





2018년 2월

석사학위 논문

차량 내부 장착용 WAVE 양방향 비대칭 패턴을 갖는 안테나 설계 연구

조선대학교 대학원 전자공학과 김 동 우



차량 내부 장착용 WAVE 양방향 비대칭 패턴을 갖는 안테나 설계 연구

Design of a Vehicular Indoor Antenna with Bi-directional Asymmetric Pattern for WAVE Band

2018년 2월 23일

조선대학교 대학원 전자공학과 김 동 우





차량 내부 장착용 WAVE 양방향 비대칭 패턴을 갖는 안테나 설계 연구

지도교수 오 순 수

이 논문을 공학석사학위 신청 논문으로 제출함 2017년 10월

조선대학교 대학원

전자공학과

김 동 우





김동우의 석사학위논문을 인준함

위욱	신장	조선대학교	교수	황석승 (인)
위	원	조선대학교	교수	최 현 식 (인)
위	원	조선대학교	교수	<u>오순수 (인)</u>

2017년 11월

조선대학교 대학원





목 차

표 목 차	iii
도 목 차	iv
ABSTRACT	vi
제1장 서론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 기존의 WAVE 안테나	·· 4
제2장 전파 및 안테나 이론	- 6
2.1 전송선로 이론	6
2.2 자유공간에서의 전파 모델	9
2.3 안테나 효율	12
2.4 방사 패턴	13
2.5 빔폭	14
2.6 편파	15
제3장 차량 통신 환경 및 안테나 시뮬레이션	18
3.1 도로에서 수신전력 시뮬레이션	19
3.2 차량 유리와 안테나 간의 특성 분석	21
3.3 모노폴 패치 배열 안테나의 시뮬레이션	28

3.4 양방향 비대칭 방사패턴 특성 안테나 시뮬레이션 30

제4장 안테나 측정 및 차량 통신 실험	4
4.1 모노폴 패치 배열 안테나 측정	4
4.1.1 모노폴 패치 배열 안테나의 이득 및 패턴 측정3	4
4.1.2 모노폴 패치 배열 안테나의 차량 통신 실험 4	.1
4.2 양방향 비대칭 방사패턴 특성 안테나 측정 4	7
4.2.1 양방향 비대칭 방사패턴 특성 안테나 이득 및 패턴 측정 4	9
4.2.2 양방향 비대칭 방사패턴 특성 안테나 차량 통신 실험 …5	0
제5장 결 론	4
참고 문 헌	5





표 목 차

표	1.1	차종별 자동차 등록대수 현황	1
표	3.1	WAVE, LTE 안테나 요구사양	18
표	3.2	시뮬레이션에 설정한 파라미터	20
끂	33	모노폭 패치 배역 아테나 시뮬레이션 격과	30









그림 4.1 제작된 모노폴 패치 배열 안테나 34 그림 4.6 무반사실에서 안테나 방사패턴 측정 사진 38 그림 4.7 단일 모노폴 패치 안테나 방사패턴 측정 결과 39 그림 4.9 모노폴 3개 패치 배열 안테나 방사패턴 측정 결과 40 그림 4.10 모노폴 4개 패치 배열 안테나 방사패턴 측정 결과 …………………… 40 그림 4.11 스펙트럼 분석기 …………………………………………………………… 41 그림 4.12 신호 발생기………………………………………………………………… 41 그림 4.13 차량 통신 실험 구성도 …………………………………………………………… 42 그림 4.14 차량 내부에 거치된 모노폴 패치 배열 안테나 43 그림 4.15 차량에 설치된 송신 안테나…………………………………………………… 43 그림 4.16 송신 안테나 반사계수 측정 결과 44 그림 4.17 송신 안테나 방사패턴 측정 결과 44 그림 4.18 단일 모노폴 패치 안테나의 수신전력 측정 결과 45 그림 4.19 모노폴 2개 패치 배열 안테나의 수신전력 측정 결과 ……………… 46 그림 4.20 모노폴 3개 패치 배열 안테나의 수신전력 측정 결과 46 그림 4.21 모노폴 4개 패치 배열 안테나의 수신전력 측정 결과 ……………… 47 그림 4.22 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나의 전방…………………… 48 그림 4.23 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나의 후방…………………… 48 그림 4.24 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나의 반사계수 측정 결과 …… 49 그림 4.25 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나의 방사패턴 측정 결과……… 50 그림 4.26 차량 간 통신 실험을 위한 차량 51 그림 4.27 차량 내부에 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나 거치 사진…… 51 그림 4.28 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나 수신전력 측정 결과………… 52 그릮 4.29 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나 정방향과 역방향 수신전력 차





