

차량전화용 1.9 GHz On-Glass 안테나의 특성

Characteristics of 1.9 GHz On-Glass Antenna for Automobile Telephone

김태원* · 이원용** · 김정기*

Tae-Won Kim* · Won-Yong Lee** · Jung-Ki Kim*

요 약

1.9GHz대 On-Glass 안테나의 이론 및 실험적 연구를 수행하였다. 본 논문에서 설계된 On-Glass안테나의 구조는 페이징 코일에 의해 분리된 $5/8 \lambda$ 상부 요소와 $1/4 \lambda$ 하부 요소로 구성된다. On-Glass 안테나는 안테나와 직렬로 적절하게 배치된 페이징 코일을 이용하여 공진시킬 수 있다. 이와 같은 공진 구조는 안테나 효율에 있어 향상을 가져오고, 차량과 같이 한정된 공간에서 이용되는 경우 설치하는데 매우 유용하다. 해석 방법은 펄스 함수를 갖는 콜로케이션법에 근거한다. 수치 해석법에 의해 얻어진 결과를 제시하고 측정 결과와 비교하였다. 이러한 결과로부터 On-Glass 안테나의 VSWR, 이득, 복사패턴, 대역폭 등이 해석되었다.

Abstract

Theoretical and experimental studies of On-Glass antenna in the 1.9GHz band are performed. In this paper, the structure of designed On-Glass antenna consists of a $5/8$ -wavelength upper segment and quarter-wavelength lower segment separated by phasing coil. On-Glass antenna may be resonated by the use of suitably spaced phasing coil in series with the antenna wire. This tuning structure leads to an improvement in antenna efficiency. And then, this can be very useful for installation where limited space like automobil is available.

The analytical method is based on collocation method with pulse function. The results obtained from numerical method are presented and compared with an experimental evaluation. From this, the VSWR, gain, radiation pattern, and bandwidth of the On-Glass antenna are analyzed.

I. 서 론

현대사회가 고도 정보화 사회로 전이해 가는 현 시점에서 인간의 지속적인 생활 영역 확대 욕구와

시간과 공간의 제약을 극복할 수 있는 통신 수단의 발달은 이동통신 사용자의 급증을 초래하여 한정된 주파수 자원의 고갈과 사용자 증가에 따른 수용 능력 및 서비스 다양화의 문제 등이 대두되어 제한된 자원을 효율적으로 사용하기 위한 기술 개발과 현

* 중앙대학교 전자공학과

** 현대전자 통신연구소

「본 논문은 1995년도 정보통신 산·학·연 공동기술개발 사업과제로 정보통신부와 (주)에이스 안테나의 지원에 의하여 수행한 연구임.」

· 논문번호 : 96-2-020

· 접수일자 : 1996년 5월 9일

재 개인 휴대전화에 사용되는 800MHz 주파수대가 포화상태에 도달함에 따라 준 마이크로파 대역인 1~3GHz대를 사용하기 위한 기술 개발의 필요성이 대두되고 있다.

