

유전체 덮개층 효과를 이용한 이동통신용 마이크로스트립 안테나의 개발에 관한 연구

The Development of Land Mobile Communication Microstrip Antenna Using Superstrate Effect

李 弘 民

Hong Min Lee

요 약

차량과 같은 지상 이동체 통신에서는 안테나에 도래하는 입사전파가 안테나의 수직평면에 대해서 약 60° 정도의 낮은 입사각을 가지므로 이를 효과적으로 수신할 수 있는 평면형 안테나를 제작하고 그 특성을 고찰하였다. 유전체 덮개층 효과를 이용한 설계를 하여 안테나의 기판층을 포함한 평면에서의 방사계가 영이 되지 않도록 함으로써 이러한 안테나의 설계가 가능하다. 주파수 1.2 GHz에서 70 MHz 정도의 대역폭을 갖고 저각도 입사전파를 수신할 수 있는 소형 마이크로스트립 안테나를 구현하였다.

Abstract

In land mobile communications, incident waves to mobile antenna come mostly from directions having low elevation angles about 60° down from the vertical plane. In order to receive this waves effectively, planar type antenna was fabricated and its characteristics were analyzed. This type of antenna is achieved using superstrate effect criteria which are derived for a nonzero radiation field extending down to the substrate layer surface plan.

A small planar type microstrip antenna which can receive incident waves having low elevation angle was fabricated. Experimental results show that the band width of the fabricated antenna is 70 MHz at 1.2 GHz and have nonzero radiation field down to the layer surface.

I. 서 론

최근 전파자원의 효율적인 활용이라는 측면에서 무선통신 서어비스 기술에 대한 관심이 크게 고조되고 있으며 이 중에서도 차량, 선박, 항공기 등에 응용되어지는 이동통신 시스템에 대한 수요가 급증

하고 있다. 이러한 이동통신 시스템에 사용되는 안테나는 소형, 경량이며 저렴한 가격으로 좋은 전기적 특성 등을 갖는 요구조건을 충족시켜야 한다. 본 연구는 차량무선 전화시스템에 사용될 수 있는 안테나에 대한 연구로서 차량의 지붕위에 간단히 설치될 수 있는 평면구조의 마이크로스트립 안테나의 개발에 관한 것이다. 종래에 사용하고 있는 선형

경기대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Kyonggi University)

· 논문 번호 : 961021-053

· 수정완료일자 : 1997년 4월 9일

휩안테나의 구조적 특성의 결합을 보완하기 위하여 마이크로스트립 안테나 소자 위에 유전체 덮개층 (superstrate layer)을 형성시키고 설계조건을 최적화 시켜 주어 평판형 구조의 이동통신용 안테나를 구현하고자 한다. 마이크로스트립 안테나 소자 위에 덮혀진 유전체 층은 안테나의 이득, 방사저항, 효율 및 공진주파수와 같은 안테나의 성능에 영향을 주게 되며 일반적으로 유전체 덮개 층의 효과는 기관층이 충분히 얇은 경우 안테나의 효율을 100%로 할 수 있으며^[1] 임의의 각 θ 에서 고이득을 갖는 이득 증가현상을 가져올 수 있다^[2]. 아울러 E평면 또는 H평면 방사 패턴이 거의 무지향성을 갖도록 할 수도 있다^[3]. 차량 이동통신에 있어서 입사전파들은 주로 낮은 입사각을 갖고 안테나에 도래하게 되므로 안테나의 방사특성은 무지향성을 갖도록 설계되어야 한다.

본 논문에서는 푸리에 변환영역에서 변분법을 이용하여 구한 실효유전율 값을 사용하여 유전체 덮개층으로 인한 안테나의 공진주파수 감소율을 계산한 후 이를 안테나 설계에 적용하므로써 희망하는 주파수에서 공진하는 안테나를 설계할 수 있도록 하였다. 또한 설계 제작된 안테나는 저각도 입사파를 잘 수신할 수 있도록 하였으며 높은 유전율($\epsilon_r = 10.2$)을 갖는 상용기관을 사용하여 안테나 방사소자의 크기를 최소화 시키었고 제작된 안테나의 전기적 특성을 측정하였다.

II. H 평면내 무지향성 방사패턴을 얻기 위한 최적조건

그림 1과 같은 유전체 덮개 층이 있는 Hertzian electric dipole 안테나의 방사계는 다음과 같다^[2].

$$E_\theta = -\cos\psi \left(\frac{j\omega \mu_0}{4\pi R} \right) e^{-jk_0 R} G(\theta) \quad (1)$$

$$E_\psi = \sin\psi \left(\frac{j\omega \mu_0}{4\pi R} \right) e^{-jk_0 R} F(\theta) \quad (2)$$

$$gain(\theta, \psi) = \frac{4(\sin^2\psi |F(\theta)|^2 + \cos^2\psi |G(\theta)|^2)}{\int_0^{\pi/2} (\sin\theta) [|F(\theta)|^2 + |G(\theta)|^2] d\theta} \quad (3)$$

여기서 $G(\theta)$, $F(\theta)$ 는 전송선로 이론에서 각각 1 또는 $\cos\theta$ 의 입사파 전압이 인가되었을 경우 방사소자가 위치 한 $z = z_0$ 에서의 전압을 나타내며 ϵ_1 , ϵ_2 , μ_1 , μ_2 , h , d , z_0 가 주어졌을 경우 θ 만의 함수이다. 마이크로스트립 안테나에 공급되어진 전력은 공간으로 방사되어지는 방사전력과 표면파의 형태로 기관 층에 결합되어지는 표면파 전력으로 구분되며 표면파 전력이 증가할수록 안테나의 효율은 저하된다. 이는 기관의 두께가 증가할수록 많은 TE, TM 표면파 모드가 발생되므로 안테나의 효율을 증가시키려면 TM_0 모드는 차단되지 않으므로 TE 모드가 발생되지 아니하는 조건을 만족시키도록 안테나를 최적화하여야 한다.

