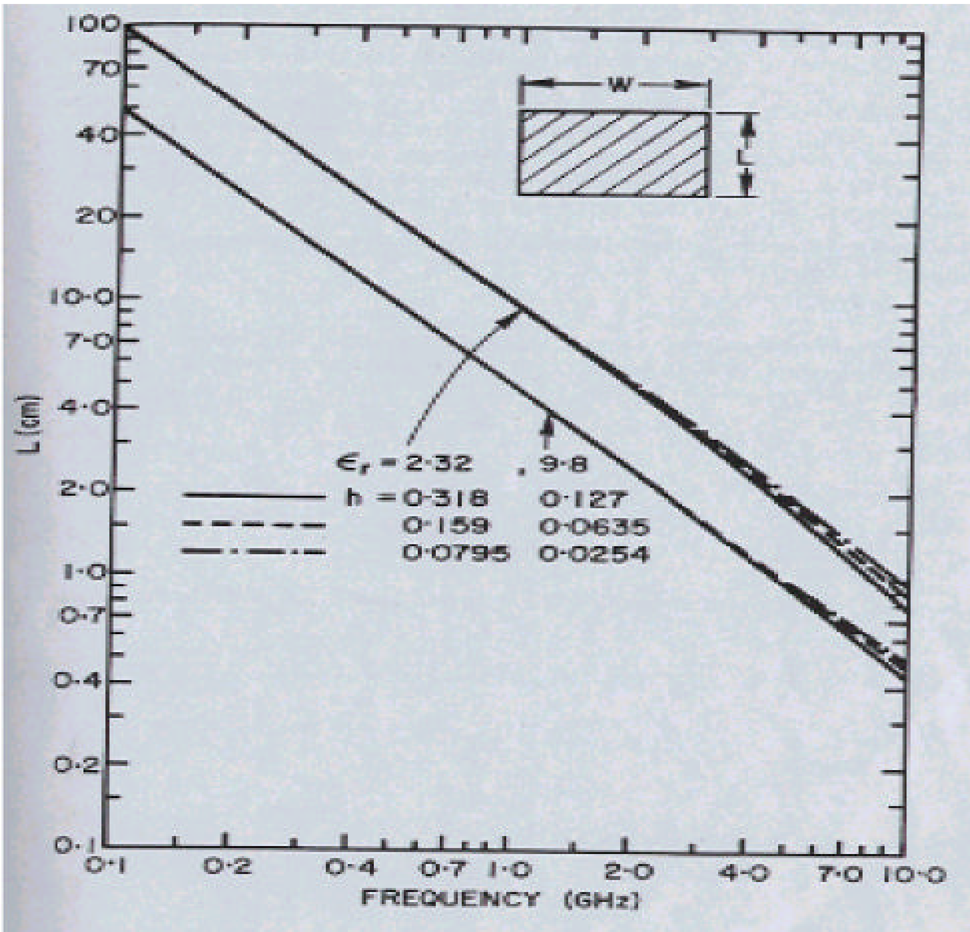

Figure16 Element Length vs Frequency for Different Dielectric Substrates

3. **복사 패턴**

여러 가지 수학적인 모델이 마이크로스트립 패치 복사체의 복사 특성을 예측하기 위한 것을 설명한다. 간단한 전송 선로 모델은 대부분의 기술적인 목적을 위해서 적절한 결과를 제공한다. 그와 같이, 복사패턴은 (42)**과** (43)**식을 이용함으로써 그려질 것이다.**

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2}\cos\theta\right)}{\frac{k_0 W}{2}\cos\theta}\sin\theta \qquad (42)$$

$$F_T(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h\cos\phi}{2}\right)}{\frac{k_0 h\cos\phi}{2}}\cos\left(\frac{k_0 L}{2}\cos\phi\right) \qquad (43)$$

4. **입력 어드미턴스**

마이크로스트립 복사체의 입력 임피턴스 혹은 어드미턴스는 필수적인 파라미터이다. 소자와 피드사이를 정확한 매칭을 제공하기 때문에 정확하게 알고 있어야 한다. Richard et al과 Carvers는 이론적으로 예측한 값과 실험값사이의 정확한 일치를 얻게된다. 그러나, (44)식은 임의의 피드점에 대해 마이크로스트립 안테나의 입력 어드미턴스를 간단하게 계산하게끔 한다. 탐침 피드 소자에 대해서는, (45)식은 더 나은 결과를 위해 사용될 수 있다.

$$Y_i = 2G[\cos^2(\beta z) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2}\sin^2(\beta z) - \frac{B}{Y_0}\sin(2\beta z)]^{-1} \quad (44)$$

$$Z_i = Z_1 + jX_L \quad (Z_1 = 1/Y_1) \quad (45)$$

5. 복사 저항, Q 인자와 손실들

복사 저항은 W가 λ_0보다 크든지 적든지 종속되는 $W \ll \lambda_0,\ R_r = 90\lambda_0^2/W^2$혹은 $W \gg \lambda_0,\ R_r = 120\lambda_0/W$식으로부터 값을 구할 수 있을 것이다. ((40)식으로부터 계산된 W) $W < \lambda_0$일 때, 그림17는 적절한 기판 두께로 곡선을 사용해서 f_r동작주파수에서 복사 저항을 결정하기 위해서 (49)과 (50)식으로 사용될 수 있다. 이들 곡선들은 (46)과 (51)식으로부터 패치 재료로 $\tan\sigma = 0.0005$와 구리라고 가정하여 계산되었다.

복사 저항과 관련된 특성 인자 Q_r는 다음으로부터 계산될 수 있다.

$$Q_r = 2\pi f_r W_T / P_r \quad (46)$$

여기서, W_T는 공진때 저장된 에너지이고 P_r은 $P_r = \frac{V_0^2 I_1}{240\pi^2}$식에 의해 주어진 복사 전력이다. 저장된 에너지는 다음과 같다.

$$W_T = \frac{1}{4}\varepsilon_0\varepsilon_r E_x^2 hLW \quad (47)$$

이고 따라서

$$Q_r = \frac{c\sqrt{\varepsilon_e}}{4f_r h} \quad (48)$$

구리 손실 R_c에 대한 등가 저항과 유전체 손실 R_d는

$$R_c = 0,00027\sqrt{f_r}\frac{L}{W}Q_r^2 \quad (f_r \text{ in GHz}) \quad (49)$$

이고

$$R_d = \frac{30\tan\sigma}{\varepsilon_r}\ \frac{h\lambda_0}{L\ W}\ Q_r^2 \qquad (50)$$