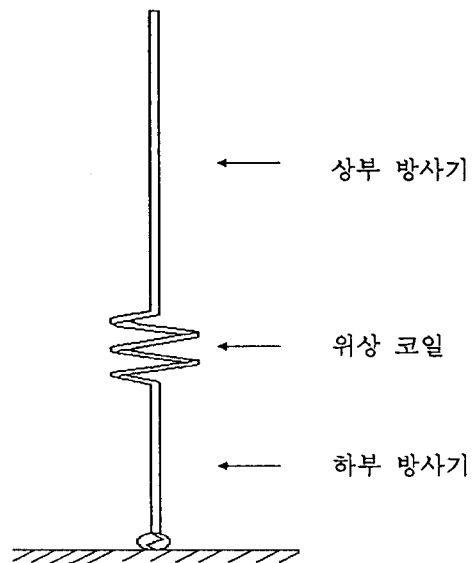
초기의 이동통신에서는 휩 안테나, 모노폴 안테나, 또는 역 L안테나 등과 같은 안테나가 이동체에 일반적으로 사용되었다. 이러한 안테나는 이동체의 몸체에 간단히 설치할 수 있고 이동 단말기의 사용요건을 만족시키고 있다. 차량 전화 시스템에서는 Roop-Top 안테나나 On-Glass 안테나가 사용되고 차체의 지붕이나 차체의 뒷유리창에 부착한다[1]. 차량 전화 시스템 안테나는 그 크기가 작고 경량이어야 하며 차지하는 부피 또한 작아야 하며 이동체에서 요구하는 파워를 적게 소모해야 한다. 또한 전형적인 이동체는 임의로 움직이기 때문에 수평면에 대해서 전방향성 복사특성을 가져야 한다. 널리 알려져 있듯이 안테나의 크기가 작아질수록 안테나의 효율이나 대역폭이 작아진다. 즉 1.9GHz 주파수대에서는 매우 짧은 파장으로 인하여 안테나의 물리적인 길이는 매우 작다. 예를 들어 이 주파수대에서는 1/4 파장의 길이는 단지 4cm에 불과하다. $\lambda/4$ 안테나는 넓은 패턴과 일정한 이득을 갖고 있으나 1.9GHz 주파수대에서 송수신밴드를 포함할 수 있는 대역폭을 얻으려면 반경이 두꺼워지고 반경이 두꺼워지면 안테나의 단축율이 커지고 그에 따라서 입력 임피던스가 작아진다. 따라서 가장 일반적으로 쓰고 있는 안테나는 코리니어 안테나이다. 이 안테나는 수평면 전방향성 복사패턴을 가지면서 $1/4\lambda$ 모노폴 안테나보다 높은 이득을 갖는다. 이러한 패턴 특성을 나타내려면 각각의 방사기가 동위상으로 급전되어야 한다.

Fujimoto[2]는 비대칭적으로 여기된 안테나에 중첩원리를 이용한 로딩된 모노폴을 해석하였고, Hansen[3]은 안테나의 복사 저항을 향상시키는 방법과 최대효과를 얻기 위한 로딩 포인트를 계산하였다. 그리고 Czerwinski[4]는 작은 지름을 갖는 모노폴 안테나에 있어 분리된 인덕턴스 성분에 따른 안테나 특성을 계산하였고, Nishikawa와

Asano[5]는 GTD를 이용해 트렁크 탑재 안테나의 수직 복사 패턴을 계산하였다. 그러나 1.9GHz대에서 페이징 코일을 부착한 차량 안테나의 특성은 아직 연구되지 않았다. 따라서 본 논문에서는 1.9GHz대에서 선형 안테나에 직렬로 페이징 코일을 적절하게 구성함으로써 2단 어레이된 On-Glass 안테나의 특성을 모멘트법을 이용해서 해석하고, 이론적인 연구의 수치 결과와 실험치를 제시한다.

II. 적분방정식 유도

[그림 1]은 페이징 코일을 갖는 On-Glass 안테나의 구조를 나타내고 있다. 이 안테나는 하부는 $1/4\lambda$, 상부는 $5/8\lambda$ 선형 안테나 소자로 구성되고, 페이징 코일은 2개의 안테나 소자가 동위상을 이루도록 하기 위해 이 사이에 삽입되었다. 하부 구조는 접지면에 의해 형성된 $1/2\lambda$ 다이폴 안테나 역할을 하기 때문에, 각 부분이 $1/2\lambda$ 다이폴 안테나 역할을 하는 이 안테나는 2단 코리니어 어레이 안테나와 같은 효과를 가진다. 따라서 이 안테나는 이득이 $1/2\lambda$ 안테나에 비해 이론적으로 3dB 높다.



[그림 1] On-Glass 안테나의 구조

[Fig. 1] Structure of On-Glass antenna.