일반적으로 구좌표계에서 $\theta \rightarrow \pi/2$ 일때 방사패턴은 층의 표면에서 0이 된다. 그러나 덮개 층과 기관 층의 두께가 TE 또는 TM 표면파 모드가 발생하도록 선정되어지면 $\theta \rightarrow \pi/2$ 일 때 방사패턴은 층의 표면에서 0이 되지 않는다. 즉, TE모드가 발생되면 식(2)의 $F(\theta)$ 함수는 $\theta \rightarrow \pi/2$ 일 때 0이 되지 않으며 (이 경우 H 평면패턴은 거의 무지향성), TM 표면파 모드가 발생되면 식 (1)의 $G(\theta)$ 함수는 $\theta \rightarrow \pi/2$ 일때 0이 되지 않는다. (이 경우 E 평면패턴은 거의 무지향성)

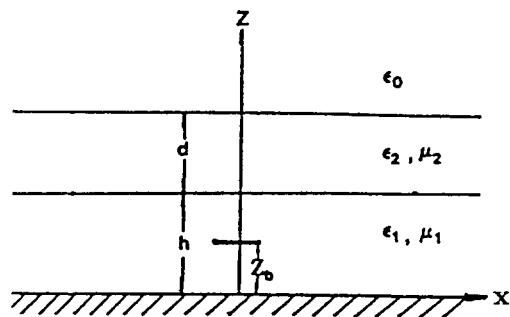


그림 1. Substrate-superstrate 구조

Fig. 1. Substrate-superstrate structure.

이러한 H 평면 ($\psi=\pi/2$) 또는 E 평면 ($\psi=0$) 방사패턴을 거의 무지향성으로 만들어주는 최적 조건은 다음과 같다. (여기서 안테나는 기판과 유전체 덮개층의 경계에 위치한다)

(H 평면)

$$\frac{n_2 d}{\lambda_0} = \frac{n_2}{2\pi\sqrt{n_2^2-1}} \tan^{-1} \left[\frac{\mu_2}{\mu_1} \frac{\sqrt{n_1^2-1}}{\sqrt{n_2^2-1}} \cdot \cot \left(2\pi \frac{n_1 h}{\lambda_0} \sqrt{1-1/n_1^2} \right) \right] \quad (4)$$

(H 평면)

$$\frac{n_2 d}{\lambda_0} = \frac{n_2}{2\pi\sqrt{n_2^2-1}} \tan^{-1} \left[\frac{-\epsilon_2}{\epsilon_1} \frac{\sqrt{n_1^2-1}}{\sqrt{n_2^2-1}} \cdot \tan \left(2\pi \frac{n_1 h}{\lambda_0} \sqrt{1-1/n_1^2} \right) \right] \quad (5)$$

그러나 실제로 이러한 최적조건을 만족시키는 안테나에 있어서 E 평면 방사패턴을 거의 무지향성으로 하고자 할 경우에는 덮개층의 두께가 매우 두껍게 되므로 H 평면 방사패턴을 거의 무지향성으로 설계하는 것이 실제적이 된다. H 평면의 방사패턴을 거의 무지향성으로 하기 위한 $n_2 d/\lambda_0$ 대 $n_1 h/\lambda_0$ 값을 컴퓨터로 모의 실험을 해 보면 그림 2와 같다. ($n_1=\sqrt{\epsilon_1\mu_1}$, $n_2=\sqrt{\epsilon_2\mu_2}$)

그림 2에서 보면 기판층의 유전을 ϵ_1 보다 덮개층의 유전율 ϵ_2 가 클수록 $\epsilon_1=\epsilon_2$ 경우보다 h 및 d 의 크기를 작게 할 수 있으므로 실제 구현에 적합함을

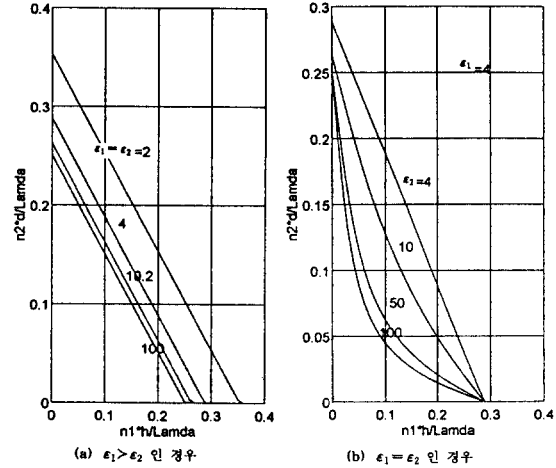


그림 2. H 평면 무지향성 구현을 위한 최적 조건
Fig. 2. Optimum condition for nearly omnidirectional H-plane pattern.

볼 수 있다.

그림 2의 (a)에서 한예로서 $\epsilon_1=\epsilon_2=4.0$ 일 때, $n_1 h/\lambda_0=0.188$, $n_2 d/\lambda_0=0.101$ ($h=z_0$)인 경우 E 평면 및 H 평면의 방사패턴을 구하면 그림 3과 같다.

