

휴대 단말형 MIMO 안테나 설계 및 성능 평가

준회원 문효상*, 종신회원 전계석**, 정회원 이범선**

Design and Performance Evaluation of MIMO Antenna for Handheld Devices

Hyo-Sang Moon* *Associate Member*, Kye-Suk Jun** *Lifelong Member*,
Bom-Son Lee** *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 UMPC급의 휴대 단말에 장착 가능한 소형 MIMO 안테나를 설계 및 측정 분석하였다. 제안된 MIMO 안테나는 두 개의 노치 안테나와 하나의 변형된 모노폴 안테나를 이용해서 40mm X 100mm 기판안에 세 개의 방사 소자를 넣은 것이다. 각 안테나는 중심 주파수 1.8GHz에서 80-200MHz 의 대역폭을 가진다. 또 전 주파수 대역에서 격리도가 10dB 보다 크게 나타나고 있다. 제안된 MIMO 안테나의 성능 평가를 위해서 ARC/TARC, correlation, MEG를 소개하고 안테나의 성능을 평가 하였다. 포락선 상관도는 0.04이하로 계산되었고 평균 유효 이득(MEG)은 1에 가깝게 나타났다.

Key Words : MIMO Antenna, Handheld, Diversity

ABSTRACT

We design, fabricate, and measure a MIMO antenna system mountable on a small PCB (such as UMPC). The proposed antenna system accommodates three radiation elements on the PCB area of 40mm X 100mm. Two of them employ a slot type and one uses a modified monopole with an inverted L shape expecting high isolation and polarization purity. The bandwidth of each proposed MIMO antenna ranges from 80MHz and 200MHz at the center frequency of 1.8 GHz. The isolations between ports have been found to be greater than 10dB over the interested frequency band. Besides, the proposed MIMO system has been evaluated in terms of ARC(Active Reflection Coefficient, TARC(Total ARC), correlation, MEG, and etc. The envelope correlation is calculated to be much less than 0.04 and the ratio of the mean effective gain(MEG) between the antennas is found to be close to unity.

I. 서 론

기존의 무선 이동 통신시스템은 음성 서비스 위주이며, 채널의 열악성을 극복하기 위하여 주로 채널 코딩에 의존하였다. 그러나 차세대 무선 통신 시스템은 언제, 어디서나, 누구와도 항상 통화 가능한 고품질의 멀티미디어 서비스에 대한 요구의 증대로

인해 현재 보다 고속 데이터 전송과 시스템 용량을 요구한다. 따라서 데이터를 더 빨리 더 낮은 오류 확률로 전송하기 위한 차세대 무선 전송 기술이 요구된다.

이동 통신 환경은 페이딩, 음영 효과, 전파 감쇠, 잡음 및 간섭 등에 의해 신호의 신뢰성을 크게 저하 시킨다. 이중에 다중 경로에 의한 페이딩 현상은

※ 이 논문은 2006년도 경희대학교 지원에 의한 연구 결과임

* 경희대학교 전자전파공학과 (jouie@nate.com), ** 경희대학교 전자정보대학 교수 (gsjun@khu.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-09-397, 접수일자 : 2008년 9월 8일, 최종논문접수일자 : 2008년 11월 19일

서로 다른 경로를 거쳐 수신되는 서로 다른 위상과 크기를 가지는 신호들의 합에 의한 심각한 신호 왜곡을 초래하게 된다. 이러한 페이딩 효과는 고속 데이터 통신을 이루기 위해 극복해야 할 어려움중의 하나이며, 이러한 무선 채널 특성을 극복하거나 그 성질을 이용하기 위한 많은 연구가 수행되어 오고 있다. 이에 다수의 송수신 안테나를 이용한 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 기술이 제안되었다.

MIMO 시스템은 다중 송수신 안테나 기술 중에 하나이다. 다중 송수신 안테나 기술은 송신기와 수신기에 다중의 안테나를 이용하여, 서로 다른 데이터를 동시에 전송함으로써 시스템의 대역폭을 더 증가시키지 않고, 보다 고속의 데이터 전송할 수 있는 Spatial Multiplexing 기법과 다중의 송신 안테나에서 같은 데이터를 전송하여 송신 Diversity를 얻고자 하는 Spatial Diversity 기술로 구분된다.