[그림 1]의 안테나에서 안테나의 반경이 a 라 하고, 안테나의 중심축을 따라 설정한 좌표를 l 이라 할 때 도선의 반경이 안테나 길이 및 파장에 비해 매우 작고 균일하다면 안테나 표면에 흐르는 전류는 거의 안테나 축방향으로 흐른다고 가정할 수 있다. 또한 도체 표면의 경계조건에 따라 안테나 표면에 외부에서 인가된 전계의 접선성분과 전류에 의해 생기는 전계의 접선성분의 합은 0이 된다는 경계조건에 따라 \vec{E}^i 를 벡터 포텐셜의 접선성분과 스칼라 포텐셜로 나타내면

$$-\vec{E}^i = -j\omega\vec{A} - \nabla\Phi \quad (1)$$

이 된다. 벡터 포텐셜과 스칼라 포텐셜을 (1)식에 대입하면

$$-\vec{E}^i = \frac{-j\omega\mu_0}{4\pi} \int_l I_l' \hat{l}' \cdot \hat{l} \frac{\exp(-jkR)}{R} dl' + \frac{1}{j\omega\epsilon_0 4\pi} \int_l \frac{\partial}{\partial l} I_l' \frac{\partial}{\partial l} \frac{\exp(-jkR)}{R} dl' \quad (2)$$

여기서 R 은 안테나 축상의 관측점으로부터 와이 어상의 원천점까지의 거리를 나타내며, \hat{l}' , \hat{l} 은 각각 원천점 l' 과 관측점 l 에서의 접선단위 벡터이며 k 는 자유공간의 전파정수로 $2\pi/\lambda$ 이다. 또한 와이 어의 양끝단에서의 전류값이 0이라는 경계조건을 적용하면, (2)식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$-j\omega\epsilon_0 4\pi E_l^i = \int_l I_l' \left(k^2 \hat{l}' \cdot \hat{l} - \frac{\partial}{\partial l} \frac{\partial}{\partial l'} \right) \cdot \frac{\exp(-jkR)}{R} dl' \quad (3)$$

(3)식의 전개적분방정식을 풀기 위해 수치해석 적 방법으로 모멘트법을 적용할 수 있다. 모멘트법에서는 기저함수와 가중함수를 어떤 함수로 선택하느냐에 따라 정확도가 달라질 수 있다. 문제의 성격에 따라 다르겠으나 일반적으로 기저함수와 가중함수를 같은 함수로 사용하는 갤러킨법과 기저함수는

임의의 함수로 하고 다이라크 델타함수를 가중함수로 하는 콜로케이션법(Collocation method)을 많이 이용하고 있다. 갤러킨법은 정확도는 좋지만, 2중 적분을 처리해야 하므로 수치 계산 시간이 많이 걸린다. 따라서 본 논문에서는 수치계산 시간을 단축하기 위하여 콜로케이션법을 사용하였다. 또한 기저함수는 펄스함수를 사용하였다. 위의 전개적분방정식에 모멘트법을 적용하기 위해 안테나의 구간을 N 개로 나누면 기저함수도 N 개가 되고 전류분포를 기저함수와 계수의 나열로 표현하면 다음과 같다.

$$-j\omega\epsilon_0 4\pi E_l^i = \int_l \sum_{n=1}^N I_n U_n(l') \left(k^2 \hat{l}' \cdot \hat{l} - \frac{\partial}{\partial l} \frac{\partial}{\partial l'} \right) \cdot \frac{\exp(-jkR)}{R} dl' \quad (4)$$

위 식에 가중함수(weighting function)를 $w_m(l) = \delta(l-l_m)$ 으로 하여 내적(inner product)을 취하면 다음과 같다.

$$\int_l -j\omega\epsilon_0 4\pi E_l^i W_m(l) dl = \int_l \int_l \sum_{n=1}^N I_n U_n(l') \left(k^2 \hat{l}' \cdot \hat{l} - \frac{\partial}{\partial l} \frac{\partial}{\partial l'} \right) \cdot \frac{\exp(-jkR)}{R} dl' W_m(l) dl \quad (5)$$

또한 위 식을 다이라크 델타 함수의 성질을 이용하고, 정의된 기저함수를 대입하면 다음과 같이 표현된다.

$$-j\omega\epsilon_0 4\pi E_{lm}^i = \sum_{n=1}^N I_n \int_{l_n'} \left(k^2 \hat{l}_n' \cdot \hat{l}_n - \frac{\partial}{\partial l} \frac{\partial}{\partial l'} \right) \cdot \frac{\exp(-jkR_m)}{R_m} dl' \quad (6)$$

