

휴대형 무선 단말을 위한 FERRITE-CORE LOOP ANTENNA의 설계 제작

正會員 權 元 鉉* 正會員 千 敬 俊* 正會員 許 善 宗** 正會員 朴 漢 奎**

Design & Fabrication of Ferrite-core Loop Antenna for Portable Radio Receiver

Won Hyun Kwon*, Kyung Jun Cheon*, Sun Jong Heo,** Han Kyu Park** *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 이동 통신용 소형 무선기기에 사용가능한 소형 Ferrite-core Loop 안테나를 설계 제작하고 그 특성을 고찰하였다. 안테나는 $10 \times 6 \times 15 \text{ mm}^3$ 의 크기를 갖는 loop 안테나 내부에 Ferrite core를 삽입하여 제작하였고 제작된 안테나는 50Ω 정합시 대역폭(SWR 1.5 이하)은 0.55 MHz, Q값은 280으로 동일한 크기를 갖는 Loop 안테나(BW=1.9 MHz, Q=81.4)에 비해 주파수 선택 특성이 우수하였다. 8 방향 방사특성시험 및 TEM Cell을 이용한 수신특성시험에서도 기존의 loop 안테나에 비해 11 dB 이상 이득이 증가됨을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, ferrite-core loop antenna for portable radio receiver is designed and its characteristics are analyzed. Antenna is fabricated by inserting the ferrite core inside the planar conductor loop($10 \times 6 \times 15 \text{ mm}^3$). Bandwidth and Q factor of fabricated antenna measure 0.55 MHz and 280, respectively. These results show remarkable enhancement compared to the conventional loop antenna having the same physical dimension(BW=1.9MHz, Q=81.4). Experimental results show that the relative gain of the fabricated antenna is about 11 dB higher than that of the conventional antenna.

I. 서 론

* 三星電子 無線研究室
** 延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Yonsei University.
論文番號 : 92-92 (接受1991. 11. 26)

최근 이동통신 기술이 급속도로 발전함에 따라 소형, 고효율 안테나에 대한 필요성이 증대되고 있다.

소형 안테나는 전기적 소형 안테나(electrically small)와 물리적 소형 안테나(physically small)로 구분되나 일반적으로 전기적 소형 안테나의 개념이 많이 통용되며, 주로 안테나의 크기가 사용 파장의 1/10 이하인 안테나를 전기적 소형안테나로 정의한다.¹⁾

현재 많이 사용되고 있는 소형 안테나는 코주파에서의 동작 및 사용을 원활하게하기 위하여 2차 대전중에 처음으로 제안되었다. 그후 소형 안테나는 일반 안테나에 비해 안테나 자체 및 설치 공간이 매우 적다는 장점 때문에 응용 범위는 날로 다양화되는 추세에 있다.²⁾

소형 안테나에 대한 이론적인 연구는 1947년 H.A. Wheeler가 안테나의 방사전력을 등가 집중회로(Equivalent Lumped Circuit)로 모델링하여 해석하는 방법을 제시함으로써 본격화되었으며, 1948년 Chu는 임의의 형상을 갖는 방사체 주위에 형성되는 전자기장(electromagnetic field)을 해석할 수 있는 일반화된 방법을 제안하였다³⁾. 또한 1975년 H.E. King은 인쇄장작용 휴대용 무선단말기의 안테나 특성 변화를 분석하였고⁴⁾, 1977년 G.S. Smith는 정합 손실을 고려한 소형 안테나 시스템의 효율을 해석하였다⁵⁾.

휴대용 무선기기의 안테나는 소형 이동 접지면이나 평면에 주로 설치되므로 안테나의 크기 및 성능은 주설비장치의 크기와 형태에 의존하므로 안테나의 제특성을 정성적으로 분석하고 최적화하는데는 큰 어려움이 따른다.

본 연구에서는 투자율(permeability) 또는 유전율(permittivity)이 높은 물질이 전자기장을 집중시킬 수 있다는 특성에 착안하여 VHF 대역에서 사용 가능한 Ferrite loop 안테나를 설계 제작하고, 동일 형태 및 크기를 갖는 일반적인 loop 안테나와의 특성 비교를 행하였다.