그림 3에서 나타난 바와 같이 $n_1 z_0/\lambda_0 > 0.188$ 인 경우 H 평면 방사패턴이 거의 무지향성이 된다. 이제 안테나의 위치 z_0 를 약간씩 변화시켜줄 경우에 방사패턴이 변화되는 상태를 그림 4에 나타내었다. 그림 4에 나타내어진 바와 같이 $n_1 z_0/\lambda_0 < 0.188$ 인 경우 $\theta=0^\circ$ 인 방향에서의 이득이 감소해 가며,

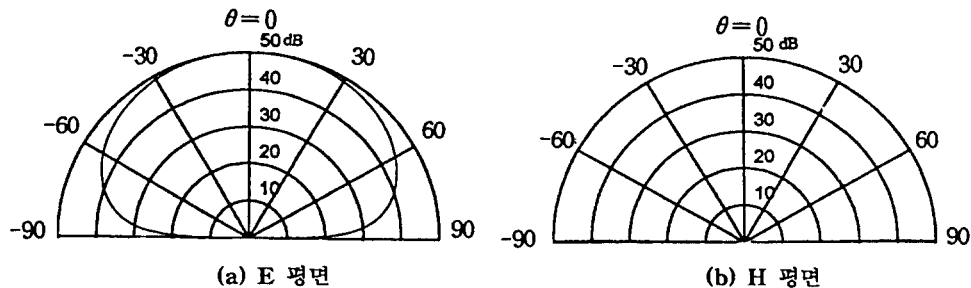


그림 3. $\epsilon_1=\epsilon_2=4.0$ 일 때 방사패턴
Fig. 3. Normalized radiation pattern($\epsilon_1=\epsilon_2=4.0$, $\mu_1=\mu_2=1$).

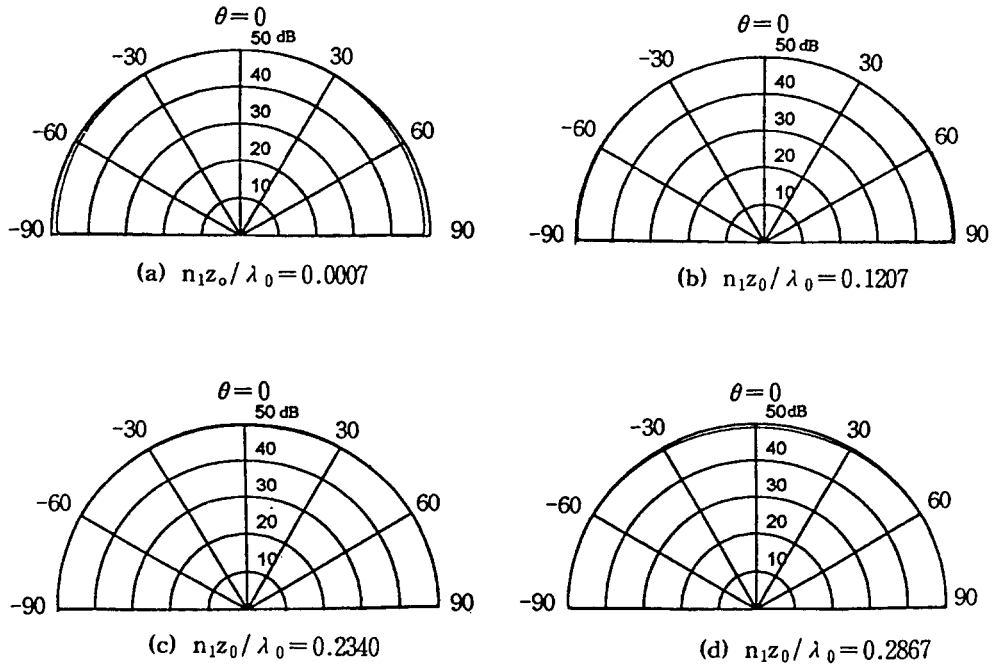


그림 4. z_0 변환에 따른 H 평면 방사패턴

Fig. 4. H-plane radiation pattern for different z_0 .

$n_1z_0/\lambda_0 > 0.188$ 인 경우는 $\theta=90^\circ$ 인 방향으로의 이득이 감소하게 됨을 볼 수 있으므로 최적 위치가 $n_1z_0/\lambda_0=0.188$ 임을 알 수 있다.

Ⅲ. 유전체 덮개층을 갖는 마이크로스트립 안테나의 공진주파수

유전체 덮개 층을 갖는 마이크로스트립 안테나는 덮혀진 유전체 덮개 층의 두께, 유전율 값, 도체의 폭등에 따라 실효 유전율값이 변화하게 되므로 안테나의 공진주파수가 변화하게 된다. 일반적으로 마이크로스트립 안테나 위에 유전체 덮개 층을 형성시켜주면 안테나의 공진주파수는 덮개 층이 없는 경우에 비해 감소하게 되며 이 감소율은 주파수가 높을수록 크게 된다. 따라서 안테나를 원하는 주파수에서 공진되도록 설계하기 위해서는 먼저 유전체로 덮혀진 전송선로의 실효유전율 ϵ_{eff} 를 계산해야