여기서 유도한 식은 전개적분방정식을 모멘트법에 직접 적용할 수 있는 이산화된 식이다. 안테나상에서 전류 분포를 구하기 위해 (6)식을 행렬방정식의 형태로 나타내면

Ⅲ. 수치해석 결과 및 고찰

$$[I_n] = [Z_{nm}]^{-1}[V_m] \quad (7)$$

이고, 위 행렬식상의 각각에 대한 표현식은 다음과 같다.

$$I_n = \sum_{n=1}^N I_{ln} \quad (8)$$

$$Z_{nm} = \int_{l_n'} (k^2 \hat{l}_n \cdot \hat{l}_n' - \frac{\partial}{\partial l} \frac{\partial}{\partial l'}) \cdot \frac{\exp(-jkR_m)}{R_m} dl' \quad (9)$$

$$V_m = -j\omega 4\pi \frac{V_{lm}}{d} \quad (10)$$

식 (10)에서 d 는 세그먼트의 간격을 나타내며, V_{lm} 은 급전하는 세그먼트에서만 값을 갖는다. 따라서 안테나 입력 임피던스 Z_{in} 은

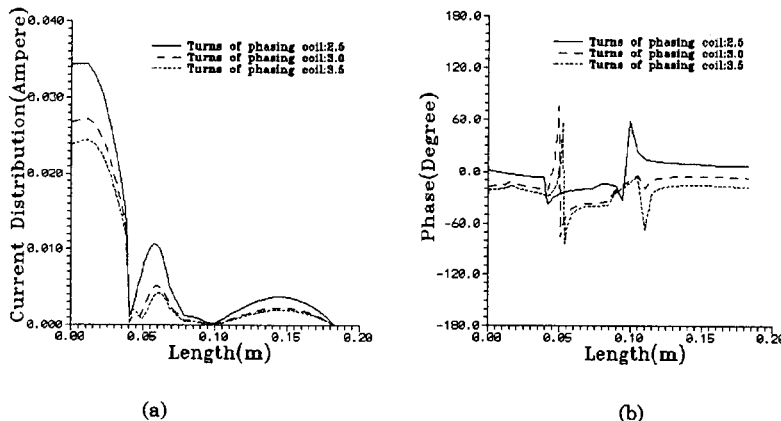
$$Z_{in} = \frac{V_n}{I_n} \quad (11)$$

이며 V_n, I_n 은 각각 급전점의 전압, 전류이다.

본 논문에서 해석하고자 하는 On-Glass 안테나는 식 (6)의 적분방정식에 모멘트법을 적용해서 수치해석하였으며, 시뮬레이션하는데 있어 중심주파수는 1.85GHz, 대역폭은 90MHz, 이득은 약 3dB의 특성을 나타낼 수 있도록 하였다. 따라서 On-Glass 안테나의 상부 방사기와 하부 방사기는 각각 $5\lambda/8$ 와 $\lambda/4$ 의 설계 개념하에 상부요소는 0.645λ , 하부요소는 0.248λ 로 하였으며, 그리고 두 개의 안테나 사이 페이징 코일은 코일 자체의 복사를 최소화하여 두 개의 와이어 안테나의 위상 보상을 최적으로 할 수 있도록 반복적인 시뮬레이션을 통해 구해진 페이징 코일의 회전수는 2.5회, 코일사이의 pitch 각 12.634° , 코일의 간격은 0.01m이다. 또한 와이어 안테나의 반지름은 0.0009m이다.

수치해석시 안테나 세그먼트 구간의 간격에 따라 해의 정확도에 차이를 수반할 수 있기 때문에 참고 문헌 [6]을 참고로 하여, 안테나 각 부분의 세그먼트 길이는 상부 요소 0.00523m, 하부요소 0.0054m, 페이징 코일은 0.00659m로 하여 시뮬레이션하였다.

