

이동통신용 마이크로스트립 안테나의 대역폭 개선에 관한 연구

A Study on the Bandwidth Improvement of The Microstrip Antenna for Mobile Communications

김대중* · 문명호** · 김갑기*** · 이종악*

Dae-Jung Kim* · Myung-Ho Moon** · Kap-Ki Kim*** · Jong-Arc Lee*

요 약

본 논문에서는 기생패치를 이용한 마이크로스트립 안테나의 대역폭 개선에 관해 논의하였다. 전체 크기를 줄이기 위해서 $\lambda/4$ 의 단락패치를 사용하였으며, 접지면 또한 패치의 크기로 절단하였다. 전체 크기를 줄이기 위해서 접지면의 크기를 줄였기 때문에 이에 따른 후방으로의 복사가 일어난다. 설계된 안테나의 특성은 전송선로 모델과 개구면 해석법에 기초하여 해석하였고 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 결과 후방으로의 상대 복사는 -15 dB 정도였다.

제작한 안테나는 2.45 GHz의 중심주파수에서 167 MHz의 매우 넓은 대역폭을 갖는다. 따라서 본 논문에서 제안한 안테나는 광대역 통신시스템에 응용될 수 있다.

Abstract

In this paper, to improve the bandwidth of microstrip antenna, we discussed parasitic patch structure coupled capacitively at radiating slot. To reduce the overall size of antenna, $\lambda/4$ short structure is accepted instead of $\lambda/2$ patch. Since ground plane is reduced, backward radiation is occurred. The characteristics of the designed antenna is evaluated, based on the transmission line model and the aperture analysis method. And by computer program the radiation pattern and return loss are evaluated. As simulation results, backward radiation is -15 dB.

Bandwidth of constructed antenna is 167 MHz at the resonant frequency of 2.45 GHz, which is very broad, compared to conventional microstrip antennas. Therefore the proposed antenna will be suitable for very wide bandwidth communications.

I. 서 론

1871년 맥스웰이 변위전류의 개념을 도입하여

전파의 존재를 최초로 예언하고, 1900년 12월 마르코니의 서양 횡단 무선전신의 실험에 성공한 이래로 무선통신의 시대가 도래하였다¹⁾.

이동통신의 용도로 쓰이는 안테나는 소형, 경량

「이 논문은 1995년도 한국학술진흥재단의 대학부설연구소 연구과제 연구비에 의하여 연구되었음.」

* 건국대학교 전자공학과

** 건양대학교 정보통신공학부

*** 목포 해양대학교 정보통신공학부

· 논문 번호 : 970617-040

· 수정완료일자 : 1997년 12월 22일

이고, 제작이 용이하며 이동체에의 부착이 자유로워야 한다. 현재 이동통신에서는 주로 150 MHz에서 900 MHz 대역을 사용하고 있지만 이 대역만으로는 용량이 부족하기 때문에 마이크로파(1~3 GHz)대가 연구되고 있으며 또한 현재 이용되어지고 있다.

마이크로스트립 안테나(microstrip antenna)는 사진식판기술(photolithographic technique)을 이용하여 회로를 기관상에 프린트할 수 있기 때문에 매우 손쉽게 제작할 수 있지만 1~2 GHz의 대역에서 단지 1% 정도의 대역폭만을 갖기 때문에 광대역의 시스템에는 사용이 어렵다. 본 논문에서는 이러한 협대역의 마이크로스트립 안테나의 특성을 개선하기 위해서 기생 패치(parasitic patch)를 부가하였다. 또한, 기본구조로 $\lambda/2$ 의 패치를 사용할 경우, 전체크기가 커지기 때문에 $\lambda/4$ 단락 패치($\lambda/4$ shorted patch)를 기본 복사체(radiating element)로 하고, 여기에 또 다른 단락 패치를 부가하였다. $\lambda/4$ 단락 패치안테나는 1개의 슬롯(slot)만으로 복사하기 때문에 $\lambda/2$ 패치 안테나보다 빔폭이 넓어지는 반면, 대역폭은 1/15정도 감소한다^[2].