한다. 이를 계산하기 위하여 여러가지 해석 방법이 있으나 본 논문에서는 푸리에 변환영역에서 선간 정전용량 C 를 변분법에 의하여 계산함으로써 구하였다. 이 방법은 전하밀도 분포를 정확하게 알 필요가 없고 해석이 푸리에 변환영역에서 이루어지므로 전위에 대한 적분방정식이 스트립의 전하밀도 분포 함수 $\tilde{f}(\beta)$ 와 전위 분포함수 $\psi(\beta)$ 의 곱으로 대체되어진다^[4]. 기판의 두께를 h , 유전체 덮개 층의 두께 d , 선로의 폭 w 인 마이크로스트립 선로에 대한 푸리에 변환 β 좌표계에서 선간 정전용량 C 는

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi \epsilon_0 Q^2} \int_0^\infty \frac{[f(\beta)]^2 d(\beta h)}{\left[\epsilon_1 \frac{\epsilon_1 \tanh(\beta d) + 1}{\epsilon_1 \tanh(\beta d)} + \epsilon_2 \cosh(\beta h) \right] (\beta h)} \quad (6)$$

$$Q = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx \quad (7)$$

$$\tilde{f}(\beta) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) e^{i\beta x} dx \quad (8)$$

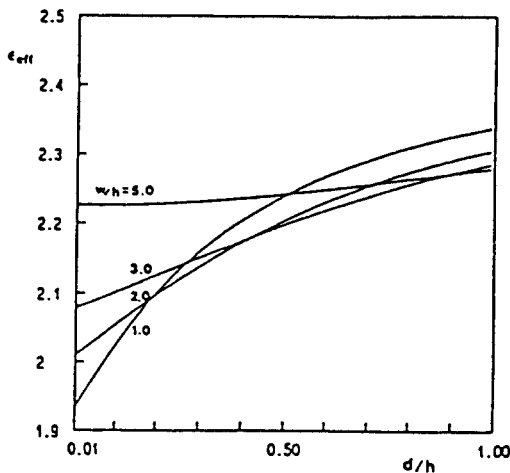
$$f(x) = \begin{cases} 1 + \left| \frac{2x}{w} \right|^3 & -w/2 < x < w/2 \\ 0 & \text{그 이외 영역} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 Q 는 폭이 w 인 스트립 도체 위에서의 전하분포함수 $f(x)$ 를 적분한 값이며, $\tilde{f}(\beta)$ 는 푸리에 변환값이다. 유전체가 모두 제거되었을 경우에 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1$) 선간 정전용량을 C_0 라고 놓으면 실효유전율을 ϵ_{eff} 는 식 (10)과 같게 된다.

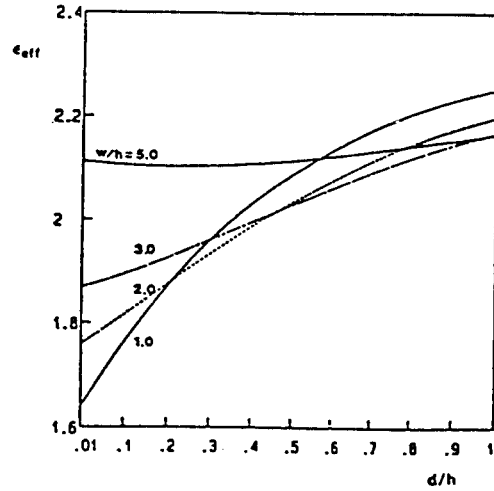
$$\epsilon_{eff} = C/C_0 \quad (10)$$

그림 5는 유전체로 덮혀진 몇몇의 경우 실효 유전율을 값을 나타낸 것이다.

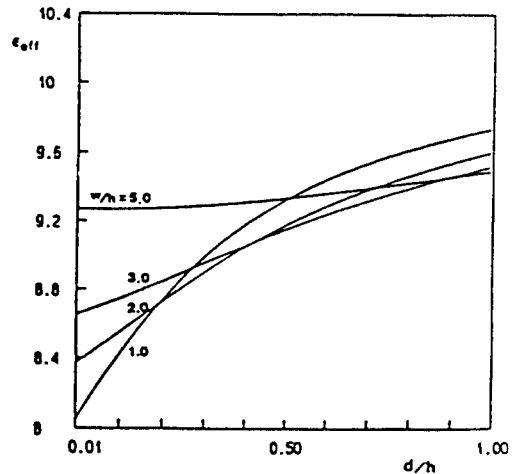
실효 유전율의 값의 변화를 보면 두 층의 유전율의 값이 동일한 경우는 이보다 조금 낮아지며, 유전율의 차이가 큰 경우에는 기판 층의 유전율 값에 접근하게 된다.



(a) $\epsilon_1 = 2.45, \quad \epsilon_2 = 2.45$



(b) $\epsilon_1 = 2.45, \quad \epsilon_2 = 10.2$



(c) $\epsilon_1 = 10.2, \quad \epsilon_2 = 2.45$

그림 5. 마이크로스트립 선로의 실효유전율의 변화
Fig. 5. Effective dielectric constant variation of microstripline.