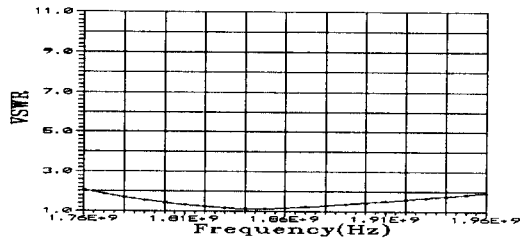
On-Glass 안테나의 적분방정식에 모멘트법을 적용하여 코일의 2.5회, 3회, 3.5회에 따른 안테나상의 전류분류를 [그림 2]에 나타내었다. 급전방식은



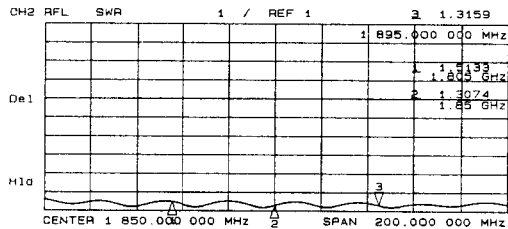
[그림 2] 페이징 코일의 변화에 따른 전류 분포. (a) 전류 크기 (b) 전류 위상

[Fig. 2] Current distribution as a variation of phasing coil. (a) amplitude (b) phase.

중앙급전이며 델타 갭 모델을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 그림에서 보는 바와 같이 [그림 2](a)에서 안테나상에서 오실레이션 없이 정현파에 가까운 결과가 나오는 것을 볼 수 있다. 이 결과는 가는 와이



(a)



(b)

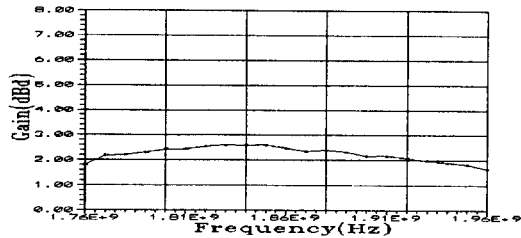
[그림 3] 주파수에 따른 VSWR. (a) 계산치 (b) 측정치

[Fig. 3] VSWR as a function of frequency.

(a) calculated value (b) measured value.

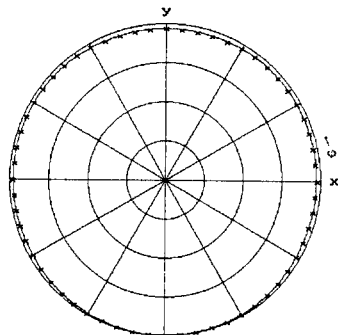
어상에서 전류분포를 정현파로 가정할 수 있다는 기존의 가정과 결과가 잘 일치한다. 그러나 안테나 상에서 세그먼트의 길이를 반경이나 파장에 비해 너무 짧게 잡으면 오실레이션이 생겨 수치해석이 부정확해진다. 또한 [그림 2](b)는 페이징 코일의 변화에 따른 전류의 위상을 나타낸 것으로 페이징 코일이 2.5회일 때, 안테나상의 길이에 따른 위상이 중심에서 가장 0에 근사하여 급전 지점에서 거의 리액턴스 성분이 없음을 알 수 있다. 따라서 상부 방사기와 하부 방사기 사이에 2.5회 페이징 코일을 삽입할 경우 두 개의 방사기가 안테나로서 최적의 방사를 할 수 있음을 보여주고 있다.

또한 [그림 3]에 안테나의 주파수에 따라 계산된 정재파비와 측정결과를 나타내었다. [그림 3](a)의 계산 결과는 1.5:1이하에서 약 100MHz에 가까운 대역폭 특성을 나타내고 있다. 이는 설계된 On-

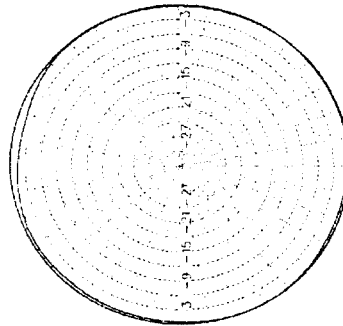


[그림 4] 주파수에 따른 이득

[Fig. 4] Gains as a function of frequency.