현재까지 개발된 MIMO 시스템에서는 채널 용량은 대체로 송신, 수신 안테나 수중 작은 것에 비례하여 증가한다^[1]. 따라서 하나의 단말에서 여러 개의 안테나를 사용하는 방법이 다양하게 연구되고 있다. 이러한 연구 중에서 MIMO 안테나의 소형화는 아직 많은 연구가 이루어지지 않은 부분으로 지속적인 연구가 필요하다. 현재 진행된 이 분야의 연구로는 PIFA 안테나를 사용한 방법^[2], 입체적 구조를 이용한 안테나를 이용한 방법^[3] 등 다양한 방법이 제시되고 있다. 본 논문에서 이러한 연구를 발판으로 보다 제작이 용이한 UMPC급 단말기에 적용이 가능한 일체형 MIMO 안테나 구조를 제안한다. 또 제안된 안테나의 성능 평가를 통해서 다른 MIMO 안테나에도 적용 가능한 성능 평가 방법을 통해 성능을 분석한다.

II. 제안된 MIMO 안테나

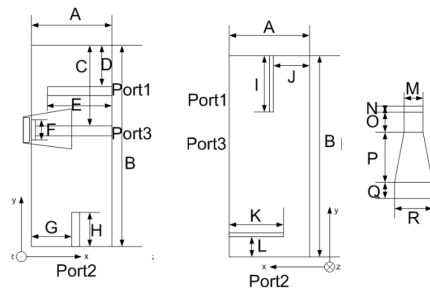
2.1. 제안된 MIMO 안테나 설계

서론에서 소개한 소형 MIMO 안테나들을 응용하여 MIMO 시스템에서 사용 가능한 새로운 단말기 일체형 MIMO 안테나의 설계를 제안 한다. 이 MIMO 안테나는 좁은 공간에서 서로간의 격리도를 높이기 위해서 각 안테나의 편파가 수직이 되도록 설계 하였다.

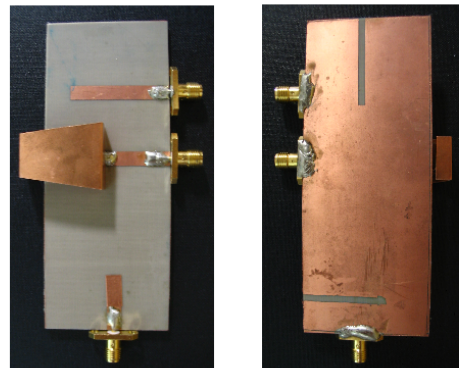
제안된 소형 MIMO용 안테나는 중심주파수가 1.8GHz로 설계되었다. 형태는 그림 1과 같다. 유전율이 2.17이고 크기가 100mm X 40mm인 테프론

표 1 각 안테나의 위치에 따른 길이

위치	치수 (mm)	위치	치수 (mm)	위치	치수 (mm)
A	40	B	100	C	40.5
D	21	E	32	F	10.5
G	20	H	17	I	28
J	20	K	27	L	10
M	10	N	4.5	O	10
P	24.9	Q	8.7	R	20



(a) 앞면 (b) 뒷면 (c) 입체형 안테나의 전개도
그림 1. 제안된 안테나 구조도



(a) 앞면 (b) 뒷면
그림 2. 제작된 안테나 사진

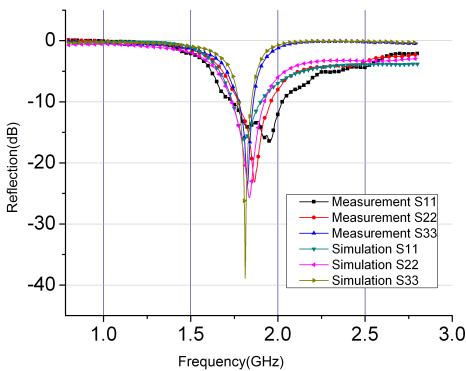
기판 위에 총 3개의 안테나를 넣었으며 각 위치에 따른 길이는 표 1에 정리 하였다.

Port1, Port2 위치의 안테나 1, 2는 노치 안테나로 평면 구조를 가진다. 이 두 개의 안테나는 주 슬롯의 길이 I, K 를 조절하여 공진주파수를 조절 할 수 있다. Port3에 위치한 안테나 3은 입체 구조를 가지고 있다. 이 입체 구조는 그림 1(c) 형태를 직각이 되게 접은 구조이다. 여기서 공진 주파수는 N, O, P, Q를 합한 길이에 따라서 정해진다. 또 F의 길이를 조절함으로써 전체 길이를 늘이지 않고 주

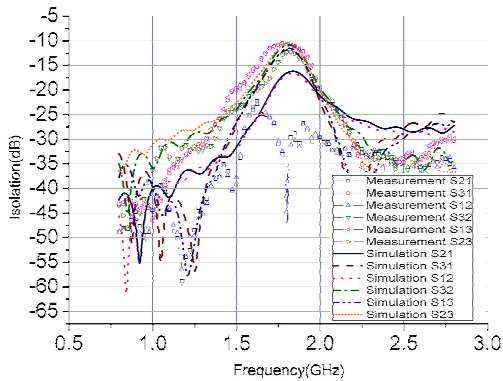
파수를 내리는 것도 가능하다. 하지만 이러한 구조로 인하여 가장 작은 대역폭을 가지고 있다. 실제 제작된 모양은 그림 2를 통해서 확인할 수 있다.