안테나 제작에 사용된 기관은 비유전율이 4.3이고 두께가 1.6 mm인 글라시에폭시(glass epoxy)를 사용하였다. 패치의 파라미터는 수학 프로그램을 이용하여 구하고 원하는 주파수 특성이 나오도록 최적화하였다. 또한, 슬롯 폭에 대한 반사손실의존도를 조사하였다. 측정은 WILTRON 사의 54 11A와 ADVENTEST R4131A를 이용하였다.

II. 안테나 해석

본 논문에서 제안한 안테나의 해석은 해석의 편의를 위해 전송선로모델과 개구면 해석을 절충한 해석방법을 취하였다. 먼저 개구면 해석방법을 소개하면 다음과 같다.

2-1 개구면 해석

면적이 S 인 개구면(aperture)의 전자계 분포에 의한 원거리 전자계를 구하는 문제에서는 개구면에서의 전자계 분포만 정확히 알려져 있다면 원거리에서의 전자계 역시 매우 정확하고 쉽게 구할 수 있다. 먼저, 면적이 S 인 개구면에 개구면 전자계 E_a , H_a 가 존재한다고 가정하면, 이 때 등가 표면 전류밀도는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$J_s = \hat{n} \times H_a \quad (1)$$

$$M_s = E_a \times \hat{n} \quad (2)$$

그리고 P 와 Q 를 다음과 같이 정의한다.

$$P = \oint_{S_a} E_a e^{i\beta r' \cdot r} dS' \quad (3)$$

$$Q = \oint_{S_a} H_a e^{i\beta r' \cdot r} dS' \quad (4)$$

식 (3)과 식 (4)으로부터 A 와 F 를 구하면 다음 식과 같다.

$$A = \frac{j\epsilon e^{-j\beta r}}{4\pi r} (-Q_y \hat{x} + Q_x \hat{y}) \quad (5)$$

$$F = -\frac{\epsilon e^{-j\beta r}}{4\pi r} (-P_y \hat{x} + P_x \hat{y}) \quad (6)$$

위의 직각 좌표계표현을 구좌표계로 바꾸고 식 (5)와 식 (6)으로부터 far 필드 전계를 구하면 다음과 같다.

$$E_\theta = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} [P_x \cos \phi + P_y \sin \phi + \eta \cos \theta (Q_y \cos \phi - Q_x \sin \phi)] \quad (7)$$

$$E_\phi = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} [\cos \theta (P_y \cos \phi - P_x \sin \phi) - \eta (Q_y \sin \phi + Q_x \cos \phi)] \quad (8)$$

2-2 전송선로 모델해석

전송선로 모델해석에서 주된 복사요소를 그림 1 과 같은 형태의 복사 슬롯으로 간주할 수 있다. 그림 1의 슬롯 2에 균일한 전계가 존재한다고 가정하고 슬롯으로부터 복사된 전계를 구한다^{[3],[4]}. 이 때, 안테나로부터의 복사는 주로 $\lambda/4$ 패치와 기생 성분 사이의 슬롯에서 발생한다. 그림 2의 안테나는 소형화를 위해서 접지면의 크기를 줄였기 때문에 후방으로의 복사가 일어난다. 이러한 후방으로의 복사를 설명하기 위해서 확장된 슬롯을 그림 1의 나타난 슬롯에 슬롯 1을 덧붙여 나타내었다. 또한, 해석상의 편의를 위해 슬롯에서의 전계는 균일한 것으로 가정하였다.