전체 특성 인자 Q_T는

$$Q_T = \frac{Q_R R_T}{R_r^{'}} \qquad (51)$$

여기서 $R_T = R_r^{'} + R_D = R_c ; \quad R_r^{'} = \frac{R_r}{2.}$

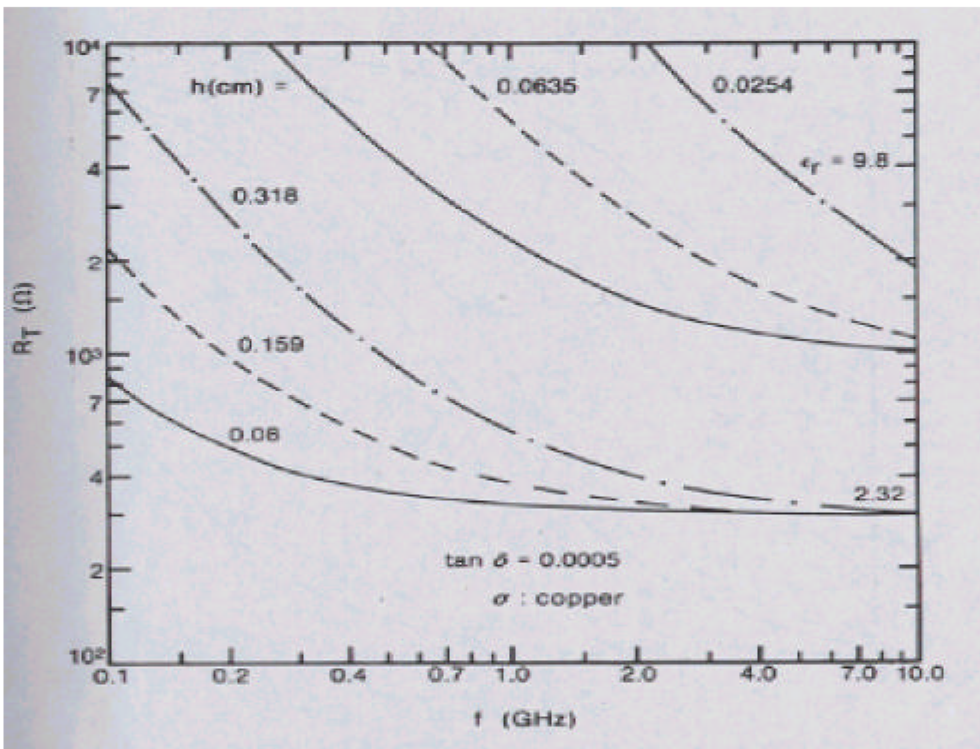

Figure 17 Radiation Resistance as a Function of Frequency for Different Dielectric Substrate Designed Antennas

안테나의 효율은 입력 전력에 대한 복사 전력의 비로 정의되며, 등가 저항으로 표현될 수 있다.

$$\eta\% = R'_r / R_T \times 100 \qquad (52)$$

다른 얇은 기판에 대한 효율과 주파수를 그림18에 나타내고 있다.

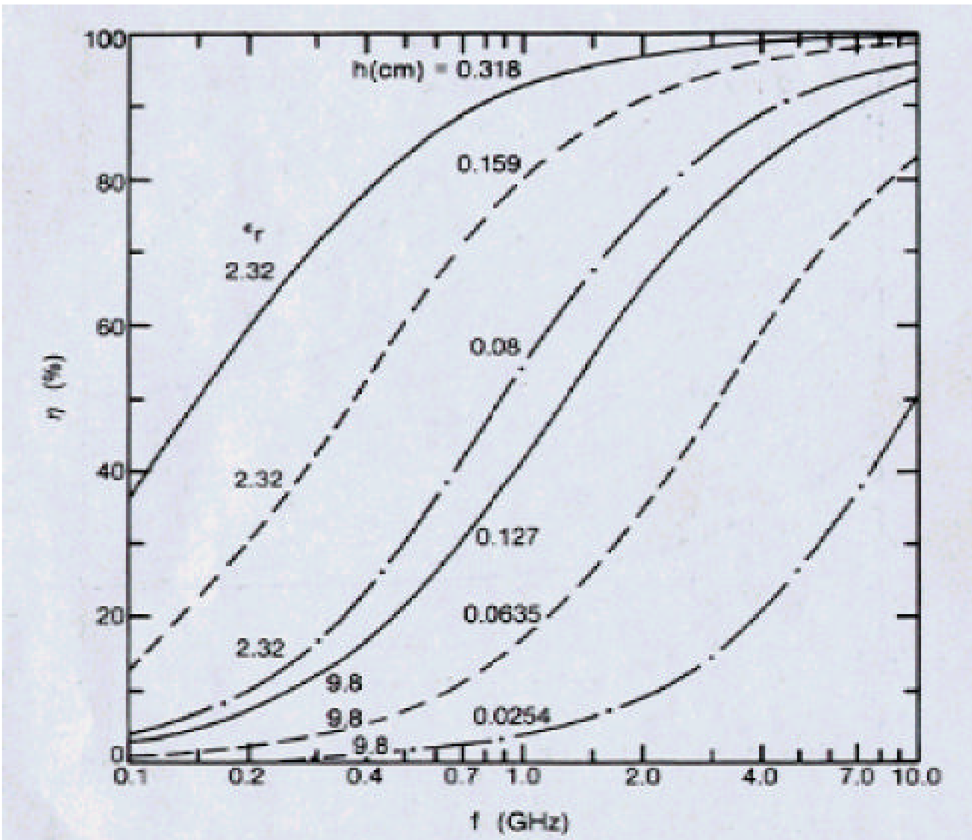

Figure 18 Efficiency vs Frequency for Different Dielectric Substrate Antennas

6. 대역폭

피드 선로 VSWR 〈s에 대해서 마이크로스트립 안테나의 대역폭은

$$BW = \frac{s-1}{Q_T\sqrt{s}} \qquad (53)$$

로 나타낼 수 있다.

VSWR 〈2**의 마이크로스트립 소자에 대한** BW**의 전형적인 그림은 그림**19**에서 보여주고 있다. 주어진 주파수에 대해서, 큰 대역폭은 더 두꺼운 기판을 선택함으로써 가능하다는 것을 주목한다. 또한 그 곡선은** ε_r**의 낮은 값이 큰 대역폭으로 나타낸다. 전형적인 값이 몇 퍼센트의 차수이므로 제한된 대역폭은 마이크로스트립 안테나에 대해 일반적으로 불편한 것 중의 하나이다. 대역폭은 복사체의 인덕턴스를 증가시키거나, 그것의 구멍이나 슬롯을 자르거나 피드선에 복사체의 매칭을 개선하기 위한 반응 성분을 추가함으로써 증가될 것이다.**

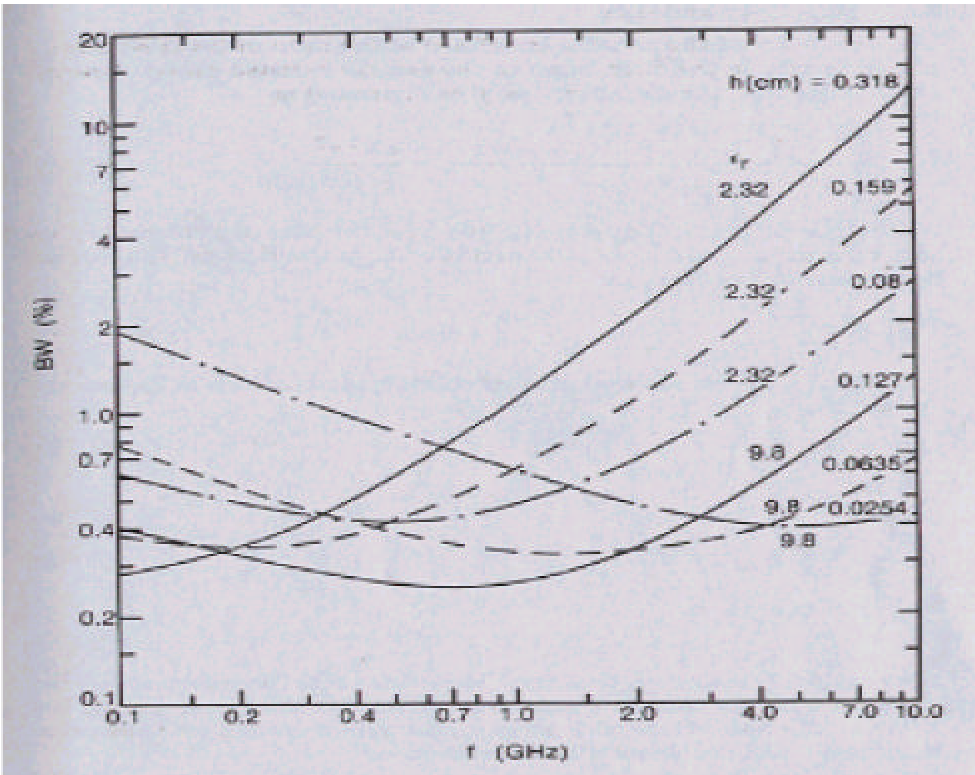

Figure 19 Variation of Bandwidth with Frequency for Different Dielectric Substrate Antennas