2.2 제안된 MIMO 안테나 성능

제안된 MIMO 안테나의 성능을 분석한다. 그림 3(a) 에서 각각의 안테나들이 1.8GHz를 중심으로 공진하고 있는 것을 확인할 수 있다. 또 그림 3(b)로부터 안테나들 사이의 격리도가 모두 10dB이상인 것을 확인할 수 있다. 이는 참고논문 2, 3에서 제시된 격리도 기준을 만족하고 있다. 표 2에는 각 안테



(a) 반사계수



(b) 격리도

그림 3. 제작된 안테나의 S-파라미터

표 2. 제작된 안테나의 대역폭 (10dB 기준)

	측정된 대역폭 (MHz)	시뮬레이션 대역폭 (MHz)
안테나 1	283	167
안테나 2	200	183
안테나 3	83.3	76.7

표 3. 제작된 안테나의 각 평면에서의 최대 이득값 (dBi)

평면	XZ 평면		YZ 평면		XY 평면	
	E_{θ}	E_{ϕ}	E_{θ}	E_{ϕ}	E_{θ}	E_{ϕ}
안테나 1	-1.59	2.75	-0.20	0.79	2.84	2.84
안테나 2	-1.64	2.32	1.43	-2.44	-3.88	2.28
안테나 3	0.84	-4.17	-2.77	-2.75	-3.89	0.81

나의 대역폭을 반사계수 10dB 기준으로 계산해 놓았다.

표 3은 각 안테나의 측정된 방사 패턴에서 평면별 최대 이득값을 모아놓은 것이다.

안테나 1은 최대 이득이 2.84dBi, 안테나 2는 최대 이득이 2.32 dBi, 안테나 3의 최대 이득은 0.81dBi 이다. 각 안테나의 방사 패턴은 시뮬레이션 값과 측정치 사이에 차이가 존재하지만 패턴 모양은 유사하다.

III. 단말기 일체형 MIMO 안테나 성능 분석

본 단원에서는 앞장에서 제안한 MIMO 안테나의 성능을 평가 한다. 또 이를 위해서 MIMO 안테나의 성능 분석에 쓰일 수 있는 방법을 소개 및 정리 한다.

제안한 MIMO 안테나와 비교 분석을 위해서 세 개의 다이폴 안테나로 구성된 이상적인 MIMO 안테나를 이용 비교하였다. 안테나들의 배치와 이름은 그림 4와 같다. 각각의 안테나들의 성능은 그림 5, 6에 표시하였다. 그림 5 안테나 1, 2는 선이 겹쳐져 그려져 있다. 반사계수의 대역은 10dB 기준으로 안테나 전부 220MHz를 만족하고 있다. 성능에 대한 자세한 내용은 표 4에 정리 하였다.

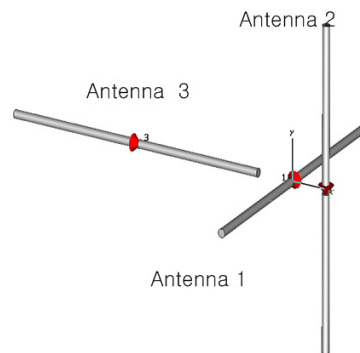


그림 4. Dipole Antenna의 배치

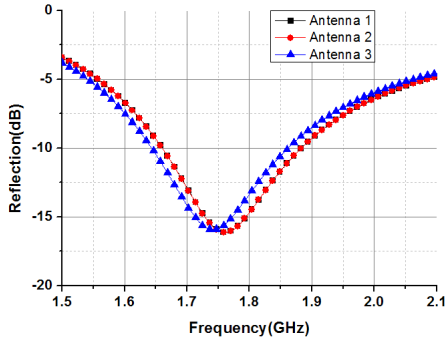


그림 5. 다이폴 안테나의 반사계수

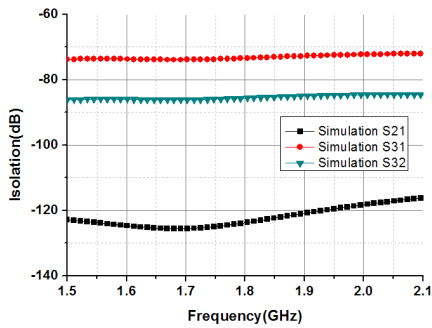


그림 6. 다이폴 안테나의 격리도

표 4. 각 안테나의 대역폭 (10dB 기준)

	시뮬레이션 대역폭 (MHz)
안테나 1	220
안테나 2	220
안테나 3	220

3.1 ARC/TARC 분석

본 소단원에서는 ARC/TARC를 이용해서 제안한 안테나의 성능을 평가한다.