II. 소형 Loop 안테나 이론

그림 1-(a)에 나타난 소형 loop 안테나는 수신기 전단에 사용되어 외부로부터의 전력을 흡수하는 수동 소자로서 그림 1-(b)에 나타난 등가회로로 해석할 수 있다⁶⁾.

Loop의 반경 a가 동작파장 λ_0 보다 매우 작고 loop의 turn 수가 N인 안테나는 loop의 인덕턴스 L, Loop의 저항성 손실 등에 의한 손실저항 R_c , 방사저항 R_r 로 해석되어질 수 있으며, 외부에 동조용 캐패

시터 C를 접속하여 동조 회로(tuning circuit)를 형성함으로써 원하는 주파수대의 신호를 수신하여 접속된 부하 RL로 전달하게 된다.

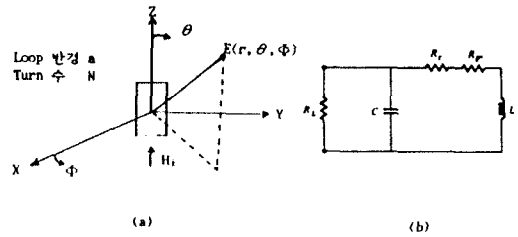


그림 1. 소형 Loop 안테나 및 등가회로

Fig.1. Small loop antenna and equivalent circuit

등가회로로부터 안테나의 입력 임피던스 Z_{in} 은 식(1)로 주어진다⁶⁾.

$$Z_{in} = \frac{(R+j\omega L) / j\omega C}{R+j\omega L-j/\omega C} = \frac{(R+j\omega L) / j\omega C}{(R+j\omega L)(1-\omega^2/\omega_0^2)} \quad (1)$$

소형 loop 안테나의 경우 R 및 공진주파수 ω_0 는 다음과 같다.

$$R = R_r + R_c, \quad \omega_0^2 = 1/LC \quad (2)$$

$$R_r = 20(k_0^2 N \pi a^2)^2 \quad (3)$$

부하저항의 Q factor를 $Q=R/\omega L$ 이라 하고 공진주파수 ω_0 근처의 주파수를 ω 라하면 $\omega \pm \Delta\omega = \omega_0$ 이므로

$$1-\omega^2/\omega_0^2 = \frac{(\omega_0+\omega)(\omega-\omega_0)}{\omega_0^2} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (4)$$

가 되고 소형 loop 안테나의 Q는 매우 크므로 식(1)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_{in} = \frac{1+jQ}{j\omega_0 C [1+(j2Q\Delta\omega/\omega_0)]} \\ \approx \frac{Q^2 R}{1+j2Q\Delta\omega/\omega_0} \quad (5)$$

따라서 공진점에서 안테나 입력 임피던스는 순저항 성분인 $Z_{in} = Q^2 R$ 로 주어진다. 만약 차폐성분 H가

loop 안테나의 축방향으로 입사된다면 개회로 유기전압 (open circuit induced voltage) V_{oc} 와 부하에 전달되는 전력 P_{rec} 는 다음과 같다.

$$V_{oc} = -j\omega \mu_0 H_i N \pi a^2 \quad (6)$$

$$P_{rec} = \frac{Q^2 V_{oc}^2}{8 R_t} = \frac{(Q k_0 Z_0 N \pi a^2)^2}{8 R_t} H_i^2 \quad (7)$$

여기에서 N 은 loop 안테나의 turn 수, Z_0 는 진공중의 고유 임피던스(intrinsic impedance), k_0 는 전파상수, a 는 안테나 반경이다. 따라서 loop의 면적이 크고 turn수가 많으며 사용 주파수가 높을수록 유기전압(전력)이 증가된다.

이제 loop의 실효 단면적(effective area) A_e 와 실효고(effective height) h 를 고려하여 loop 안테나를 해석해보자. Loop 안테나의 효율(efficiency)은 $R_r / (R_r + R_c)$ 이고 최대 지향성(maximum directivity)은 1.5 이므로 안테나의 최대 이득 및 실효단면적(effective area)은 다음과 같다.

$$G = 1.5 R_r / (R_r + R_c) = \eta_a D(\theta, \phi) |_{\max} \quad (8)$$

$$A_e = \lambda_0^2 G / 4\pi = 1.5 \frac{\lambda_0^2 R_r}{4\pi (R_r + R_c)} \quad (9)$$

여기에서 η_a 는 안테나의 효율, $D(\theta, \phi)$ 는 안테나의 지향특성을 나타낸다. 따라서 안테나의 이득 및 유효 단면적은 방사저항 R_r 이 클수록, 손실저항 R_c 가 작을수록 커진다.