7. 지향성과 이득

안테나의 지향성은 주빔에서 최대 전력 밀도의 평균 복사 전력 밀도의 비로 정의된다. 단일 슬롯에 대해서, 지향성은 다음과 같이 표현될 것이다.

$$D = \frac{\frac{1}{2} Re(E_{\theta} H_{\phi}^{*} - E_{\phi} H_{\theta}^{*})\big|_{\theta=\frac{\pi}{2}}}{P_r / 4\pi r^2} = \frac{4W^2\pi^2}{I_1}\lambda_0^2 \quad (54)$$

여기서, I_1는 $I_1 = \int_0^{\pi} \sin^2\left(\frac{k_0 W\cos\theta}{2}\right)\tan^2\theta \sin\theta d\theta$)식에서 정의되어 있다. 간격 L인 두 개의 슬롯로 구성되어 있는 마이크로스트립 안테나의 경우에 대해서, E 면에서 지향성의 표현식은 다음과 같다.

$$D_W = \frac{2D}{1 + g_{12}} \quad (55)$$

여기서, g_{12}는 $g_{12} = \frac{1}{120\pi^2}\int_0^{\pi} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi W\cos\theta}{\lambda_0}\right)\tan^2\theta\sin\theta J_0\left(\frac{2\pi L}{\lambda_0}\sin\theta\right)}{G} d\theta$식에서 정의

된 표준화된 상호 컨덕턴스이다. $g_{12} \ll 1$일 때

$$D_W = 2D \qquad (56)$$

이고

$$W \ll \lambda_0, \quad D_W \cong 6.6$$

$$W \gg \lambda_0, \quad D_W \cong 8W/\lambda_0$$

유효 이득은

$$G_e = \eta D_W \qquad (57)$$

여기서 η는 안테나의 효율이다. 그림20에서 이득 대 주파수는 두께 변화에 대한 유전 기판에 대해서 그려주고 있다. 주어진 ε_r인 기판에 대해서, 이득은 기판 두께 h와 함께 증가하고 ε_r의 증가시키면 이득은 감소하는 것을 보여 주고 있다.

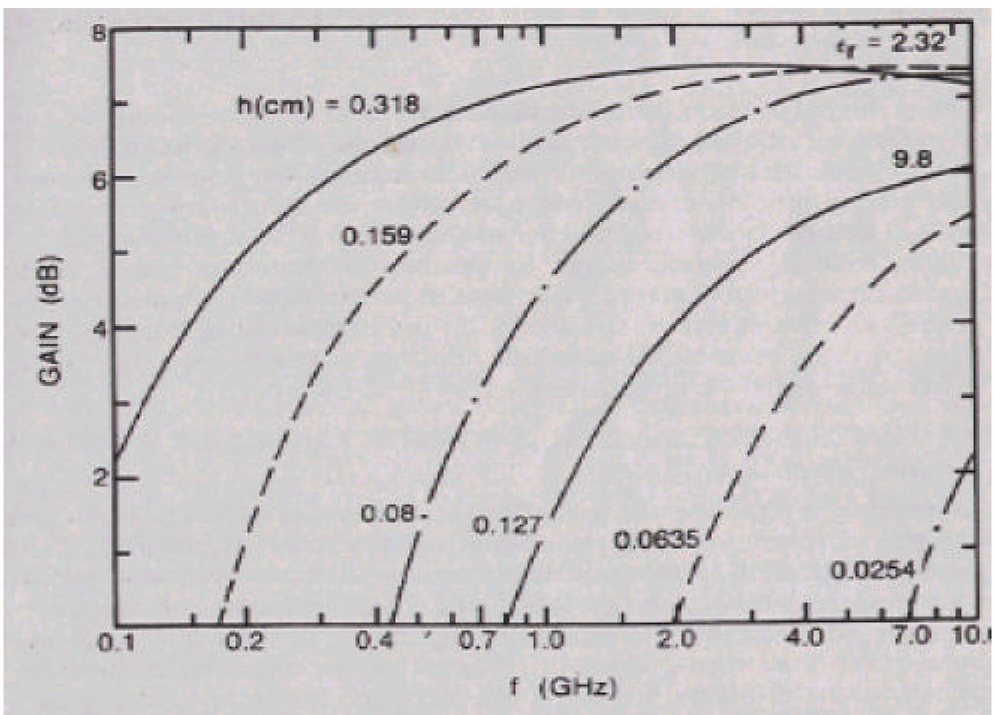

Figure 20 Gain vs Frequency for Various Rectangular Microstrip Antennas

8. 대역폭

좁고 넓은 대역폭은 모두 마음속에서 응용분야에 의존하는 성질들에 요구할 수 있을 것이다. 반 전력 대역폭은 3dB까지의 감소된 이득의 지향성 혹은 최대치의 $1/\sqrt{2}$까지 감소한 복사장사이의 각도 폭과 같다. 몇 몇의 근사치와 수학적인 조정

을 한 후, 그들의 관계를 얻을 수 있다.

$$\theta_{BH} = 2\cos^{-1}\left(\frac{1}{2\left\{1 + k_0 \frac{W}{2}\right\}}\right) \tag{58.a}$$

$$\theta_{BE} = 2\cos^{-1}\left(\frac{7.03}{(3k_0^2 L^2 + k_0^2 h^2)}\right) \tag{58.b}$$

여기서 θ_{BH}와 θ_{BE}는 각 각 H와 E 평면에서의 반전력 폭이다.

마이크로스트립 소자의 빔폭은 더 적은 소자를 선택함으로써 증가될 수 있고, 따라서, W와 L를 줄인다. 주어진 공진 주파수에 대해서, 더 높은 상대 유전율을 가진 기판을 선택함으로써 이들의 크기가 변화될 수 있다. 많은 응용분야에서, 물리적인 크기의 감소가 요구될 수 있다. 빔폭이 증가하기 때문에, 소자 이득과 그 결과로서의 지향성이 감소하고, 그래서 안테나 효율은 변함이 없다.

주요한 안테나 특성은 앞에서 고려되어 왔다. 표준 기술은 null 방향 혹은 사이드로브 레벨과 같은, 특성들을 결정하는데 이용될 것이다. 앞에서 주어진 표현식은 마이크로스트립 안테나에 대해서 좋은 예측과 설계 기술을 제공하나, 설계 값은 측정된 특성과 반드시 일치하지는 않는다. 다른 점들은 유전체 기판 성질, 구성 에러 등에서 접지면 크기와 허용오자와 같이 다수의 이유의 탓으로 돌리게 된다.