3.1.1 ARC (Active Reflection Coefficient)

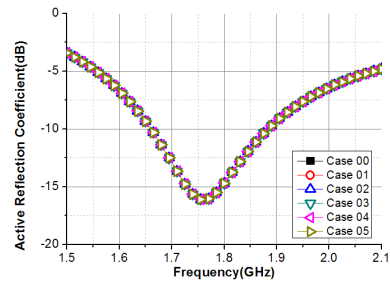
ARC 는 모든 단자가 소스원에 연결 되어있을 때 논문 [4], [5]에 의해서 정의 된다. 이것은 각각의 단자가 아래와 같이 순방향 역방향 신호의 비를 나타낸다. 기본적으로 식 1에 의해서 i 번째 단자의 ARC가 계산된다.

$$\Gamma_a^i = \frac{1}{a_i}(a_1 s_{i1} + a_2 s_{i2} + \dots + a_N s_{iN}) \quad (1)$$

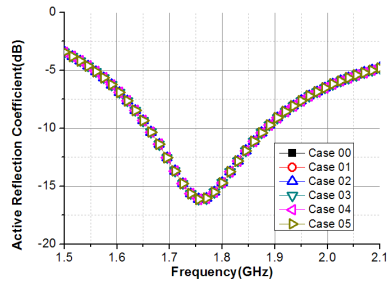
a_i 는 자유공간에서 안테나가 방사할 때 i번째 단자에서 순방향 파의 크기이다. N은 안테나의 개수

와 같다. Γ_a^i 는 복소수 이며 i 번째 단자의 반사와 다른 단자로 부터의 커플링에 의한 반사파를 모두 합친 것으로 i 번째 포트의 ARC가 된다⁶⁾.

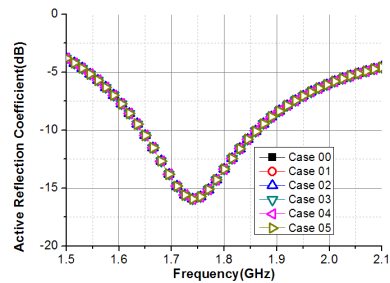
그림 7은 식 (1)을 이용 제안한 MIMO 안테나와 다이폴 안테나의 각안테나를 구성하는 안테나들의 ARC를 구한 것이다. 각 그래프에 표시된 Case 00은 시뮬레이션 결과의 S-파라미터를 이용해서 구한 ARC, Case 01~05는 포트에 서로 다른 위상의 신호가 인가 되도록 처리된 S-파라미터를 이용해서 계산한 ARC 이다. 처리된 S-파라미터는 0~360° 사이의 각을 균일 분포로 추출해서 S-파라미터 위상



(a) 다이폴 안테나 1 ARC

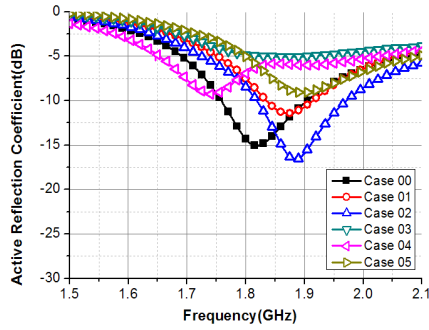


(b) 다이폴 안테나 2 ARC

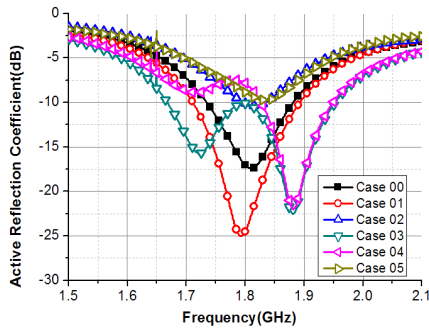


(c) 다이폴 안테나 3 ARC

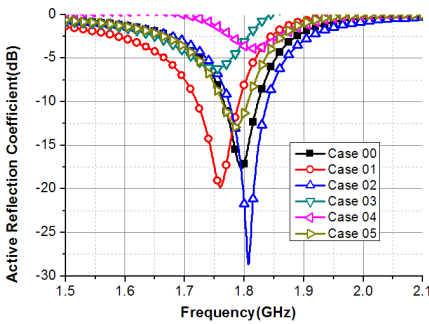
그림 7. 다이폴 안테나의 ARC



(a) MIMO 안테나 1 ARC



(b) MIMO 안테나 2 ARC



(c) MIMO 안테나 3 ARC

그림 8. MIMO 안테나의 ARC

에 더해져 변화를 주어 안테나를 무선통신에 사용할 때 발생 될 수 있는 각 안테나 신호들 사이의 위상차 변화를 고려한 S-파라미터이다.