시스템적인 관점에서 볼때 시스템 전체의 효율 η_s 는 안테나 자체의 효율(η_a)와 안테나 외부에 접속된 정합회로의 효율(η_m , matching unit efficiency)과의 함수관계로 나타나며, 이는 아래 식으로 주어진다 [5].

$$\eta_s = \eta_a \eta_m \quad (10)$$

$$\eta_a = R_r / (R_r + R_c)$$

소형 안테나의 경우 R_r / R_c 값이 매우 작으므로 안테나의 효율은 매우 줄어들게 된다. 또한 η_m 은 안테나의 Q factor인 Q_a 와 정합 성분의 Q factor인 Q_m 을 고려하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta_m = \eta_a / (1 + Q_a / Q_m) \quad (11)$$

한편 안테나의 단위 면적당 입사전력은 $1/2 Z_0 |H_i|^2$ 이므로 정합된 부하로 전달되는 전력은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{rec} = \frac{1.5 \lambda_0^2 R_r}{8\pi (R_r + R_c)} Z_0 |H_i|^2 \quad (12)$$

또한 미소 loop 안테나 이론으로부터 안테나에 I_0 의 전류를 인가한 경우 거리 r 에서의 전계는 다음과 같다.

$$E_{\phi} = \frac{j k_0 I Z_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} (-j k_0 N \pi a^2 \sin\theta) \quad (13)$$

III. Ferrite-core Loop 안테나

그림 2-(a)는 cylindrical ferrite rod를 사용한 안테나로 그림 (b)에 나타난 타원형 구조의 안테나로 등가적으로 해석할 수 있다[6].

Ferrite 물질의 투자율(permeability)을 $\mu (= \mu_0 \mu_r)$ 라하면 ferrite core의 demagnetization 효과에 의해 안테나 주위의 자속밀도(magnetic flux density)보다 안테나가 감지하는 자속밀도 μH_i 가 더 크게 나타난다. Ferrite core의 특성은 식(12-a)에 나타난 실효 상대투자율(effective relative permeability) μ_e 에 의해 결정되며, 여기에서 D 는 core의 demagnetization factor이다.

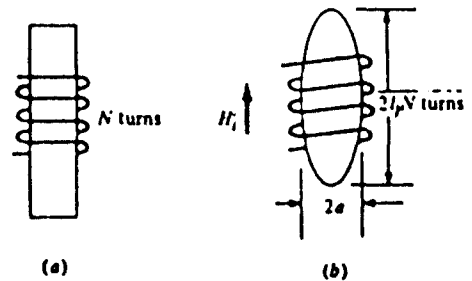


그림 2. Ferrite-core Loop 안테나
Fig.2. Ferrite-core loop antenna

$$\mu_e = \frac{\mu_r}{1 + D(\mu_r - 1)} \quad (14)$$

$$D = \frac{a^2}{\ell^2} (\ln \frac{2\ell}{a} - 1) \quad (15)$$

가 된다. 따라서 일반적인 ferrite 물질의 μ_r 은 충분히 크므로 $\mu_e \cong D^{-1}$ 로 된다. 예로서 $\mu_r=100$ 이고 $l/a=10$ 이면 $D \cong 0.02$ 이고 $\mu_e \cong 50$ 이다.

안테나에 유기되는 개회로 유기전압은 식(6)으로부터

$$V_{oc} = -j\omega \mu_0 \mu_e N \pi a^2 H_i \quad (16)$$

로 주어진다. Coil의 인덕턴스는 coil의 linear dimension에 비례하므로 L값을 고정하면 $\mu_e N a^2$ 는 상수로 된다. 따라서