3절 실제 마이크로스트립 안테나의 설계 고려 사항들

사각 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 이론적인 관점과 설계 절차는 앞에서 논의되었다. 그러나, 완전한 설계에서 고려되어야 하는 다른 관점들이 있다. 이것들은 피드 설계, 필드의 편파, 동작에 대한 주파수 다양성, 등등을 포함한다. 피드 설계는 앞에서 논의되었고, 그 방법은 안테나의 적절한 피드를 설계하는데 사용될 수 있는 것을 나타내고 있다. 앞에서, 피드 위치가 변화함으로써, 입력 임피던스가 변화하고 그래서 임피던스 매칭에 필요한 간단한 방법을 제공하는 것을 보았다. 피드의 위치에 대한 변화는 더구나 공진 주파수의 조금의 변화로 나타날 것이고, 그러나 복사 패턴은 본래 불변하다. 공진 주파수의 변화는 패치를 조정함으로써 제어될 수 있을 것이다. 여기서, 편파와 다양한 동작 주파수와 같은 몇 몇의 다른 설계의 고려사항들이 고려될 것이다.

1. 편파

사각 패치 안테나의 편파는 corner-fed 정사각 소자의 경우처럼 일반적으로 선

형이다. 그러나, 사각 패치의 corner feeding으로써, 원형편파는 한 개의 피드 점으로 얻을 수 있다. Kaloi과 Caver와 Coffey들은 L/W=1.029인 corner fed 패치는 한 쪽 방향의 원형 편파를 만들어야 한다는 것을 보였고, 적절한 corner를 선택함으로써, 좌선원형 편파와 우선 원형 편파 모두가 가능하다. 사각 혹은 정사각 소자로 원형 편파는 그림21과 같이 위상중에서 90。신호를 갖는 안테나의 두 개의 직각 모드로 여기함으로써 얻게 될 것이다. 이들 안테나는 필드의 E_θ와 E_ϕ성분 모두를 갖는다.

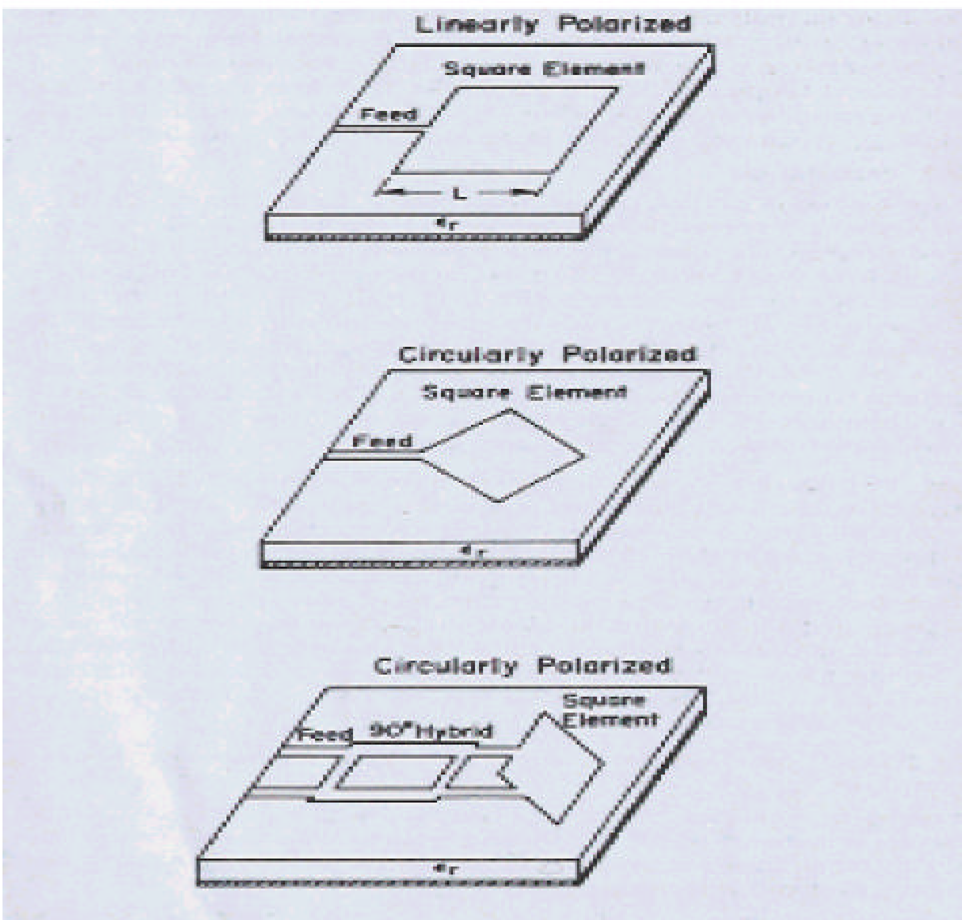

Figure 21 Linear and Circular Polarization Operation of a Square Microstrip Patch Element

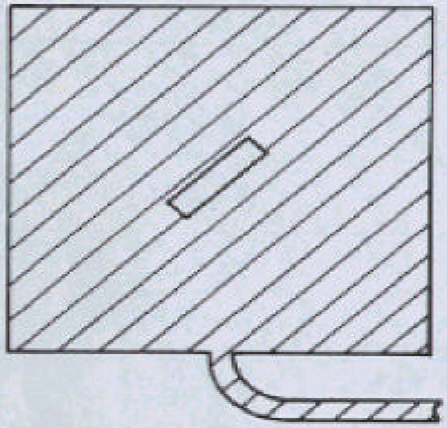

Figure 22 Square Microstrip Radiator with a Rectangular Polarizing Patch Oriented 45° to the Input Axis with RHC Polarization

Kerr는 마이크로스트립 안테나에서 원형 편파를 만들기 위한 novel 기술을 개발하였다. 그는 길게 연장된 금속 스트립이 마이크로스트립 복사체의 중앙에 제거되면 공진 주파수는 입력 축에 대하여 방위의 함수로 주어진다는 것을 주목하였다. 이 결과는 대칭인 원형 편파 복사체, 단일 입력을 갖는 피드와 같은 주파수에서 선형 편파에 필요한 것보다 더 작은 크기를 개발하여 이용하였다. 그림22은 단일 입력을 가진 정사각 마이크로스트립 복사체와 RHC 편파로 입력 축에 방향이 45。인 사각 편파 패치를 보여주고 있다. 패치를 90。로 회전한 것과 인접 면에 피드를 이동시키는 것은 LHC 편파로 주어질 것이다.

2. 마이크로스트립 안테나의 이중 주파수 혹은 여러 주파수에서 동작

많은 응용분야에서, 마이크로스트립 안테나의 협대역은 많은 응용분야에서 이용하는데 제약받게 된다. 다행하게도, 여러 가지 기술들이 이중 주파수 혹은 많은 주파수에서 동작하는 것을 얻는데 이용할 수 있다.

사각 마이크로스트립 안테나에 이중 주파수 동작을 얻는데 필요한 간단한 기술은 인접 면으로부터 패치 fed를 이용하여 한 주파수에서는 소자 공진의 길이와 다른 주파수에서는 폭을 가지는 것이다. 이 기술은 엇걸림 동조로 소자의 대역폭을 증가시키는데 이용될 것이다. 이중 주파수 안테나를 설계를 위한 다른 방법은 Sanford와 Munson에 의해 제안되었고 그림23에서 설명된다. 소자의 높은 주파수 부분은 스스로 분명하다. 소자주위의 전도 경계는 회로 안이 아니고 낮은 공진 주파수에서 높은 주파수 구역에 접속하는 것이다. 전체 구조가 원형 편파인 낮은 주파수 소자처럼 동작하는 것과 같이 조정된다. 낮은 주파수 구역과 경계 면에 접속

하기 위해서, 높은 주파수에서는 개방 회로와 낮은 주파수에서는 단락 회로처럼 나타낸 회로가 요구된다. 상위 주파수가 낮은 주파수에 두 배인 경우에, 상위 주파수에서 λ/2의 전송 선로 길이와 낮은 주파수에서 λ/4의 전송선로 길이를 이용함으로써 편리하게 이것이 이루어진다.