그림 7에 나타난 바와 같이 다이폴 안테나의 경우 각 안테나의 ARC는 거의 변화 없는 것을 확인할 수 있다. 즉 어떠한 경우에도 안정적인 성능을 보이고 있다. 그림 8은 제안한 MIMO 안테나의 ARC 그래프이다. 결과를 보면 각 안테나의 반사 계수가 다른 안테나에서 나오는 신호의 위상값이

변함으로 인해서 반사계수에 영향을 받는 것을 확인할 수 있다.

3.1.2 TARC (Total Active Reflection Coefficient)

TARC는 원하는 단자에 신호가 여기 되는 동안 유효 전력에서 방사 전력을 뺀 값을 유효 전력으로 나누고 루트를 취한 값이다. 정리하면 식 (2)와 같이 정의 된다.

$$\Gamma_a^t = \sqrt{\frac{\text{available power} - \text{radiated power}}{\text{available power}}} \quad (2)$$

$$= \sqrt{\frac{p_a - p_r}{p_a}}$$

N 단자 안테나의 i 번째 단자에만 여기가 되면 정합 부하가 연결된 다른 단자의 TARC는 식(3)과 같이 계산된다.

$$\Gamma_a^t = \sqrt{1 - p_{r_i}} = \sqrt{\sum_{j=1}^N |s_{ij}|^2} \quad i = 1, \dots, N \quad (3)$$

p_{r_i} 는 i 번째 단자의 방사 전력을 나타낸다.

입사 $[a_i]$ 가 주어졌을 때, Γ_a^t 는 주파수의 함수로 식 (4)와 같다. S_p 는 여기 된 단자에 수신 신호가 없을 때 각 단자들 사이의 관계를 나타낸다.

$$\Gamma_a^t = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N |b_i|^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |a_i|^2}} \quad (4)$$

여기서 $[b] = [S_p] \cdot [a]$ 이다.

TARC가 0 일 경우 모든 전달된 전력이 모두 방사 된다. 그리고 TARC 가 1 일 경우는 모든 전력이 반사되거나 다른 포트에 가게 된다. 즉 모든 입사파가 반사되어 방사가 전혀 일어나지 않는 경우가 된다.

그림 9는 Dipole 안테나의 TARC 그래프이다. 그래프에서 Case는 앞에서 ARC와 방법을 의미한다. 그래프를 보면 Dipole의 TARC는 위상 변화에 대해서 값의 변화가 크지 않은 것을 확인할 수 있다. 따라서 Dipole은 위상이 많이 변하는 실제 환경에서도 안정적으로 작동한다는 것을 예상 할 수 있다.

그림 10은 제안한 MIMO 안테나의 TARC 그래프이다. 그림 10을 통해서 제안한 MIMO 안테나의 TARC가 크게 변화하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 실제 환경에서는 성능 열화가 생길 것이라는 것을 예상 할 수 있다.

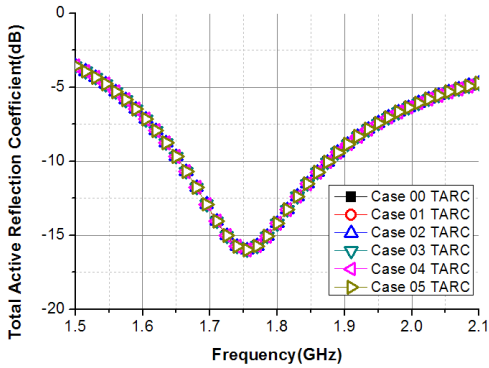


그림 9. 다이폴 안테나의 TARC

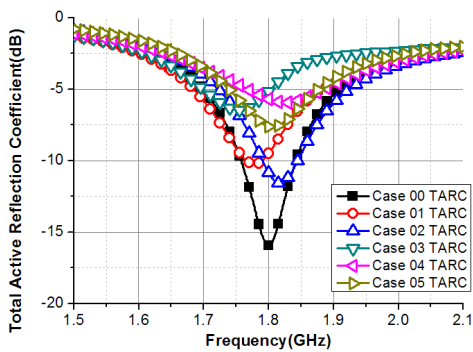


그림 10. MIMO 안테나의 TARC

3.2 Correlation, MEG

이 소단원에서는 안테나 다이버시티 기술 그리고 통계적인 전파 모델을 간단하게 소개한다. 그리고 제안한 MIMO 안테나의 correlation, MEG(Mean Effective Gain)를 계산한다.