$$V_{oc} \propto \mu_e N a^2 \propto \mu_e^{1/2} a^{3/2} L^{1/2} \quad (17)$$

$$L \propto \mu_e N^2 \quad (18)$$

으로 주어지며 loop의 인덕턴스 L은 $\mu_e N^2$ 에 비례하게 된다. 따라서 μ_e 값이 큰 ferrite 매질을 사용하면 기존의 air-core loop 안테나보다 적은 turn 수도 동일한 인덕턴스 값을 실현할 수 있다. 즉 같은 inductance인 경우 air-core에 비해 turn 수는 $\mu_e^{-1/2}$ 배로 줄어들며 개회로 유기전압 V_{oc} 는 $\mu_e^{1/2}$ 배 만큼 증가하게 된다. Loop의 turn 수가 줄어들면 loop coil의 손실이 줄어들며, ferrite core의 손실은 coil의 손실에 비해 무시 가능하므로 결과적으로 높은 Q와 효율을 갖는 안테나를 구현할 수 있다. 또한 μ_e 인 ferrite core를 사용함으로써 방사저항 및 방사전력도 μ_e^2 배 만큼 증가되며, 안테나의 실효도 및 방사전계도 μ_e 배 만큼 증가하게 된다. 따라서 $\mu_e=50$ 인 ferrite core를 사용하는 경우 동일 성능을 갖으면서도 안테나 크기는 약 3.7배 정도 감소시킬 수 있다.

IV. 안테나의 설계 제작 및 특성 시험

Ferrite-core loop 안테나는 ferrite 재질이 고주파에서는 손실이 커지므로 본 연구에서는 VHF 밴드 무선호출기(PAGER)의 주파수 대역인 138~174 MHz 대역에서 사용가능한 안테나를 설계하였다.

제작된 안테나의 형태를 그림 3에 나타내었고 ferrite loop 안테나의 특성을 기존의 안테나와 비교하기 위해 동일 크기의 air-core loop 안테나 (15×10×6 mm³)도 함께 제작하였다. Ferrite core의 재질로는 고주파 특성이 우수하고 μ_r 값이 비교적 큰 TDK 사

의 Ni-Zn 계 K₈ ferrite core ($\mu_r=16$, size=18×9.3×4.7 mm³)를 사용하였다. 식 (14) 및 식 (15)으로부터 Ferrite-core의 Demagnetization factor D는 9.86×10⁻², 실효 상대투자율 μ_e 는 6.45로 계산되어진다. 따라서 식 (17)로부터 동일크기를 갖는 일반 loop 안테나에 비해 약 16 dB 정도 이득이 증가됨을 알 수 있다. 안테나의 형태는 무선기기 등에 쉽게 응용 가능하도록 직사각형 구조로 가공하였고, 공진용 chip capacitor를 쉽게 부착시킬 수 있도록 1면을 PCB 패

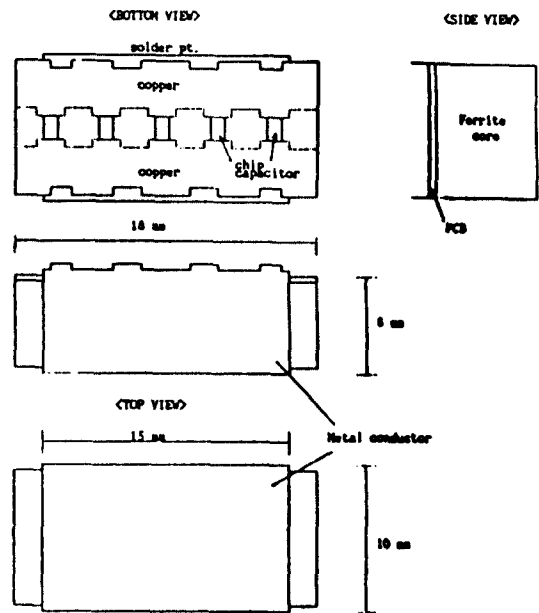


그림 3. 제작된 Ferrite-core Loop 안테나
Fig.3. Fabricated Ferrite-core Loop antenna

표 1. 제작된 Ferrite-core Loop의 SPEC.

Table 1. Specifications of ferrite-core loop antenna

구분	SPEC.	비고
Ferrite Size	18×9.3×4.7 mm ³	
Ferrite Material	F ₈ ($\mu_r=16$)	Ni-Zn 계
Conductor Loop Size	15×10×6 mm ³	주석(Sn)
Demagnetization Factor D	9.86×10 ⁻²	식 (15)
Effectove Relatove Permeability μ_e	6.45	식 (14)
PCB Size & Material	15×9.5 mm ² , 0.8t FR-4 epoxy	

턴으로 제작한 후 loop를 형성하였다. 표 1에 제작된 ferrite-core 안테나의 spec.을 나타내었다.