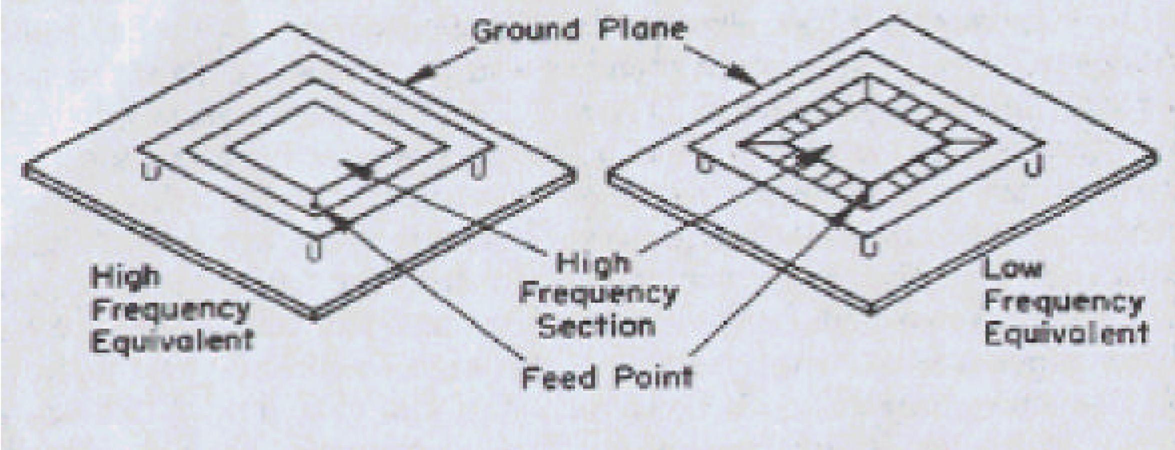

Figure 23 Dual Frequency Microstrip Patch Antenna

Kerr에 의한 여러 주파수와 이중 중파수에서 동작하는 다른 기술은 그림 24에서 보여 주고 있고, 이것은 마이크로스트립 안테나의 마지막 걸작이다. 다른 공진 주파수는 안테나 종단 출력은 단락 혹은 개방 회로일 때 얻게된다. 종단 출력에 추가된 coaxial 선로의 길이는 단락 및 개방 회로 조건에 대해 두 개의 추가적인 공진 주파수들을 만들어 낸다. 게다가, 공진들은 선로의 추가로 가능하고 그래서 조정할 수 있는 마이크로스트립 안테나가 가능하다.

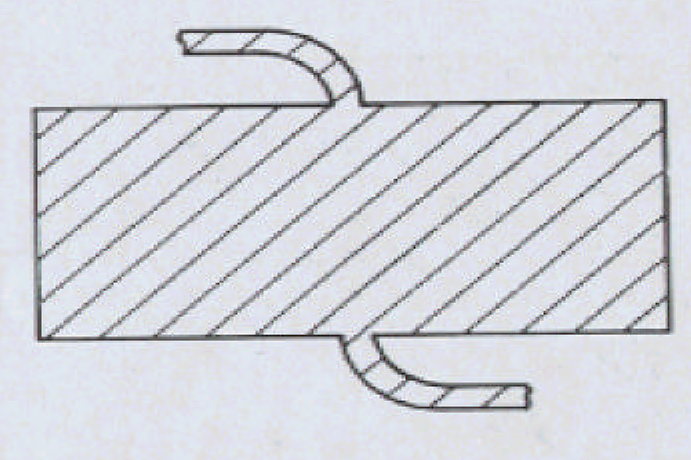

Figure 24 Frequency Diversity Operation of a Microstrip Antenna with Additional Lines

Schaubert와 Farrar에 의해 개발된 piggyback 안테나는 이중 주파수 안테나의 또 다른 견본이다. 이것은 그림25와 같이 공통 개구를 공유하기 위해서 쌓아두고 두 개의 독립된 신호의 복사하도록 분리되게 공급된 마이크로스트립 안테나로 구성되어 있다. 소자들은 $\lambda/4$ 혹은 $\lambda/2$인 마이크로스트립 안테나 복사체일 것이다. 그러나, 아래에 있는 소자는 상층의 소자에 좋은 접지면을 제공하도록 더 큰 것이어야 한다.

3. 전방향 마이크로스트립 안테나

사각 마이크로스트립 복사체는 전형적으로 60° 에서 160° 사이의 빔폭을 가지도록 설계될 수 있다. 몇 몇 응용분야에서 Appolo Soyuz Doppler Tracking Experiment 협대역폭의 소자가 주로 설계되었다. 다른 한편으로, 더 많은 범위에 요구되는 응용분야를 위해서, 위성을 연결하는 항공기 혹은 현측으로부터 50° 도보다 더 큰 각도로 조정하는 위상 배열에서와 같이, 광대역폭을 갖는 소자들이 필요하다. 아직 다른 응용분야에서는, 전 방향의 범위가 요구할 수 있고 평면 마이크로스트립 안테나들이 전 방향이 아니기 때문에 특별한 기술들이 채택되어져야 한다. Krall et al.은 전방향 마이크로스트립 안테나를 설계하였고 이것은 기본적으로 나선형으로 둘러쌓인 $4/\lambda$파장 안테나이고 기판과 접지면은 그림26와 같이 입체 중심적인 실린더로 형성되어 있다. 그 안테나는 두께를 제외하고 표준 마이크로스트립 안테나보다 치수가 적으며, Helix와 같이 둘러쌓여 있기 때문에 짧다.

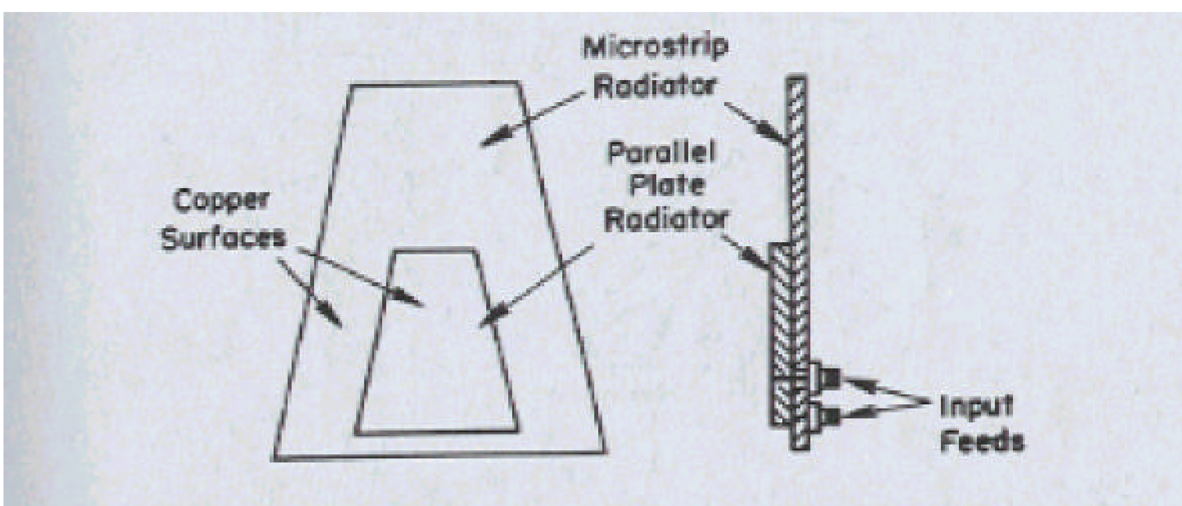

Figure 25 Piggyback Microstrip Patch Antenna for Dual Frequency Operation

이 전방향 마이크로스트립 안테나의 다른 이점은 정합회로망이 필요없다는 것이고, 그래서 안테나에 어떤 동축 선로로 피드를 연결할 수 있으며, 안테나의 중심에 빈 공간은 필요하다면 필요한 전자회로를 채우는데 이용될 수 있다.