유전체 덮개 층이 없는 구형 마이크로스트립 안테나의 공진주파수 f_0 은 기판의 실효유전율을 ϵ_r 라고 놓으면^[5] 다음 식으로 된다.

$$f_r = \frac{c}{2(L+2\Delta l)\sqrt{\epsilon_e}}, \quad C=3 \times 10^8 \text{m/sec} \quad (11)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3)(W/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258)(W/h + 0.8)} \quad (12)$$

W : 구형 마이크로스트립 안테나의 폭
 L : 구형 마이크로스트립 안테나의 길이
 h : 기판의 두께

유전체 덮개 층을 이러한 구형 마이크로스트립 안테나에 형성시켜 놓으면 안테나의 실효유전율을 값은 ϵ_{eff} 로 바뀌므로 유전체 덮개 층으로 인한 공진주파수의 변화량을 Δf_r 로 놓으면

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \frac{f_{r(d=0)} - f_{r(d)}}{f_{r(d=0)}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} - \sqrt{\epsilon_e}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (13)$$

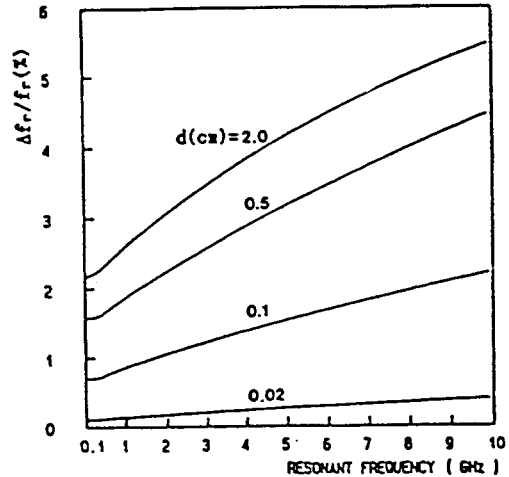
일반적으로 $\epsilon_{eff} < \epsilon_e$ 이므로 유전체 덮개 층으로 인하여 안테나의 공진주파수는 감소하게 된다. 따라서 안테나를 주파수 f_r 에서 공진시키기 위한 실제 설계입력주파수 f_{r0} 는 식 (14)와 같다.

$$f_{r0} = \frac{f_r}{1 - \left| \frac{\Delta f_r}{f_r} \right|} \quad (14)$$

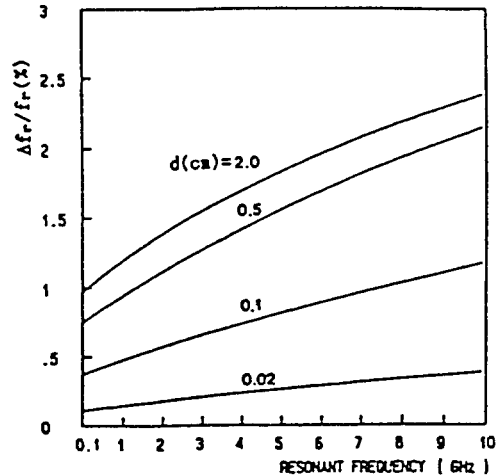
유전체 덮개 층이 있는 마이크로스트립 안테나의 공진주파수 변화율을 공진주파수의 함수로 계산하여 나타낸 것이 그림 6이다.

IV. 안테나의 설계 및 제작

H평면 내에서 수평 방사특성을 갖는 마이크로스트립 안테나를 실제로 구현하기 위하여 우선 기판을 선택하여야 한다. 그림 2에서 보면 유전체의 유전율이 높은 값을 갖는 유전체를 사용하는 것이 안테나 방사소자의 크기와 기판 및 덮개 층의 두께를 줄일 수 있다. 그러나 실제로 상용기판으로서 유전



(a) $\epsilon_1 = 2.45, \epsilon_2 = 10.2$



(b) $\epsilon_1 = 10.2, \epsilon_2 = 2.45$

그림 6. 유전체 덮개 층의 두께에 따른 공진주파수 f_r 의 변화율

Fig. 6. The fractional resonant frequency versus dielectric covered layer thickness.

율이 10이상인 기판은 거의 드물고 유전율이 높은 기판을 합성 제작하여 사용하는 것은 기판에서의 손실 등의 측면에서 볼 때 신뢰성을 저하시키므로 본 연구에서는 Keene-Tech사의 Epsilam 10(cer-

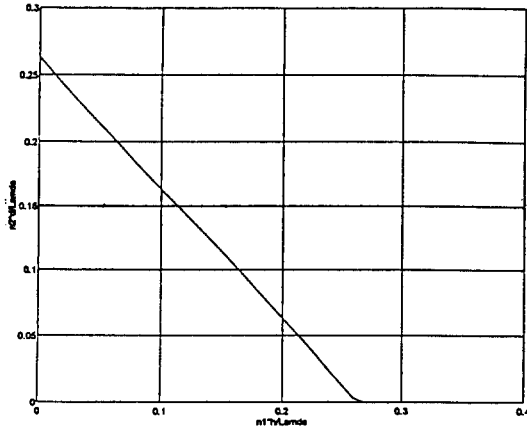


그림 7. H 평면내 수평방사 구형을 위한 최적조건 ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 10.2$ 의 경우)

Fig. 7. Optimum condition for nearly omnidirectional H-plan pattern.

amic filled Teflon: $h=1.25$ mm $\epsilon_r=10.2 \pm 0.25$)의 기판을 사용하여 사진 부식의 방법으로 안테나를 설계 제작하였다. 또한 설계 주파수가 1.2 GHz인 경우 $\lambda=25$ cm 가되어 유전율이 낮은 기판을 사용하면 요구되어지는 기판 층의 두께가 너무 두껍게 되므로 유전율이 높은 기판을 사용하고 $\epsilon_1 = \epsilon_2$ 인 구조로 설계하였다. $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 10.2$ 인 기판을 사용하였을 경우 H 평면내 수평 방사 구형을 위한 최적조건을 그림 7에 나타내었다.