그림 4(a)는 도체판과 PCB 및 ferrite core로 형성된 loop 안테나의 임피던스 특성으로 155 MHz 대에서 그림 4(b)와 같은 구조의 50 Ω 임피던스 매칭을 위해서는 Smith Chart로 부터 $C_p = 15$ pF, $C_s = 3.8$ pF가 필요하게 된다.

그러나 loop의 도체면이 넓어 도체면의 균질점(fe ed point) 위치에 따라 stray 임피던스 특성이 변화하므로 이 영향을 줄이기 위하여 5개의 chip 캐패시

터(8pF)를 PCB 면에 균일하게 부착시켰다. 그림 5(a)는 ferrite core 및 chip 캐패시터를 부착시 후의 임피던스 특성 변화를 나타내고 있으며, 그림 5(b)는 공진점 조정을 용이하게 하기 위하여 trimmer 캐패시터 (2.10pF)를 병렬로 접속하고 직렬 캐패시터를 이용해 50 Ω으로 매칭시킨 결과를 나타내고 있다.

그림 6은 특성 비교를 위해 제작한 loop 안테나 임피던스 성함도를 나타낸다.

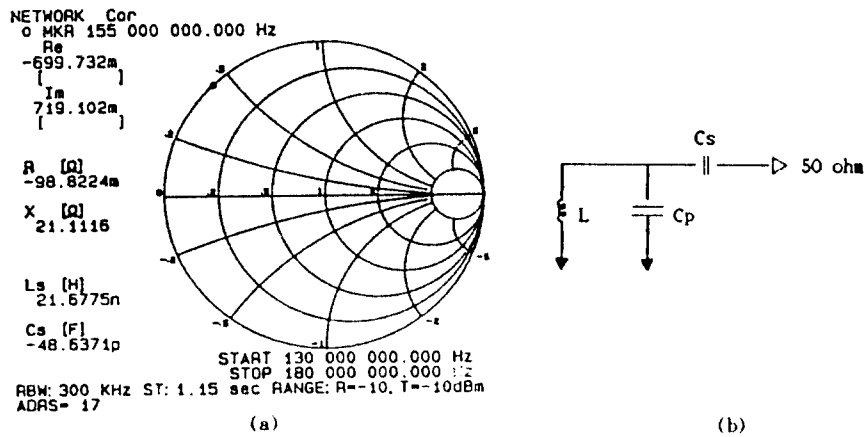


그림 4. Loop의 임피던스 특성 및 정합 회로도
Fig.4. Impedance characteristic and matching circuit of loop antenna

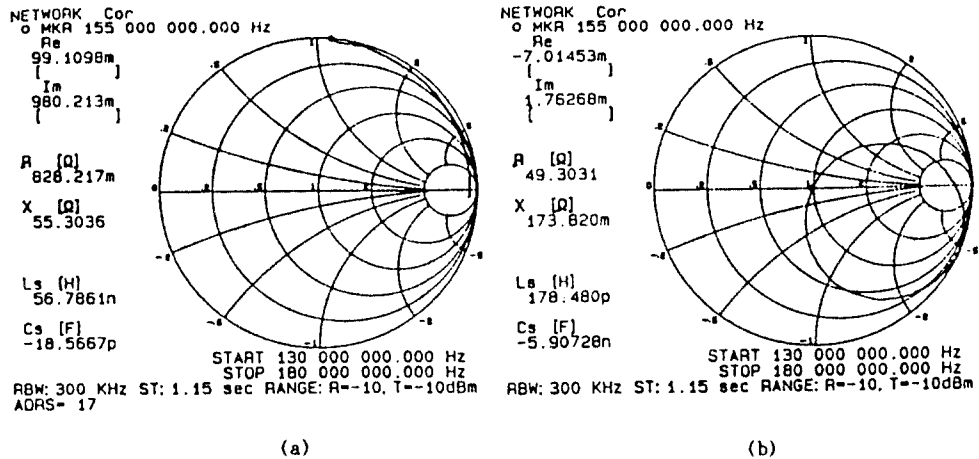


그림 5. Chip 캐패시터 부착후의 임피던스 및 정합 특성
Fig.5. Impedance and matching characteristic of the antenna with chip capacitor