Collection @ chosun

ABSTRACT

Design of a Vehicular Indoor Antenna with Bi-directional Asymmetric Pattern for WAVE Band

Kim Dong-Woo Advisor : Prof. Oh Soon-Soo, Ph.D. Dept. of Electronic Engineering Graduate School of Chosun University

In this thesis, a vehicular indoor antenna for WAVE communication was designed performance of the antenna was verificated by communication experiment and between vehicles. In order to design the vehicular indoor antenna, a received power of -98dBm should be measured within a minimum of 500m, and the possibility was shown by using simulation. In addition, the effect of between the vehicular glass and the antenna was analyzed by using simulation, and the optimal distance and glass of available tilt were selected. WAVE antenna was designed and measured for vehicular communication experiment. Using the designed monopole patch antenna, we was searched minimum radiation gains in forward and backward communication and measured indoor vehicular loss. The antenna with the bi-directional asymmetric characteristic pattern has a radiation gain of 0.5dBi to 0° and 6.7dBi to 180° , and the received power is very similar in forward and backward communication, and received power of -67dBm is measured at distance of 1km. The experimental result of the final designed antenna shows that the performance is satisfied with the antenna for vehicular indoor equipped.



제1장 서 론

1.1 연구 배경

과학은 급속한 산업화에 따라 운반과 이동의 수단인 교통매체 또한 급속하게 발 전하고 있고, 그 중 자동차는 개인별로 소지 할 수 있는 가장 보편화된 장비로써 최근 2인 1자동차 시대가 도래중이다. 교통사고 분석시스템에 2016년 통계자료를 따르면, 자동차 등록은 매년 증가하고 있고, 2016년에는 2180만대에 이르렀다[1]. 이 와 같이 자동차 수요가 급격히 늘어남과 동시에 자동차 관련 부품과 전자기기, 편 의물품 등 개발이 활발히 진행중이다.

표 1.1 차종별 자동차 등록대수 현황[1]

구분	귀	차 종				
연도	/1	승용	승합	화물	특수	
2010	17,941,356	13,631,769	1,049,725	3,203,808	56,054	
2011	18,437,373	14,136,478	1,015,391	3,226,421	59,083	
2012	18,870,533	14,577,193	986,833	3,243,924	62,583	
2013	19,400,864	15,078,354	970,805	3,285,707	65,998	
2014	20,117,955	15,747,171	947,012	3,353,683	70,089	
2015	20,989,885	16,561,665	920,320	3,432,937	74,963	
2016	21,803,351	17,338,160	892,539	3,492,173	80,479	
연평균 증가율	10.9%	12.5%	8.8%	7.9%	6.2%	

Table 1.1 The registration status about type vehicle[1]

그러나 자동차가 늘어날수록 차량사고도 증가하였다. 그림 1.1은 2016년 전체 사 고현황을 차트를 통해 보여주고 있다. 2016년 교통사고의 전체적인 통계를 따르면 1,156,474건이며, 약 80.9%가 보험사, 공제조합에 보고된 건이며 이런 사고는 경미 한 수준임에 반해 경찰에 신고된 건은 220,917건으로 전체 사고의 19.1%에 이룬다 [1] 주로 경찰에 신고된 건은 전방주시 태만, 졸음운전, 안전거리 미확보, 신호 및 속도위반, 음주 운전 등 과 같은 사례로 예를 들 수 있다. 이와 같은 사고 예시는 운전자 부주의를 통해 발생한다. 또한 대형사고의 대부분의 시발점이기도 한다.





그림 1.1 2016년 전체 교통사고 현황[1] Fig. 1.1 The whole dates of vehicular accidents in 2016[1]

결국 운전자의 부주의로 인한 사고가 획기적으로 감소한다면 경찰에 신고되는 교 통사고가 감소되며 대형사고의 예방을 할 수 있다. 만일 통신이나 센서를 통해 운 전자의 인지 범위 및 반응시간을 향상시키거나 또는 차량이 자체적으로 자율 운행 을 하게 된다면 운전자 부주의를 크게 예방할 수 있다.