N개의 독립된 안테나로 구성된 selection combiner의 모든 안테나는 주어진 γ_s/Γ 보다 낮은 SNR을 가지는 확률은 다음과 같이 정의 된다. N개의 안테나들이 독립된 신호를 가지고 있다고 가정할 때($\rho(\text{correlation}) = 0$).

$$P(\gamma < \gamma_s/\Gamma)_N = (1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}})^N \tag{5}$$

여기서 Γ 는 평균 SNR, γ 는 순간 SNR, N은 안테나의 숫자, $P(\gamma < \gamma_s/\Gamma)$ 는 주어진 γ_s/Γ 보다 낮은 SNR이 나올 확률을 나타낸다.

100% 효율의 안테나 세 개를 사용한 이상적인 경우에 selection combiner의 다이버시티 이득은 $P(\gamma < \gamma_s/\Gamma) = 1\%$ 일 때 16dB이다. 여기서 무선 신

뢰도는 99%이다.

이상적인 경우보다 더 높은 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 세 개의 안테나로부터 받는 수신 신호가 낮은 correlation을 가져야하며, 그리고 세 개의 안테나의 수신 신호의 파워 정도가 다중 경로 환경에서 다이버시티 시스템과 크게 다르지 않아야 한다⁷⁾.

수신 신호의 correlation coefficient는 Rayleigh fading 환경에서는 envelope correlation coefficient로 특성을 기술할 수 있다. 또 complex correlation coefficient(ρ_c)와 envelope correlation coefficient(ρ_e)는 식 (6) 과 같은 관계를 가지게 된다.

$$\rho_e = |\rho_c|^2 \tag{6}$$

complex correlation coefficient는 다음과 같이 계산할 수 있다⁸⁾.

$$\rho_c = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi A_{nm}(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}{\sqrt{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi A_{nm}(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \int_0^{2\pi} \int_0^\pi A_{mn}(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}} \tag{7}$$

여기서

$$A_{mn} = XPR \cdot E_{\theta,m}(\theta, \phi) E_{\theta,n}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi,m}(\theta, \phi) E_{\phi,n}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi)$$

이다.

m, n은 안테나의 단자 번호, E는 안테나의 Electric Far Field, P는 전파 환경에 따라 변하는 각 밀도 함수포 표 6의 값을 따른다, XPR은 페이딩 환경에서 수직 수평의 평균 전력의 비이다⁹⁾¹⁰⁾. 전파환경에서의 각 변수의 값은 표 5에 나와 있다¹¹⁾. 표 5에서 m은 평균, σ 는 분산을 나타낸다. 또 뒤에 첨자 v는 수직성분, h는 수평 성분이라는 뜻이다. 또 Gaussian/Uniform 모델은 수평면은 Uniform 분포를 가지고 수직 성분은 Gaussian 성분을 가진다는 의미이다. Laplacian/Uniform은 수평은 Uniform 수직 성분은 Laplacian 분포를 가진다. 식 (7)를 이용하여 계산된 correlation 값은 표 7에 정리 되어있다. 표 7을 보면 비교군인 Dipole Antenna는 correlation이 0에 가까운 것을 확인할 수 있다. 제안된 MIMO Antenna는 Dipole Antenna 보다는 correlation이 크지만 일반적으로 correlation의 성능 기준이 되는 상태인 $\rho < 0.5$ 는 충분히 만족하고 있다¹²⁾.