(a)



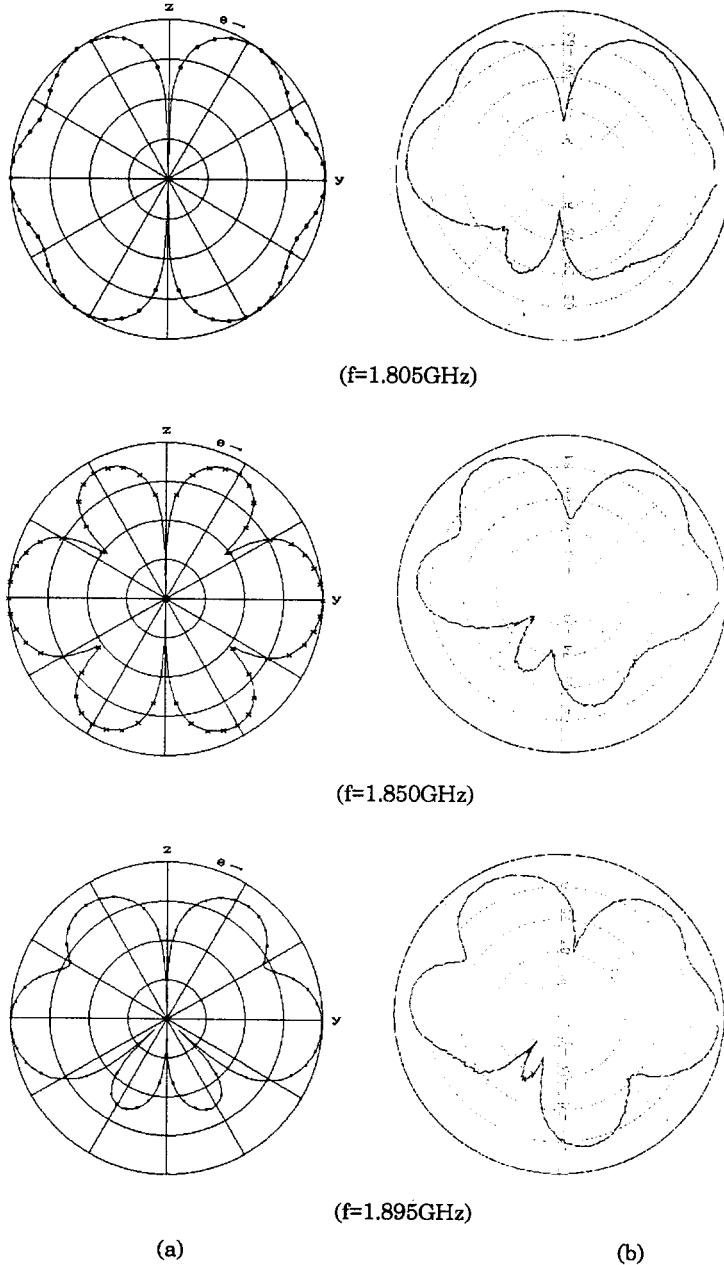
(b)

[그림 5] 수평면 복사 패턴(f=1.85GHz). (a) 계산치 (b) 측정치

[Fig. 5] Radiation pattern of azimuth plane. (a) calculated value (b) measured value

Glass 안테나가 향후 PCS와 연관된 차량용 안테나로 사용되어도 송수신 밴드를 충분히 커버할 수 있는 대역폭이다.

[그림 4]는 시뮬레이션을 통해 계산된 최대 복사 방향에서의 이득을 나타낸다. 이 그림에서 알 수 있듯이 설계된 On-Glass 안테나의 최대 이득은 주파



[그림 6] 수직면 복사 패턴. (a) 계산치 (b) 측정치

수 1.85GHz에서 약 2.6dB의 이득을 나타내고 있다. 이론적으로 반파장 다이폴 2단 어레이 안테나가 갖는 3dB에 가까운 이득을 보이고 있다. 또한 [그림 5]와 [그림 6]은 수평면과 수직면에 대한 복사패턴의 계산치와 측정치이다. 페이징 코일 부분에서의 복사 패턴을 계산하기 위해 참고문헌 [7]에서 기술한 방법을 이용하였다. 또한 모든 패턴은 전체의 최대치로 정규화시켰다. 서론에서 언급했듯이 [그림 5]에서 복사패턴은 수평면으로 전방향성을 갖는다. 또한 [그림 6]에서 $1/4\lambda_0$ 모노폴 안테나보다 빔폭이 좁음으로 인해 안테나가 수직면에서 약간 기울어져 있어도 sensitivity를 유지할 수 있도록 충분한 지향성을 갖고 있다.