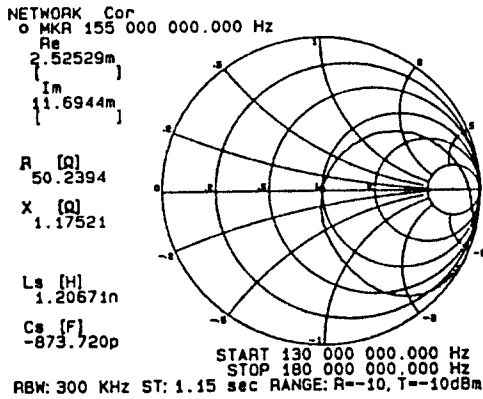
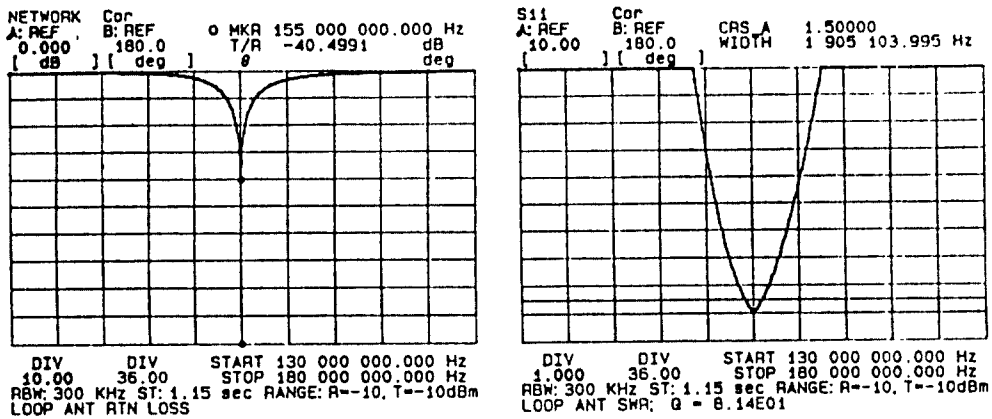


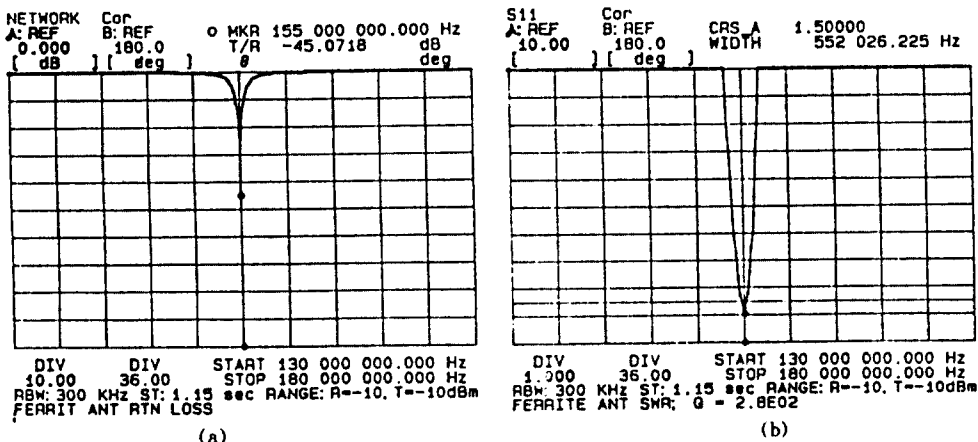
그림 6. Loop 안테나의 임피던스 정합도
Fig.6. Impedance matching chart of the loop antenna

그림 7-(a)는 HP 4195A Network / Spectrum Analyzer로 분석한 loop 안테나의 Return Loss 특성, 그림 7-(b)는 VSWR 특성으로 안테나의 Q factor는 81.4, 대역폭(VSWR 1.5 이하)은 1.9MHz로 나타났다.

그림 8-(a), (b)는 ferrite-core loop 안테나의 Return Loss 특성 및 VSWR 특성을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 ferrite 안테나의 Q factor는 280, 대역폭은 0.55 MHz로 그림 7에 나타낸 일반 loop에 비해 3.4배 정도 sharp한 특성을 나타내었다.