표 6. 전파모델에 따른 변수값

전파 모델 (elevation/azimuth)		
	Gaussian/Uniform	Laplacian/Uniform
통계적 분포	$P_\theta(\theta) = e^{-\left[\frac{(\theta - (\frac{\pi}{2} - m_v))^2}{2\sigma_v^2}\right]}$	$P_\theta(\theta) = e^{-\left[\frac{\sqrt{2}(\theta - (\frac{\pi}{2} - m_v))^2}{\sigma_v^2}\right]}$
	$P_\phi(\phi) = e^{-\left[\frac{(\phi - (\frac{\pi}{2} - m_h))^2}{2\sigma_h^2}\right]}$	$P_\phi(\phi) = e^{-\left[\frac{\sqrt{2}(\phi - (\frac{\pi}{2} - m_h))^2}{\sigma_h^2}\right]}$
	$P_\phi(\phi) = 1$	$P_\phi(\phi) = 1$
	$P_\theta(\phi) = 1$	$P_\theta(\phi) = 1$
상황 변수	XPR = 5dB $m_v = 10^\circ, m_h = 10^\circ$ $\sigma_v = 15^\circ, \sigma_h = 15^\circ$	XPR = 5dB $m_v = 10^\circ, m_h = 10^\circ$ $\sigma_v = 15^\circ, \sigma_h = 15^\circ$
	XPR = 1dB $m_v = 20^\circ, m_h = 20^\circ$ $\sigma_v = 30^\circ, \sigma_h = 30^\circ$	XPR = 1dB $m_v = 20^\circ, m_h = 20^\circ$ $\sigma_v = 30^\circ, \sigma_h = 30^\circ$
	XPR = 1dB $m_v = 0^\circ, m_h = 0^\circ$ $\sigma_v = \infty, \sigma_h = \infty$	XPR = 1dB $m_v = 0^\circ, m_h = 0^\circ$ $\sigma_v = \infty, \sigma_h = \infty$

표 7. 계산된 Envelope correlation

전파환경	Envelope correlation, ρ_e					
	이상적인 Dipole			MIMO 안테나		
	$\rho_{e12} = \rho_{e21}$	$\rho_{e13} = \rho_{e31}$	$\rho_{e23} = \rho_{e32}$	$\rho_{e12} = \rho_{e21}$	$\rho_{e13} = \rho_{e31}$	$\rho_{e23} = \rho_{e32}$
Gaussian (indoor)	0	0.016	0	0.032	0.036	0.011
Gaussian (outdoor)	0	0.020	0	0.028	0.007	0.002
Laplacian (indoor)	0	0.039	0	0.037	0.046	0.016
Laplacian (outdoor)	0	0.027	0	0.029	0.007	0.004
Isotropic	0	0	0	0.025	0.034	0.007

다이버시티 이득에서 envelope correlation의 효과는 [13]에 자세히 설명되어 있다.

각 안테나의 평균 수신 전력은 방사 패턴을 이용한 MEG(Mean effective gain)을 통해서 알 수 있다. 안테나의 MEG는 안테나에 입력 파워와 평균 수신 전력의 비이다. MEG는 식(8)을 이용하여 계산할 수 있다^{[14][15]}.

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{XPR}{1+XPR} P_\theta(\theta, \phi) G_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} P_\phi(\theta, \phi) G_\phi(\theta, \phi) \right] \sin\theta d\theta d\phi \quad (8)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\theta(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\phi(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = 1 \quad (9)$$

P는 식 (9)에서 정의된 조건을 만족하는 각 밀도 함수이다^[15]. G는 안테나의 전력 이득을 나타낸다. 식 (8)을 이용하여 계산한 MEG는 표 7에 정리되어 있다. 표 8을 이용해서 안테나 상호간의 MEG비의 계산 결과를 표 9에 정리 하였다.

표 8. 계산된 MEG

전파환경	MEG(dB)					
	이상적 Dipole			MIMO 안테나		
	안테나 1	안테나 2	안테나 3	안테나 1	안테나 2	안테나 3
Gaussian (indoor)	-2.999	-8.147	-8.0861	-8.319	-8.266	-6.684
Gaussian (outdoor)	-4.296	-12.597	-12.535	-12.525	-12.368	-9.069
Laplacian (indoor)	-4.597	-10.485	-10.419	-10.505	-10.689	-8.513
Laplacian (outdoor)	-6.273	-15.220	-15.180	-15.069	-15.038	-11.281
Isotropic	-1.170	-4.471	-4.420	-4.897	-4.512	-4.050

표 9. 각 안테나 사이의 MEG 비

전파환경	각 안테나 사이의 MEG 비					
	이상적 Dipole			MIMO 안테나		
	안테나2 안테나1	안테나3 안테나1	안테나3 안테나2	안테나2 안테나1	안테나3 안테나1	안테나3 안테나2
Gaussian (indoor)	0.305	0.310	1.014	1.012	1.456	1.439
Gaussian (outdoor)	0.147	0.150	1.014	1.036	2.215	2.137
Laplacian (indoor)	0.257	0.261	1.015	0.958	1.582	1.650
Laplacian (outdoor)	0.127	0.128	1.009	1.007	2.392	2.375
Isotropic	0.467	0.473	1.011	1.09	1.21	1.11