따라서 자계는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H &= -j\omega F \\
 &= \hat{\theta} j\omega\epsilon \frac{e^{jk_0 r}}{4\pi r} E_0 W h \text{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right) \\
 &\quad \cdot \text{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\phi \sin\theta\right) \sin\theta
 \end{aligned} \quad (9)$$

따라서 far 필드에서의 전계는 다음과 같이 구할

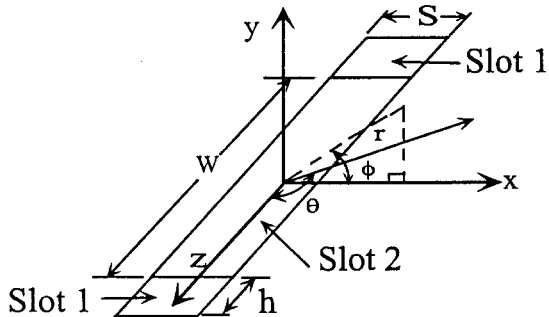


그림 1. 확장슬롯을 갖는 복사슬롯
Fig. 1. Radiating slot with extended slot.

수 있다.

$$\begin{aligned}
 E &= \eta H \times \hat{r} \\
 &= -\hat{\phi} j k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} E_0 W h \text{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right) \\
 &\quad \cdot \text{sinc}\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\phi\right) \sin\theta
 \end{aligned} \quad (10)$$

2-3 복사패턴

본 논문에서 제작한 안테나의 구조는 그림 2에 나타난 것처럼 $\lambda/4$ 크기의 단락패치와 복사 슬롯에 용량성으로 결합한 기생 성분을 갖는 구조이다.

먼저 슬롯 1에 균일한 전계 E_0 가 존재한다고 하자. 이때 P_x 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_x = \oint_S E_{x0} e^{jk_0(z'\cos\theta + x'\sin\theta\cos\phi)} dx' dz' \quad (11)$$

$$Q_z = \oint_S H_{z0} e^{jk_0(z'\cos\theta + x'\sin\theta\cos\phi)} dx' dz' \quad (12)$$

그러므로 슬롯 1에 의한 원거리 자계는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$E_{\theta 1} = j k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} P_x \cos\theta \cos\phi \quad (13)$$

$$E_{\phi 1} = -j k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} [P_x \sin\phi + P_x \sin\theta] \quad (14)$$

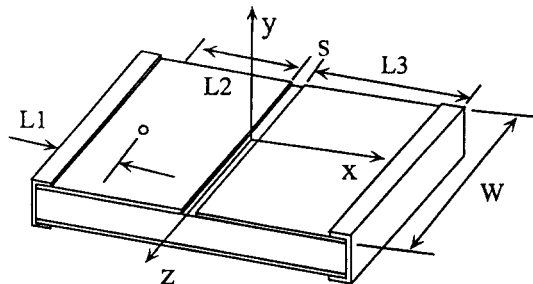


그림 2. 안테나 구조
Fig. 2. Antenna structure.

또한, 슬롯 2에 의한 전계는 전송선로모델에서 언급한 것처럼 쉽게 구할 수 있으며 다음 식과 같다.

$$E_{\phi^2} = -jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} 2E_0 s \operatorname{sinc}\left[-\frac{s}{2} k_0 \cos\phi \sin\theta\right] \frac{1}{k_0 \cos\theta} \cdot \left[\sin\left[\left(\frac{W}{2} + h\right) k_0 \cos\theta\right] - \sin\left[-\frac{W}{2} k_0 \cos\theta\right] \right] \sin\theta \quad (15)$$

따라서 전체 전계는 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$E_{\theta} = jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} E_0 W h \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right) \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\phi\right) \cos\theta \cos\phi \quad (16)$$

$$E_{\phi} = -jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left[W h \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right) \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\phi\right) (\sin\phi + \sin\theta) + 2s \operatorname{sinc}\left[-\frac{s}{2} k_0 \cos\phi \sin\theta\right] \frac{1}{k_0 \cos\theta} \cdot \left[\sin\left[\left(\frac{W}{2} + h\right) k_0 \cos\theta\right] - \sin\left[-\frac{W}{2} k_0 \cos\theta\right] \right] \sin\theta \right] \quad (17)$$