안테나의 설계는 우선 사용할 기판의 두께 및 유전율이 결정되면 변분법을 사용하여 안테나의 기하학적 구조에 의한 분산효과가 고려되어진 등가 실효유전율 ϵ_{eff} 값을 구하고 이를 사용하여 안테나 설계 입력 주파수 f_{in} 를 결정한다. 이 주파수 f_{in} 를 사용하여 구형마이크로스트립 안테나의 폭 W 와 길이 L 을 결정한 후 전송선로 모델의 행렬식을 풀면 방사 소자에서의 전압과 전류의 값이 구해지므로 이들로 부터 먼저 안테나의 입력임피던스를 계산한 후에 아래와 같은 순서에 의하여 컴퓨터 프로그램을 작성하여 안테나의 급전 선로를 설계하였다.

① 유전체 덮개 층이 있는 마이크로스트립 선로의 선간 정전용량 C_0 와 유전체를 모두 제거하였을 경우의 선간 정전용량 C 값을 변분법에 의하여 구한다.

② 유전체 덮개 층이 없을 경우에 마이크로스트립 선로의 특성임피던스 Z_0 를 계산한다.

$$Z_0 = 1 / C_{oc} \quad (c=3 \times 10^8 \text{ m/sec}) \quad (15)$$

③ 유전체 덮개 층이 있는 경우에 마이크로스트립 선로의 특성임피던스 Z 를 계산한다.

$$Z = \sqrt{C_0 / C} Z_0 \quad (16)$$

④ 마이크로스트립 선로 내의 파장을 계산한다.

$$\lambda_g = \sqrt{C_0 / C} \lambda_0 \quad (\lambda_0 : \text{자유공간 파장}) \quad (17)$$

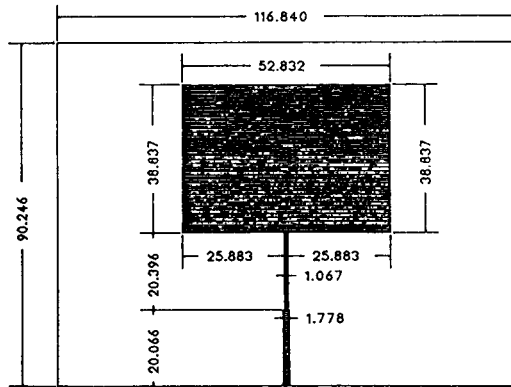
⑤ $\lambda/4$ 변환기 및 50Ω 선로의 길이 및 폭을 구한다.

설계 제작된 안테나의 설계 값의 수치계산은 표 1과 같으며 실제 제작된 안테나의 형태는 그림 8과 같다.

표 1. 마이크로스트립 안테나의 설계값

Table 1. Designed values of microstrip antenna.

공진 주파수 (fr)	1.2 GHz
기판의 유전율 (ϵ_1)	10.2
덮개 층의 유전율 (ϵ_2)	10.2
기판 층의 두께 (h)	0.00125 m
덮개 층의 두께 (d)	0.00125 m
실효 유전율 (ϵ_{eff})	9.8134790
설계 입력 주파수 (f_{in})	1.210418 GHz
패치 폭 (w)	0.0528221 m
패치 길이 (L)	0.0388258 m
50 Ω 선로의 폭	0.001758 m
$\lambda/4$ 변환기 선로의 폭	0.0010581 m
$\lambda/4$ 변환기 선로의 길이	0.0204044 m



(단위 : mm)

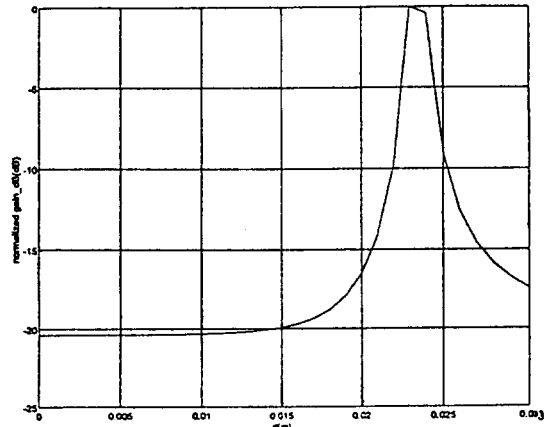
그림 8. 제작된 마이크로스트립 안테나의 형태

Fig. 8. Fabricated microstrip antenna.

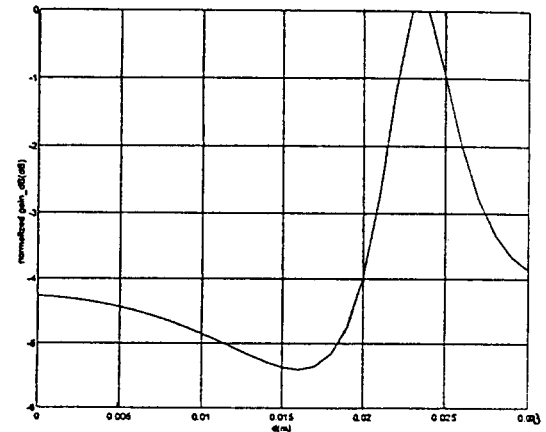
주파수 1.2 GHz에서 $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 10.2$ 인 기판을 사용하여 H 평면내에서 수평 방사 특성을 갖도록 하려면 그림 7에서 나타낸 바와 같이 요구되는 기판 및 유전체 덮개 층의 두께는 $n_1 h / \lambda_0 = 0.01$ 일 때 $n_2 d / \lambda_0 = 0.2532$ 로서 기판의 두께가 1.25 mm일 경우 H 평면 수평방사를 얻기 위한 덮개 층의 두께는 23.78 mm가 되어야 한다. 그러나 실제로 이렇게 두께가 두꺼운 기판을 제작하기 어려우므로 기판의 두께를 1.25 mm로 고정시키고 덮개 층의 두께를 변화시켜 갈 때 이득의 변화를 시뮬레이션하여 보았다(그림 9). 그 결과 $d = 1.25$ mm로 한 경우 기판을 포함하는 수평면($\theta = 90^\circ$)에서는 약 20 dB, $\theta = 60^\circ$ 방향에서는 약 4.2 dB 정도 이득의 감소를 나타내는 것을 볼 수 있다.