앞에서 MIMO 안테나 성능 판단의 기준이 되는 상태가 $\rho < 0.5$ 이라고 하였다. 여기서는 이와 함께 다른 조건이 되는 $P_m \cong P_n$ 조건을 확인하였다^[12]. 즉 MEG비가 1에 가까우면 $P_m \cong P_n$ 의 조건을 만족하는 것이다. 여기서 결과인 표 8를 보면 제안한 MIMO 안테나가 이상적인 경우와 비슷한 성능을 나타내는 것을 확인 할 수 있다. Ideal Dipole 안테

나의 MEG 비가 상대적으로 낮은 이유는 각 안테나의 전장의 방향이 완전히 분리 되어 있기 때문에 수신 전력에 많은 차가 생겼기 때문이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 MIMO 안테나를 사용하는 다중 안테나 기술에 대해서 분석하고 그중에서 현재 많은 연구가 이루어지고 있는 MIMO 기술이 적용 가능한 소형 단말기에 적용 가능한 MIMO 안테나를 설계 및 측정하고 이 안테나의 성능을 분석 하였다.

제안된 MIMO 안테나는 두 개의 노치 안테나와 하나의 변형된 모노폴 안테나를 이용해서 40mm X 100mm 기판안에 세 개의 안테나를 넣었다. 각 안테나는 중심 주파수 1.8GHz에서 대략 200-100MHz의 대역폭을 가진다. 또 전 주파수 대역에서 격리도가 10dB 보다 크게 나타나고 있다.

제안된 MIMO 안테나의 성능 평가를 위해서 ARC/TARC, correlation, MEG를 소개하고 성능을 평가 하였다. 또 성능 평가를 위해서 비교군으로 이상적인 Dipole 안테나를 동시에 성능을 평가 하였다.

ARC/TARC를 통하여 제안한 MIMO 안테나의 성능 분석을 한 결과 제안한 MIMO 안테나의 성능이 열화 되는 것을 확인 할 수 있었다. ARC/TARC는 격리도에 의해서 가장 큰 영향을 받는 측정 요소이기 때문에 MIMO 안테나로 사용하기 위해서는 더 높은 격리도 기준이 필요한 것으로 나타났다.

다이버시티 이득을 향상을 위한 일반적 조건 $\rho < 0.5$ 과 $P_m \cong P_n$ 조건을 correlation계산과 MEG비계산을 통하여 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] George Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*, CRC Taylor & Francis, 2006.
 [2] Yue Gao, Xiaodong Chen, Clive Parini and Zhinong Ying, "Study of a Dual-Element PIFA Array for MIMO Terminals," AP-S, pp. 309-312, 2006.
 [3] Yujiang Wu and Nie Zaiping, "A novel compact multi-antenna design for handheld terminals," pp.446-449, 2005.
 [4] M. D. Deshpande and M. C. Bailey, "Analysis fo finite phased arrays of circular microstip

patches," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol.37, pp.1355-1360, Nov., 1989.
 [5] J. eomez-Tagle and C. G. Christodoulou, "Broadband characterization of the active reflection coefficient of finite phased array microstip antennas," IEEE Int. Conf. Phased Array Systems Technology, pp.255-258, 2000.
 [6] Manteghi, M. and Rahmat-Samii, Y., "Multiport characteristics of a wide-band cavity backed annular patch antenna for multipolarization operations," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol.53, Issue 1, pp.466-474, Jan., 2005.
 [7] R. Vaughan and J. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," IEEE Trans., Vol.36, No.4, pp.149-172, 1978.
 [8] R. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception," Bell Syst. Tech. J., No.2, pp. 957-1000, 1996.
 [9] R. Vaughan and J. B. Andersen, Eds., *Channels, Propagation and Antennas*, IEEE, 2003.
 [10] M. Jensen and Y. Rahmat-Samii, "Performance analysis of antennas for hand-held transceivers using FDTD," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol.42, No.8, pp.1106-1113, Aug., 1994.
 [11] Z. Ying, T. Bolin, V. Plicanic, A. Demeryd, and G. Kristensson, "Diversity antenna terminal evaluation," IEEE Antennas Propagation Symp., Vol. 2A, pp.375-378, Jul., 2005.
 [12] S. Ko and R. Murch, "Compact integrated diversity antenna for wireless communications," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. 49, No.6, pp.954-960, Jun., 2001.
 [13] M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, Eds., *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill, 1966.
 [14] M. F. Abedin and M. Ali, "Modifying the ground plane and its effect on planar inverted-F antennas (PIFAs) for mobile phone handsets," IEEE Antennas Wireless Propagation Lett., Vol. 2, No.15, pp.226-229, 2003.
 [15] T. Taga, "Analysis of mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," IEEE Trans., Vol.39, No.2, pp. 117-131, May, 1990.