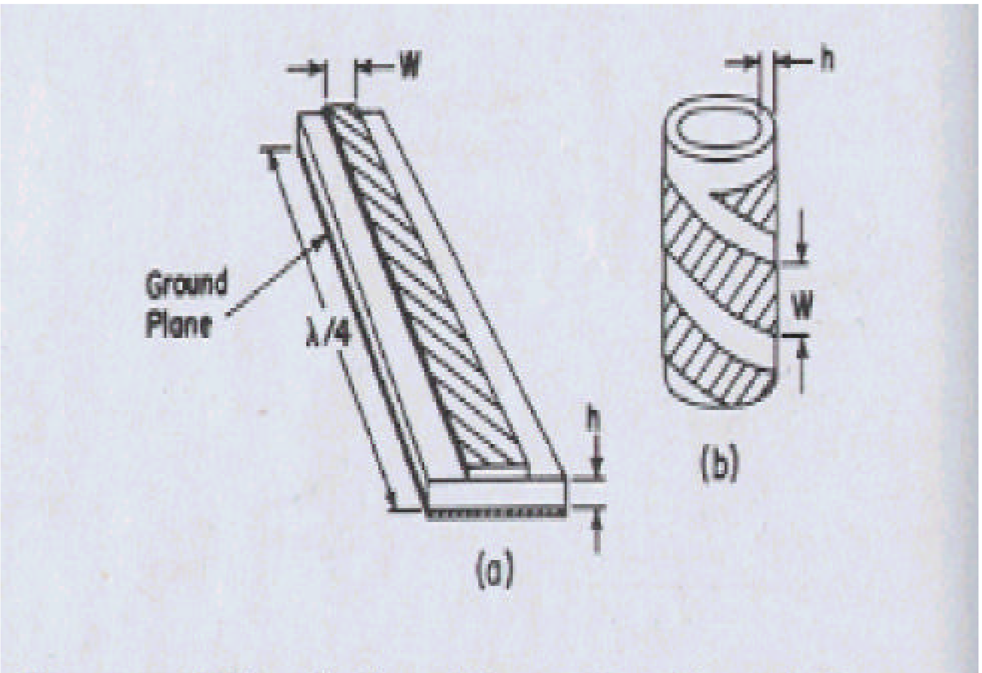

Figure 26 A Linearly Shorted Quarter Wave Microstrip Resonator and the Omni-Directional Microstrip Antenna

주어진 설계 방정식중의 몇 몇이 이런 경우에 공진기가 4/λ파장의 길이인 것을 제외하고는 이용될 수 있다. 안테나가 스트립사이 개방 공간이 적어도 스트립 폭의 1/2이면 잘 동작한다는 것을 경험적으로 측정되어 왔다. 그러면, 나선의 화전수를 결정하는 것은 간단한 것이다. 폭(W)는 전방향 패턴을 확실하게 하는 실린더의 직경과 조금은 비교되지 않아야 한다. Krall에 의해서 설계된 실제 안테나는 41.39MHz에서 좋은 결과값을 갖는다. Schaubert와 Farrar들은 전방향 패턴을 만들기 위해서 spiral-slot 마이크로스트립 안테나 복사체로 유사한 개념을 사용하였다.

4. 마이크로스트립 안테나에 대한 Icing 효과 혹은 유전체의 코팅

마이크로스트립 패치 안테나는 보호를 위해서 도료 혹은 다른 유전 재료로 icing이 필요하거나 코팅될 수 있다. 이들 코팅은 잘 알고 있는 영역에서 성능에 영향을 준다. 특별히, 공진 주파수가 낮으며, 튜닝 문제를 일으키고 심각하게 성능

을 저하시키므로, 이들 안테나들의 대역폭이 본래 낮기 때문에 심각할 수 있다.

마이크로스트립 안테나가 금속판 재질으로 덮혀있을 때, 특성 임피턴스, 위상 속도, 손실과 Q 인자와 같이 이들의 성질은 변한다. 변화의 정도는 코팅된 유전체와 상대 유전율의 농도에 의존하며, 이것은 기판 재질의 유전율과 다르거나 같을 수 있다. (그림27에 삽입)구성의 특징은 다양한 기술을 사용하면서 연구될 수 있다. 유전체 층으로 덮여진 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는 기판의 실제 유전 상수를 알면 결정될 수 있다. W/h에 대한 많은 값에 실제 유전 상수의 변화는 d/h의 함수로 그림27에서 보여 주고 있고, 여기서 d는 유전 코팅의 두께를 나타내고 있다. unload 경우(ε_{eo})의 실제 유전 상수의 변화에서부터 load 경우(ε_e)까지, 공진 주파수에서 아주 작은 변화는 다음과 같은 식을 이용하여 계산될 수 있다.

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{\sqrt{\varepsilon_e} - \sqrt{\varepsilon_{eo}}}{\sqrt{\varepsilon_e}} \tag{54}$$

$\varepsilon_e = \varepsilon_{eo} + \Delta\varepsilon_e$이고 $\Delta\varepsilon_e \leq 0.1\varepsilon_{eo}$이면,

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{1}{2} \frac{\Delta\varepsilon_e / \varepsilon_{eo}}{1 + 1/2\Delta\varepsilon_e / \varepsilon_{eo}} \tag{55}$$

유전층이 덮인 마이크로스트립 안테나의 단편적인 공진 주파수는 그림28과 29에서 공진 주파수의 함수로 그려져 있다.

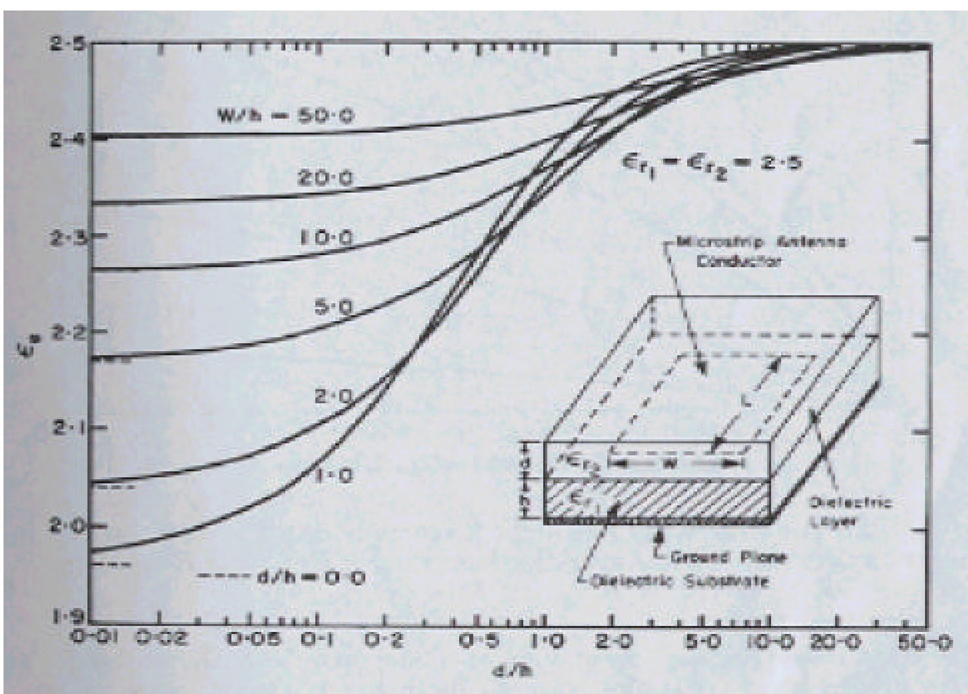

Figure 27 Effective Dielectric Constant as a Function of d/h for Various Values of W/h