2-4 입력 어드미턴스

안테나의 입력어드미턴스는 전송선로 모델을 이용하여 매우 간단하면서도 정확하게 계산할 수 있다. 제작한 안테나는 복사 슬롯과 용량성 결합 서셉턴스를 포함하여 그림 3과 같이 등가회로로 나타낼 수 있다. 여기서 G_r 은 복사 컨덕턴스를 나타내며 B_{c1} 와 B_{c2} 는 $\lambda/4$ 패치와 기생성분 사이의 등가 서

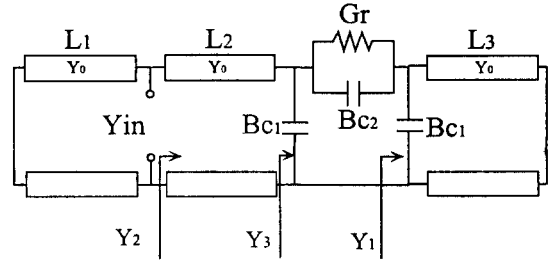


그림 3. 안테나의 등가회로

Fig. 3. Equivalent circuit of antenna.

셉턴스 값이다. 따라서 급전점에서 바라본 입력 어드미턴스는 다음과 같이 쉽게 구할 수 있다^{[5]-[9]}.

$$Y_1 = j[B_{c1} - Y_0 \cot\beta L_3] \quad (18)$$

$$Y_2 = Y_0 \frac{Y_3 + jY_0 \tan[\beta L_2]}{Y_0 + jY_3 \tan[\beta L_2]} \quad (19)$$

$$Y_3 = jB_{c1} + \frac{Y_1(G_r + jB_{c2})}{G_r + jB_{c2} + Y_1} \quad (20)$$

$$Y_{in} = -jY_0 \cot[\beta L_1] + Y_2 \quad (21)$$

III. 설계 및 제작

3-1 안테나 설계

안테나의 특성을 평가하기 위해서는 기준 안테나가 있어야만 한다. 따라서 본 논문에서는 기준 안테나로 $\lambda/2$ 패치 안테나를 설계 제작하였으며, 기준 안테나의 각 파라미터는 2.45 GHz의 중심주파수를 갖으며, 반사손실이 최소가 될 수 있도록 Mathematica를 통해 최적화하였다. 설계에 사용된 기판은 비유전율 $\epsilon_r=4.3$ 이고, 기판의 두께가 1.6 mm인 글라시에폭시이다. 또한 제안한 안테나의 각 파라미터를 계산하여 표 1에 나타내었다.

표 1. 제안한 안테나 사양

Table 1. Specification of the proposed antenna.

	L_1	L_2	L_3	W	S
안테나 크기	7.5 mm	7.5 mm	14.5 mm	20 mm	2 mm

제안한 안테나와 기준안테나로 채택된 일반 패치 안테나의 반사손실값을 비교하여 그림 4에 나타내었다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 반사손실이 -10 dB인 대역폭이 기준 안테나에서는 약 20 MHz를 갖는다. 반면에 제안한 안테나의 대역폭은 약 100 MHz로 5배의 대역폭을 갖음을 확인할 수 있다.

패치 사이의 gap의 크기에 따른 반사손실의 시뮬레이션 결과 슬롯폭 S 가 증가함에 따라 커플링 캐패시턴스가 작아지므로 공진 주파수가 점점 커진다. 따라서, 주파수가 점점 높아지고, 반면 대역폭은 좁아진다. 하지만, 슬롯폭이 감소하게 되면 용량값이 커져서 공진 주파수가 점점 낮아진다.

제안한 안테나의 복사패턴에 대한 해석은 이미 2장에서 언급을 하였으며, 해석결과를 컴퓨터 시뮬레이션한 결과 정규화된 복사패턴의 모양은 그림 5와 6에 나타내었다.