(a) 그림 7. Loop 안테나의 Return Loss 및 VSWR 특성
Fig.7. Return loss and VSWR of the loop antenna



(a) 그림 8. Ferrite-core Loop 안테나의 Return Loss 및 VSWR 특성
Fig.8. Return loss and VSWR of the Ferrite-core loop antenna

제작된 안테나의 상대이득(relative gain)을 측정하기 위하여 그림 9와 같은 측정 시스템을 전파 무반향실(anechoic chamber)내에 구성하였고, 표준 안테나로는 VHF대 표준 whip 안테나를 사용하였다. 먼저 측정 시스템을 보정하기 위하여 두 개의 표준 whip 안테나를 측정시스템에 위치시키고, Synthesized Signal Generator(HP 8644A)의 출력을 +0 dBm으로 할 경우 spectrum analyzer(HP 8568B)로 측정된 수신 전력은 -39.9 dBm 이었다. 따라서 식 (19) 및 (20)에 나타낸 Friis의 전달 공식으로부터 standard 안테나의 상대 이득은 약 -8.9 dB이다.

$$P_r = P_o G^2 (\lambda / 4\pi R)^2 \tag{19}$$

$$G_r = G_s P_r / P_s \tag{20}$$

다음으로 제작된 Loop 및 ferrite 안테나를 피측정 안테나에 위치시킨 후 8방향 방사 특성을 측정하고 보정된 결과를 표 2에 나타내었다. 표 2에 나타낸 것처럼 ferrite-core loop 안테나는 기존의 loop 안테나에 비해 8 방향 평균 11 dB 이상의 이득 증가를 보임을 알 수 있다.

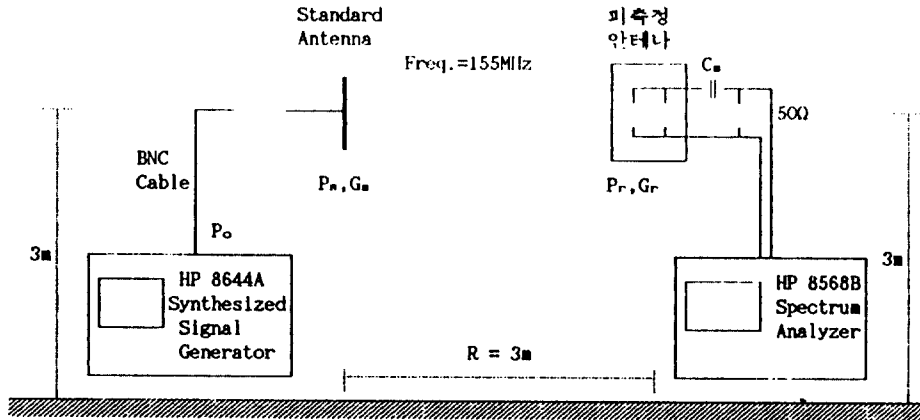


그림 9. 안테나의 상대이득 측정도
Fig.9. Relative gain measuring system of the antenna

표 2. 제작된 안테나의 8 방향 이득 특성
Table 2. 8-directional gain characteristic of the fabricated antenna

회전각도Φ (degree)	상대이득(dB)	
	Loop Antenna	Ferrite-core Loop Antenna
0	-30.7	-22.2
45	-31.6	-23.8
90	-41.0	-25.7
135	-37.9	-25.3
180	-37.7	-23.5
225	-40.2	-27.4
270	-38.4	-28.5
315	-33.1	-24.2
Average	-36.4	-25.1

제작된 안테나의 수신 특성을 측정하기 위하여 그림 9의 측정시스템중 표준 안테나를 Kyoritz사의 KTC-505S TEM(Transverse Electromagnetic Mode) Cell로 대체하고 TEM cell 내부에 제작된 안테나를 위치시킨 후 신호 발생기를 sweep mode로 동작시켜 수신 출력을 plot하였다.

그림 10은 두 안테나의 수신 특성으로 Ferrite-core loop 안테나가 기존의 loop 안테나에 비해 공진점에서의 수신특성이 11 dB 이상 우수함을 알 수 있다. 또한 기존의 loop 안테나는 3-dB 대역폭이 약 12 MHz 정도로 넓은 주파수 선택특성을 나타내는데 비해 ferrite-core loop 안테나는 약 3 MHz로 매우 sharp한 특성을 나타내 인접 채널과의 채널 간격(channel separation)이 매우 적은 이동통신용 단말기의 안테나로 아주 적합함을 알 수 있다.