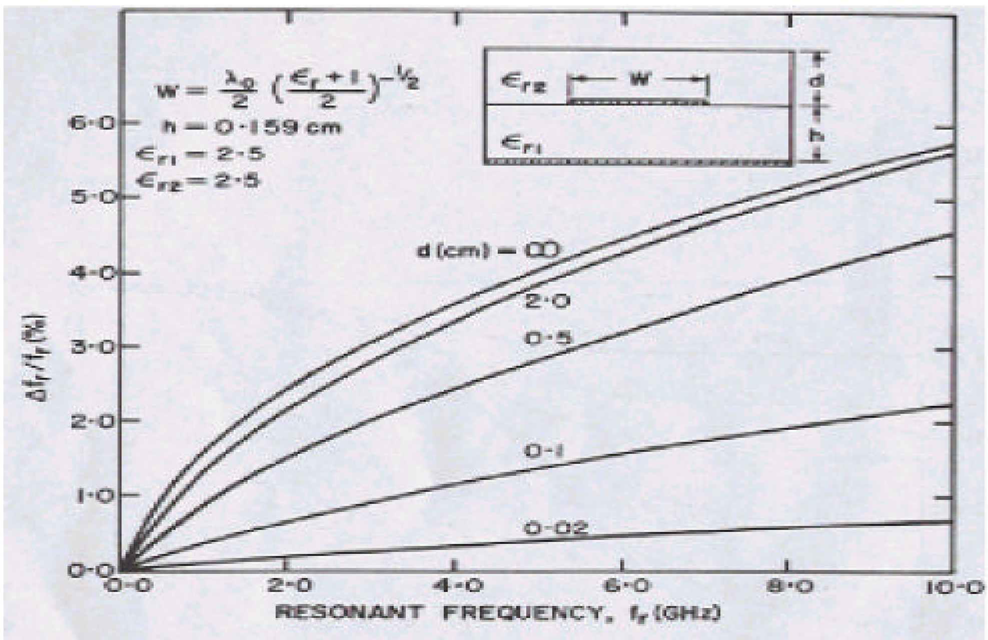

Figure 28 The Fractional Resonant Frequency of a Microstrip Antenn Covered with a Dielectric Layer as a Function of Resonant Frequency for ϵ_{r2} = 2.5

그림28**은** $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2} = 2.5$**일 때 단편적인 공진 주파수를 그려져 있다**. **얇은 유전층** (d≤1mm)**에 대해 공진 주파수의 감소량은** 3GHz **이하의 주파수에 대한** 1%**보다 적다**. 10GHz**이하에서 동작하는 안테나에 대한 공진 주파수의 최대 변화는** 5.8% **보다 적다**.

여러 ice**층에서 동작하는 주파수와 비교하여 안테나의 공진 주파수의 단편적인 변화가 그림**29**에서 보여주고 있다**. **유전 상수** ε_{r2}**는** ice**의 상대 유전율의 절대값으로 표현된다**. **반 무한** ice**층으로 덮여 있으며** 10GHz**에서 동작하는 사각 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는** unload **안테나와 비교한 것과 같이** 7.8%**로 감소한다**. **이 그림은** icing **조건에 지배받는 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수의 변화를 계산하는데 사용될 수 있다**. **이 결과치는 그런 안테나를 이용하여 생의학 연구에 유용한 것이다**.

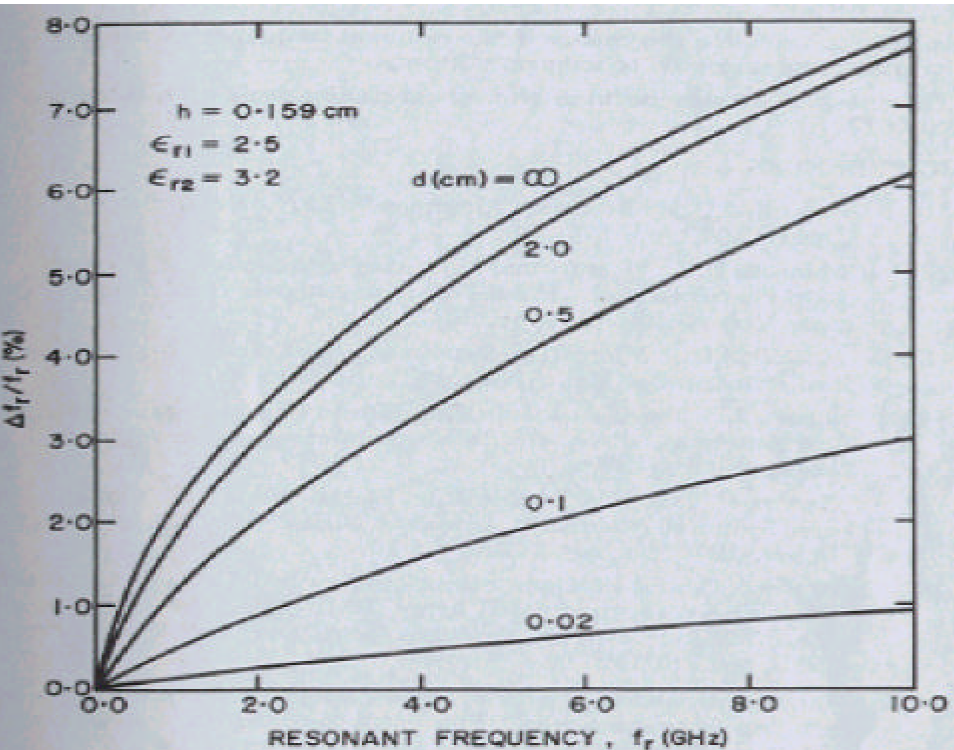

Figure 29 *The Fractional Resonant Frequency of a Microstrip Antenna Covered with a Dielectric Layer as a Function of Resonant Frequency for* ϵ_{r2} *= 3.2 (ice)*

제 Ⅳ 장 안테나 설계

안테나 설계용 IE3D를 이용한 단일 패치마이크로스트립 안테나 설계를 통한 안테나 시뮬레이션 처리하여 WLL용 안테나를 구현하여 보았다.