E면 전계패턴은 거의 무지향성이며 후방으로 약

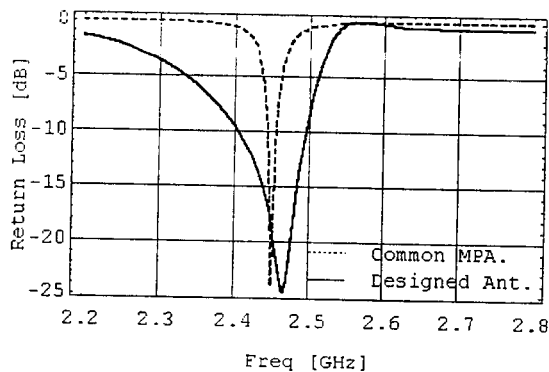


그림 4. 안테나의 반사손실

Fig. 4. Return loss of antenna.

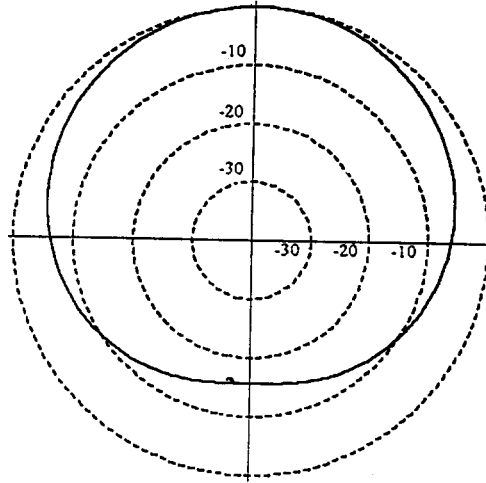


그림 5. E면 복사패턴

Fig. 5. E-plane radiation pattern.

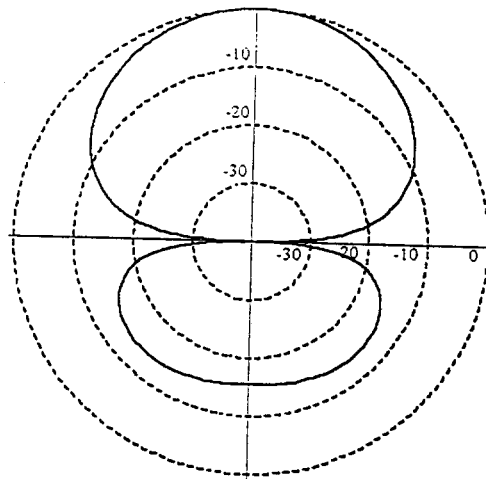


그림 6. H면 복사패턴

Fig. 6. H-plane radiation pattern.

-15 dB정도의 복사가 일어남을 알 수 있다. 시뮬레이션한 H면 반전력 빔폭은 76°를 나타냈다.

IV. 실험 및 고찰

본 논문에서 제안한 안테나의 특성과 비교하기 위해 제작한 기준 안테나의 반사손실값은 그림 7에 나타내었다. 측정 결과에서 알 수 있듯이 VS-WR이 2보다 작은 대역폭이 46.57 MHz로서 1.9%의 대역폭을 나타내었다.

본 논문에서 제작한 안테나의 반사손실은 그림 8에 나타내었으며 측정결과 대역폭이 2391 MHz에서 2558 MHz까지 167 MHz로서 6.8%의 대역폭을 나타내었다.

제작한 안테나의 복사패턴은 그림 9과 10에 나타내었으며 시뮬레이션 결과와 매우 흡사함을 알 수 있다.

그림 9에서 측정된 E면 전계는 빔폭이 72.7°로 나타내었다.

측정된 H면 전계패턴은 반전력 빔폭이 75.5°를 나타내고 있다.

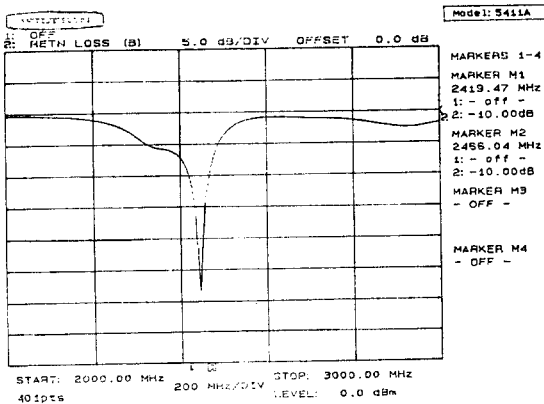


그림 7. $\lambda/2$ 패치안테나의 반사손실 측정결과
Fig. 7. Measured result of return loss of $\lambda/2$ patch antenna.