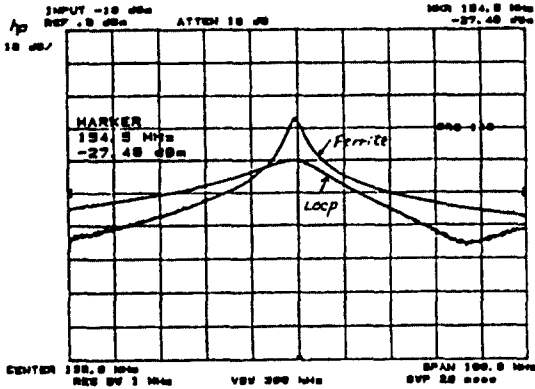


그림 10. 안테나의 수신 특성
Fig.10. Receiving characteristic of the antenna

V. 결 론

본 논문에서는 안테나의 주파수 대역 특성과 이득을 향상시킬 수 있는 ferrite-core loop 안테나를 설계 제작하고, 그 특성을 고찰하였다.

실험 결과 안테나의 Q factor 및 대역폭은 동일 크기를 갖는 기존의 loop 안테나에 비해 약 3.4배 이상 향상되었다. 또한 상대이득 실험 및 TEM CELL을 이용한 수신 특성 실험에서도 기존의 loop 안테나에 비해 11dB 이상의 이득 증가를 나타내었다. 안테나 소자는 신호의 송수신뿐만 아니라 시스템 전체의 선택도 및 감도를 결정해주는 점을 고려할때 본 논문

서 제작된 ferrite-core loop 안테나는 향후 채널 간격이 매우 좁은 이동통신 단말기의 안테나로 다양하게 응용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

1. H. A. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," Proc. IRE, 35, 12, p1479, Dec. 1947.
2. S.A. Schelkunoff and H.T. Fris, *Antennas: Theory and practice*, John Wiley and Sons, 1952.
3. L.J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antenna," J. Appl. Phys., Vol.19, pp. 1163-1175, Dec.1948.
4. H.E. King, "Characteristics of body-mounted antennas for personal radio sets," IEEE Trans. on AP-23, No.2, pp242-248, Mar. 1975.
5. G.S. Smith, "Efficiency of electrically small antennas combined with matching networks," IEEE Trans. on AP-25, No.5, pp369-373, May 1977.
6. Robert E. Collin, *Antennas and Radiowave propagation*, Mcgraw-Hill, Inc, 1985.
7. Gray E. Evans, *Antenna Measurement Technique*, Artech House, Inc. 1990.
8. IEEE Standards 149-1979, *Test Procedures for Antennas*, 1979.

權元鉉 (Won Hyun Kwon)

正會員

1962년 8월 10일생

1983년 3월 ~ 1985년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 공학석사

1985년 3월 ~ 1990년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 공학박사

1990년 8월 ~ 현재 : 삼성전자 정보통신연구소 무선연구실 선임연구원



千敬俊 (Kyung Jun Cheon) 正會員

1947년 4월 8일생

1970년 2월 : 한양대 전자과졸

1970년 ~ 1975년 : 한국 TV학원

1975년 ~ 1977년 : 한국오디오 전자

1977년 ~ 현재 : 삼성전자 무선연구실

許善宗(Sun Jong Heo)

正會員

1959년 3월 23일 생

1982년 3월 ~ 1984년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과
공학석사

1985년 3월 ~ 1990년 7월 : 한국통신 품질보증단 전송품질
연구부장

1990년 8월 ~ 현재 : 한국통신 위성사업단 시설1부장

1984년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과
정 재학생



朴漢奎(Han Kyu Park) 正會員

1941年 6月 21日生

1964年 2月 : 延世大學校 電氣工學
科 卒業

1968年 2月 : 延世大學校 大學院 電
氣工學科 卒業(工學碩
士)

1973年 : 불란서 파리大學校(소르본
大學校) 博士課程修了
(DEA)

1975年 : 불란서 파리6 대학(ph.D)

1976年 ~ 現在 : 延世大學校 電子工學科 教授