V. 실험 결과 및 고찰

제작된 구형 마이크로스트립 안테나의 공진특성을 파악하기 위하여 Wiltron 360B vector Network Analyzer를 사용하여 Return Loss 특성 및 VSWR 특성을 측정된 결과를 그림 10에 나타내었다.



(a) $\theta = 90^\circ$ 방향

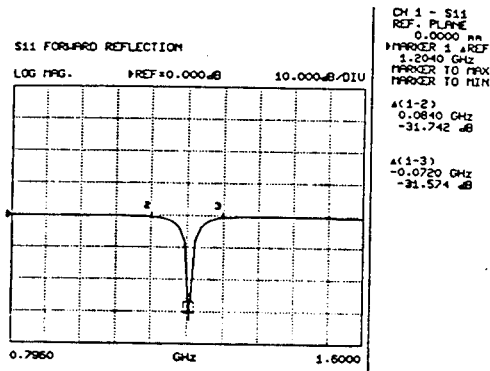


(b) $\theta = 60^\circ$ 방향

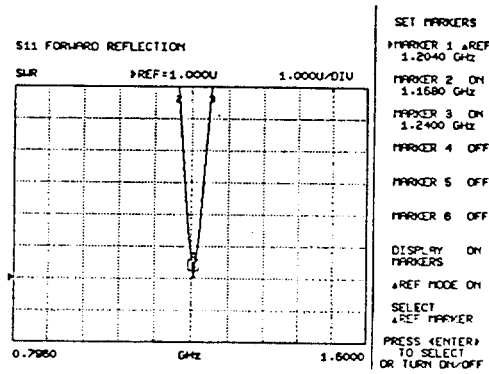
그림 9. $h = 1.25$ mm일 때 d 의 변화에 따른 이득의 변화

Fig. 9. Gain variation for different values of superstrate length d in case of substrate length $h = 1.25$ mm.

그림 10의 (a)에서 보면 제작된 안테나는 희망공진주파수 1.2 GHz보다 약 4 MHz 높은 1.204 GHz에서 공진하고 있었으며 실효유전율을 계산하여 유



(a) Return Loss 특성



(b) VSWR 특성

그림 10. 마이크로스트립 안테나의 Return Loss 및 VSWR 특성

Fig. 10. Return Loss and VSWR of the micro-strip antenna.

전체 덮개 층으로 인한 공진주파수의 감소를 보상하여 주므로서 비교적 설계의 높은 정확성을 기할 수 있음을 나타내었다. VSWR 특성을 보면 제작된 안테나는 70 MHz 정도의 대역폭(VSWR 1.6 이하)을 갖는 특성을 나타내었다. 표준 안테나로 Anritsu사의 MP651B 다이폴 안테나를 사용하여 무반향실에서 제작된 안테나의 방사패턴을 측정하였으며, 제작된 안테나 방사패턴의 이론치는 그림 11과 같다.

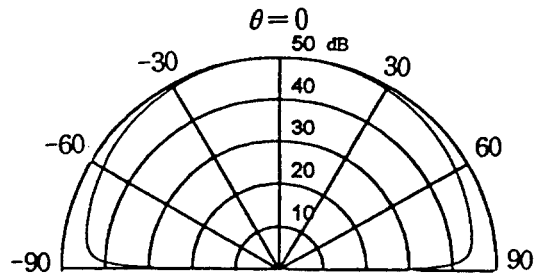
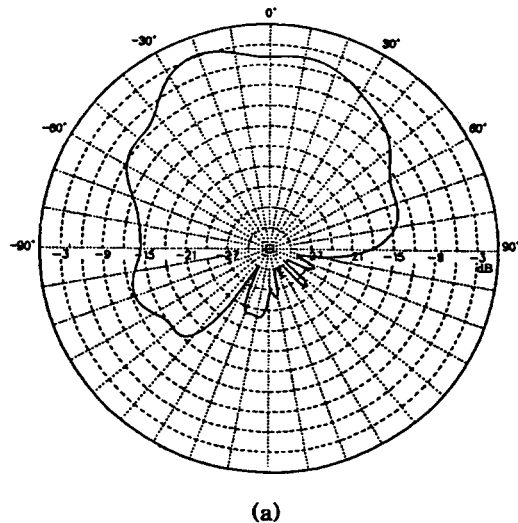


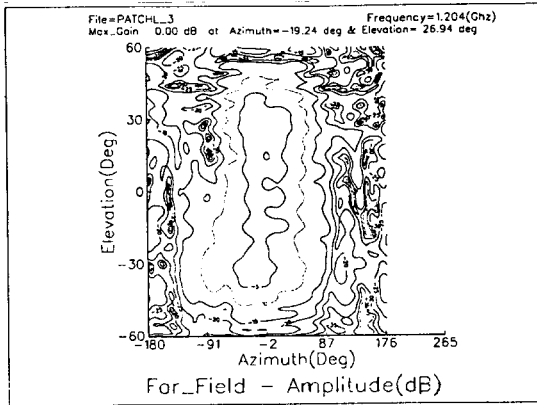
그림 11. 안테나의 H 평면 방사특성(설계 값)

Fig. 11. H-Plane radiation pattern of antenna (designed value).