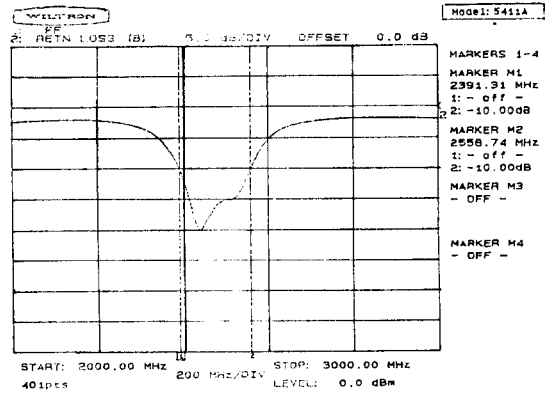


그림 8. 제안한 안테나의 반사손실 측정결과
Fig. 8. Measured return loss of the proposed antenna.

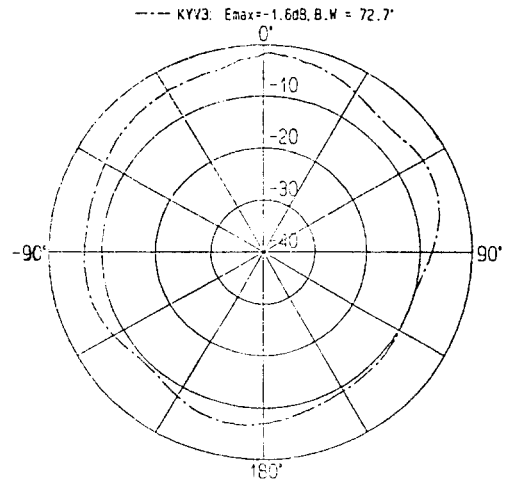


그림 9. 설계된 안테나의 E면 복사패턴
Fig. 9. E-plane radiating pattern of designed antenna.

V. 결론

본 논문에서는 마이크로스트립안테나의 대역폭을 개선하기 위해서, 복사 슬롯에 용량성으로 결합

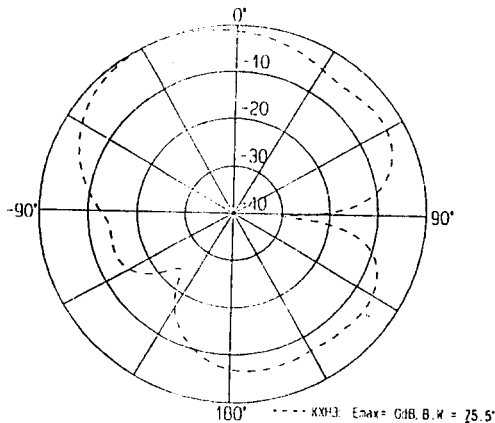


그림 10. 설계된 안테나의 H면 복사패턴

Fig. 10. H-plane radiating pattern of designed antenna.

한 기생 패치를 갖는 구조에 대해서 논의하였다. 마이크로스트립은 얇고, 가벼우며 사진식판기술을 이용하여 매우 정교하게 제작할 수 있기 때문에 마이크로파회로에 많이 응용되고 있지만 매우 협대역이기 때문에 광대역 시스템에는 이용하기가 어렵다.