IV. 결 론

1.9GHz에서 사용 가능한 페이징 코일을 갖는 On-Glass 안테나에 대한 이론적인 해석과 그 특성을 해석하였다. 모멘트법을 이용하여 안테나에 대한 수치해석적으로 전류분포, 정재파비, 이득, 복사패턴을 구하여 그 수치들이 실험치와 일치함은 물론 이론적으로 제시했던 것들과도 일치함을 볼 수 있다.

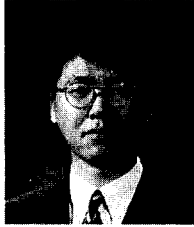
$1/4\lambda$ 모노폴 안테나가 갖고 있는 단점을 극복하기 위하여 $1/4\lambda$ stub 역할을 하는 페이징 코일을 부착하여 두 개의 방사기가 코리니어의 역할을 할 수 있게 함으로써 코일의 효과에 의하여 상부와 하부 방사기에서의 동위상을 유지시키고, 이 부분 사이의 역위상을 감쇠시킨다. 또한 요구되는 대역폭에서 정재파비가 1.5:1이하로 낮추어서 고품질의 통화에 무리가 없게 하고, $1/4\lambda$ 모노폴 안테나보다 높은 이득을 가질 수 있다. 따라서 본 논문의 결과는 향후 1.9GHz 차량 전화 시스템의 On-Glass

안테나의 설계 자료로서 사용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Michael Losee, *The Cellular Telephone Installation Handbook*, Quantum Publishing, Inc., 1988.
- [2] K. Fujimoto, "A Loaded Antenna System Applied to VHF Portable Communication Equipment," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-17, pp. 6-12, Oct. 1968.
- [3] R. C. Hansen, "Efficiency Transition Point for Inductively Loaded Monopole," *Electronic Letter*, vol. 9, no. 5, pp. 117-118, Mar. 1973.
- [4] W. P. Czerwinski, "On Optimizing Efficiency and Bandwidth of Inductively Loaded Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, pp. 811-812, Sep. 1965.
- [5] K. Nishikawa and Y. Asano, "Vertical Radiation Patterns of Trunk Mount Antennas for Mobil Radio Communications," *IEICE Trans*, vol. E74, no. 10, Oct. 1991.
- [6] J. Moore and R. Pizer, *Moment Methods in Electromagnetics Techniques and Applications*, Research Studies Press, 1984
- [7] Takayasu Shiokawa and Yoshio Karasawa, "Radiation Characteristics of Axial-Mode Helical Antenna," *Trans. IECE Japan*, vol. J63-B, no. 2, pp. 143-150, 1980.

김 태 원

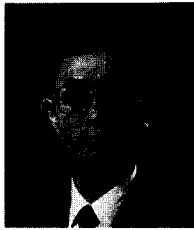


1982년 3월~1986년 2월 : 청주대학교 이공대학 전자공학과 졸업 (공학사)

1988년 9월~1990년 8월 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사)

1991년 3월~현재 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중

김 정 기



1961년 3월~1965년 2월 : 연세대학교 공과대학 전기공학과 (공학사)

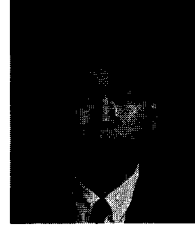
1967년 3월~1969년 2월 : 연세대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)

1970년 9월~1975년 2월 : 연세대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)

1970년 3월~1977년 2월 : 광운대학교 통신공학과 부교수

1977년 3월~현재 : 중앙대학교 전자공학과 교수

이 원 용



1990년 3월~1994년 2월 : 중앙대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)

1994년 9월~1996년 8월 : 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1996년 7월~현재 : 현대전자근무