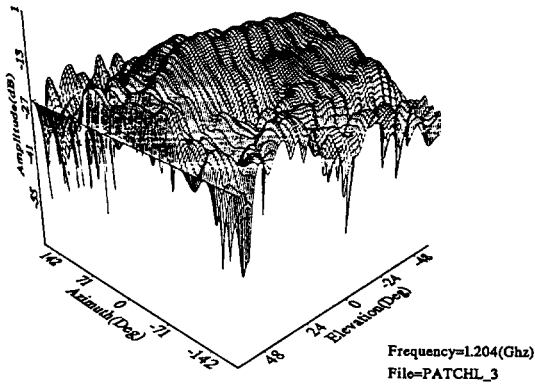
측정된 방사패턴을 보면 기판을 포함하는 평면 상에서는 이득이 약 12~15 dB 정도 최대 이득 방향보다 낮게 나타나고 있음을 볼 수 있다. 또한 $\theta = 60^\circ$ 방향에서는 최대 이득보다 6~9 dB 낮게 나타나고 있다. 이는 $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 10.2$ 인 기판을 사용하여 H 평면내에서 수평방사특성을 갖도록 하려면 그림 7에서 나타내어진 최적조건을 만족시키도록 제작해야 하는데, 이를 두께가 1.25 mm인 기판을 사용하여 제작하였고, 안테나 접지 평면의 크기가 유한하기 때문에 발생하는 edge 효과로 인한 영향을 받기 때문이다.



(a)



(b)



(c)

그림 12. 제작된 안테나의 실험 결과 (a)H 평면 방사 패턴 (b)원거리계 방사패턴(2차원) (c)원거리계 방사패턴(3차원)

Fig. 12. Experimental results of the fabricated antenna. (a)H-plane radiation pattern (b) far field radiation pattern (2 dimensional) (c) far field radiation pattern (3 dimensional)

VI. 결 론

본 논문에서는 차량 이동통신에 있어서 현재 사용하고 있는 휘안테나를 평면형 안테나로 대체하고 입사전파들이 주로 낮은 입사각(약 60°)을 갖고 안

테나에 도래하므로 이를 효과적으로 수신할 수 있는 안테나를 설계 제작하고 그 특성을 고찰하였다. 마이크로스트립 안테나에 유전체 덮개 층을 형성시키고 안테나의 설계를 최적화하여 주면 안테나 기판을 포함하는 평면으로의 수평방사 특성을 얻을 수 있으므로 저각도 입사전파를 효과적으로 수신할 수 있다. 그러나 이러한 안테나의 설계에 있어서 가장 문제가 되는 것은 사용주파수가 낮아질수록 기판이나 유전체 덮개 층의 두께가 상대적으로 두꺼워지는 단점이 발생한다. 이를 해결하기 위해서는 유전을 높은 기판재료를 사용하는 것이 필요하다. 본 논문에서 제작된 안테나는 유전율이 10.2인 상용기판을 사용하여 희망설계 공진주파수 1.2 GHz에서 약 70 MHz의 대역폭을 가지며 저각도 입사 전파를 수신할 수 있는 양호한 방사특성을 나타내었다.

참 고 문 헌

- [1] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, "Fundamental superstrates(cover) effects on printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol 32, No. 8, pp. 807-816, 1984.
- [2] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, "Gain Enhancement Methods for Printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 33, No 9, pp. 976-987, 1985.
- [3] N. G. Alexopoulos, D. R. Jackson and P. B. Katehi, "Criteria for nearly omnidirectional radiation patterns for printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antenna Propagation*., vol. 33, No. 2, pp. 195-205, 1985.
- [4] I. J. Bahl et al, "Analysis of a microstrip covered with a lossy dielectric," *IEEE Trans. Microwave and Theory Tech.*, vol. 28,

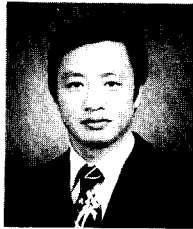
No. 2, pp. 104-109, 1980.

- [5] I. J. Bahl et al. "Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer," *IEEE Trans. Antenna Propagation*, vol. 30, No. 2, pp. 314-318, 1982.
- [6] P. Bhartia, *Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas*, Artech House,

1991.

- [7] E. Yamashita, "Variational method for the analysis of microstrip-like transmission line," *IEEE Trans. Microwave and Theory Tech.*, vol. 16, No. 8, pp. 251-256, 1968.

이 흥 민



1949년 10월 24일생

1972년 2월 : 연세대학교 전기공학과
(공학사)

1974년 2월 : 연세대학교 대학원 전
자공학과(공학석사)

1990년 8월 : 연세대학교 대학원 전

자공학과(공학박사)

1991년 3월~현재 : 경기대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] RF 및 M/W안테나 설계