제안된 안테나는 전체 크기를 줄이기 위해서 $\lambda/2$ 형태의 패치를 그대로 기본 복사소자로 사용하지 않고 $\lambda/4$ 단락패치를 기본 소자로 사용하였으며 접지면을 패치의 크기와 동일하게 절단하였다. 설계한 안테나는 전송선로모델과 개구면 해석법에 근거하여 이루어졌으며 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 복사패턴과 반사손실을 구하였다. 시뮬레이션결과 후방으로의 복사는 -15 dB로 나왔으며 만약 제안한 안테나를 휴대용기에 부착할 경우 인체에의 영향을 기존의 다이폴 형태의 안테나에 비해 상당히 줄일 수 있을 것으로 생각된다. 실제 제작된 안테나는 후방으로의 복사가 -7 dB정도이며 복사패턴은 시뮬레이션결과와 거의 흡사하였다. 실험결과 큰 후엽으로의 복사는 접지면의 크기가 작기 때문에 기인한 것이므로 접지면의 크기를 패치의 크기보다 약간 크게 하므로써 개선할 수 있다.

측정된 대역폭은 167 MHz로 기존의 협대역 마이크로스트립안테나와는 달리 매우 광대역특성을 보였다. 따라서 제안된 구조의 안테나는 차세대 광

대역의 통신시스템의 응용에 적용이 가능할 것으로 보인다.

참고 문헌

- [1] 이형국, 전파와 CDMA란 무엇인가, 한국이동통신 중앙연구소
- [2] K. C. Gupta and Abdelaziz Benalla "Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic elements", *Microstrip Antenna Design*, Artech House, 1988.
- [3] Benedek, P. and P. Silvester, "Equivalent Capacitance for Microstrip Gaps and Steps," *IEEE Trans.*, vol. MTT-20, pp. 729-733, 1972.
- [4] GOGOI, A., and GUPTA, K. C. : "Wiener-Hopf computation of edge admittances for microstrip patch radiators", *AEU*, 36, pp 247-251, 1982.
- [5] Farrar, A and A. T. Adams, "Matrix Methods for Microstrip three-dimensional Problems," *IEEE Trans.* vol. MTT-20, pp. 497-504, 1972.
- [6] Maeda, M., "An Analysis of Gap in Microstrip Transmission Lines," *IEEE Trans.*, vol. MTT-20, pp. 390-396, 1972.
- [7] K. C. Gupta, Ramesh Garg *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1979.
- [8] Nicilas G. Alexopoulos and Shih-Cahng Wu "Frequency Independent Equivalent Circuit Model for Microstrip Open-End and Gap Discontinuities", *IEEE MTT* vol. 42, no. 7, pp. 1268-1272, July 1994.
- [9] Hung-Yu Yang, Nicolas G. Alexopoulos, and David R. Jackson "Microstrip Open-End and Gap Discontinuities in a Substrate Superstrate Structure", *IEEE*

MTT vol. 37, no. 10, pp. 1542-1546, Oct. 1989.

김 대 중



1971년 2월 6일생
1995년 2월 : 건국대학교 전자공학과 (공학사)
1997년 2월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
1997년 ~ 현재: 건국대학교 대학원

전자공학과 박사과정

1997년 6월 ~ 현재 : (주) 태산정밀 연구소 근무

[주관심분야] 초고주파 시스템 분석 및 설계

문 명 호



1957년 8월 15일생
1981년 2월 : 숭실대학교 전자공학과 (공학사)
1987년 12월 : The Catholic Univ. of America 전자공학과 (공학석사)

1994년 ~ 현재 : 건국대학교 대학원 전자공학과 (박사수료)

1988년 10월 ~ 1991년 12월 : Radiation Systems, INC (RF 엔지니어)

1993년 3월 ~ 현재 : 건양대학교 정보전자공학부 (조교수)

[주관심분야] 전파전파, 안테나, 마이크로파 통신

김 갑 기

1954년 4월 28일생

1980년 2월 : 광운공대 전자통신과 (공학사)

1986년 2월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1997년~현재 : 건국대학교 대학원 전자공학과 박사과정,

목포해양대 전자통신공학부 부교수

이 중 악

1940년 4월 20일생

1966년 : 한양공대 전기과 (공학사)

1970년 : 연세대학교 대학원 (공학석사)

1974년 : 연세대학교 대학원 (공학박사)

1976년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학과 교수