1절 설계 사양

설계주파수	유전상수(ε_r)	h	W	L	비고
2,350MHz	2.32	3.18mm	49.5mm	38.6mm	

2절 시뮬레이션 값

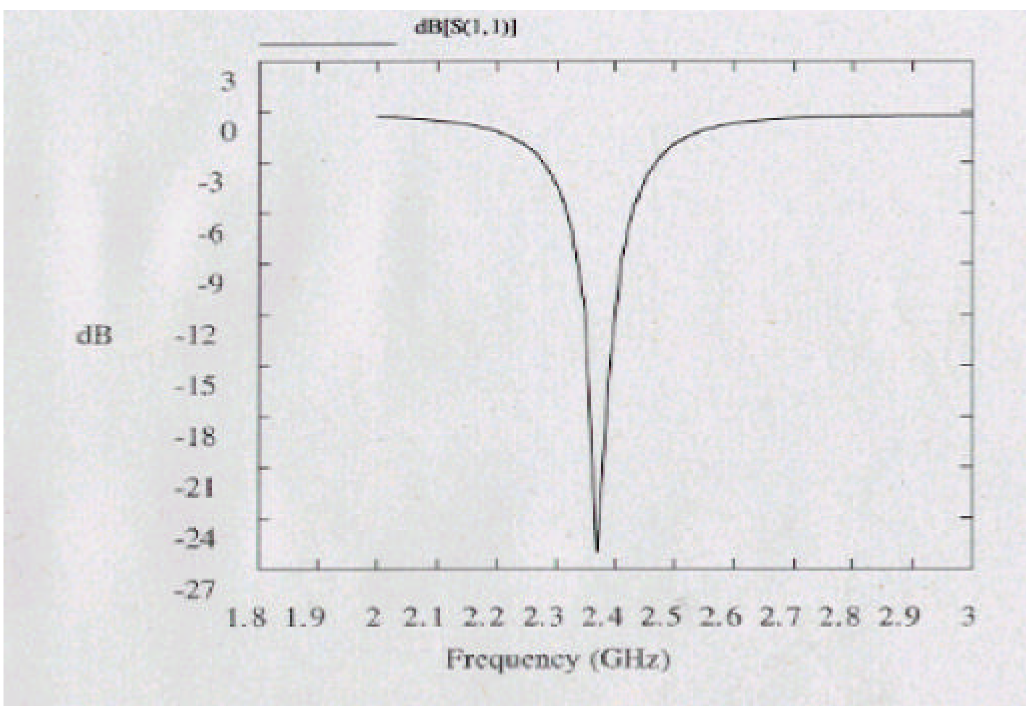

그림29 설계된 안테나의 반사손실

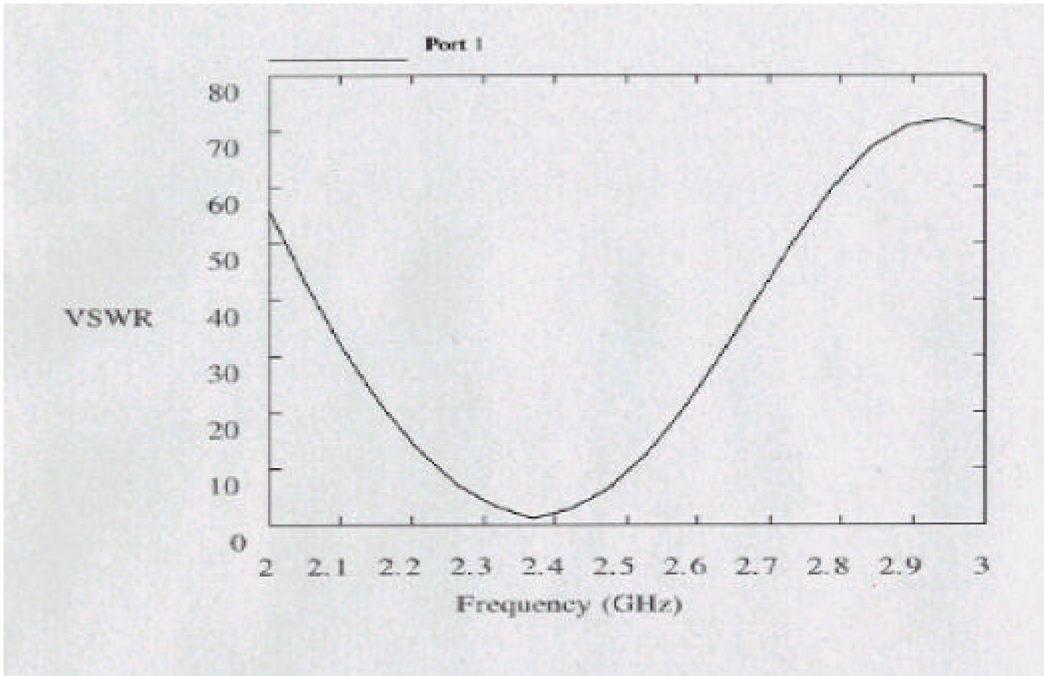

그림3
0 **설계된 안테나의** VSWR

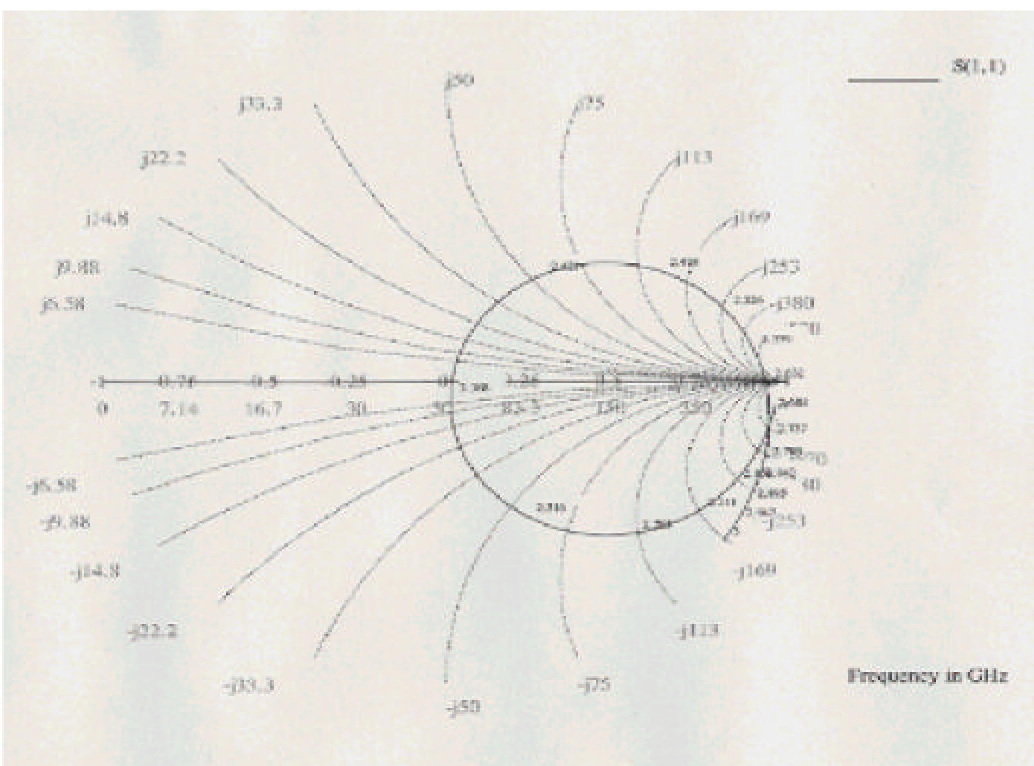

그림31 **설계된 안테나의 임피던스**

제 V 장 결 론

본 연구과제는 무선가입자망용 평면 마이크로스트립 안테나 설계 연구로서 마이크로스트립 안테나의 이론 및 설계에 관한 연구를 수행하였다.

제1장에서는 무선가입자망용 안테나에 대한 간단한 소개를 하였다.

제2장에서는 마이크로스트립 안테나의 소개, 장단점, 응용분야, 복사장, 안테나의 변수, 안테나의 종류 및 안테나의 피드에 관한 연구를 수행하였다.

제3장에서는 사각 마이크로스트립 안테나의 복사체에 대한 분석, 안테나 설계 절차 및 실제 설계시 고려 사항들에 대해서 연구를 수행하였다.

제4장에서는 무선가입자용 평면 마이크로스트립 안테나를 가장 단순한 모양인 단일 사각 패치 안테나를 설계하였다.