WAVE(Wireless Access in Vehicular Environment)는 차세대 차량용 고속 통신 환 경으로써 차량 간 고속통신(V2V)과 차량-인프라간의 통신(V2I)을 수행한다[2]. 이 수 행과정을 그림 1.2에 간략하게 도시하였다[3]. 차량 및 도로상의 위험정보를 실시간 으로 후방차량으로 전달하여 2차 사고와 돌발 상황을 미리 인지 할 수 있다. 또한 후방에서 긴급하게 양보해야 되는 차량들, 구급차, 경찰차 등 전방차량으로 정보를 신속하게 전달하여 신속하게 대처가 가능하다. 인프라와 통신을 할 경우 현재 위치 한 곳의 교통상황을 실시간으로 전달 받을 수 있다.

Collection @ chosun





그림 1.2 WAVE 수행 시스템 Fig. 1.2 The system of WAVE performance

현재 WAVE 대역은 5,855~5,925MHz으로 표준화되었으며[2], WAVE 통신 관한 연 구가 활발하다[2],[4]-[14]. 주로 기존의 샤크안테나와 결합한 형태이며 차량 외부에 적합하게 설계되어지고 있는 실정이다[15]-[28]. 그러나 샤크 안테나 같은 경우 외부 에 장착하기 위해서 차량 지붕에 장착용 홀과 동축 케이블 선로를 위한 홀을 뚫어 야 한다. 이는 우천 시 누수에 직접적인 영향을 미치고 또한 차량가격이 하락하는 결과를 예상할 수 있다. 따라서 차량 출시 이후에 차량 위판을 가공하지 않고 WAVE 단말기를 장착할 수 있는 차량 내부 안테나는 위의 열거한 단점을 보완해준 다. 또한 차량 내부에 장착하게 되면 케이블 길이를 크게 줄일 수 있다. 이는 전력 전송에 있어서 감쇄를 감소시켜주며 수신 전력을 더 높일 수 있다. 그러나 내부에 설치 시 내부전파 장애 요인을 고려해야 한다. 예시로 좌석, 사람, 차량 유리, 등이 며 이와 관련된 장애물에 대한 전파 연구가 필수적이다.



1.2 기존의 WAVE 안테나

그림 1.3은 2016년에 발표된 논문의 차량용 안테나 이다[15]-[16]. WAVE 4채널을 지원하며 GPS, LTE, AM/FM, DMB, TPMS, BCM 등 여러 안테나가 집적된 샤크 형 태의 안테나이다. 차 뒤편 지붕에 장착용으로 설계되었다. WAVE 안테나는 Teflon 기판으로 제작되었다. 규격은 5.850 ~ 5.925GHz에서 VSWR이 3이하를 만족하고, 방 사이득은 전방향성 패턴 모양에 Peak 이득은 4.98dBi 이다.



그림 1.3 샤크 타입의 WAVE 스마트 안테나 Fig. 1.3 The smart antenna of shark fin type

그림 1.4와 같이 대형차량 같은 경우 차량 지붕 위의 형상이 매우 다양하고 굴곡 이 심하며, 에어컨 및 방송 안테나 등 다양한 장비가 구성되어 있다. 따라서 안테나 를 장착할 경우, 루프의 구조물이나 장비 등에 의해 기지국 및 타 차량과의 통신 성능이 매우 감소되는 현상을 보인다. 발표된 참고문헌[20]에서는 위와 같은 현상을 방지하기 위해 각 사이드미러 부군에 이중 안테나를 장착하는 방안을 적용하였다.







그림 1.4 대형차량의 사이드미러에 장착된 안테나 Fig. 1.4 The mounted antenna in door mirror of large vehicle

보통 기지국 안테나는 지상에서 6m 달하는 높이에 위치하여 통신을 한다. 기지국 안테나는 보통 단방향성의 방사패턴을 보이는데, 이는 기지국 안테나 바로 인접구 간에서 음영지역이 발생한다. (주)인팩일렉스는 여기에 착안하여 단방향성 방사패턴 을 아래쪽으로 향하게 하여 음영지역을 최소화하게 안테나를 설계하였다[29].



그림 1.5 음영지역을 최소화 하는 기지국 안테나

Fig. 1.5 Base station antenna to minimize shaded areas





Collection @ chosun

제2장 전파 및 안테나 이론

본 장에서는 차량 통신을 위한 안테나 설계에 필수적인 반사계수 및 VSWR 설명 [30]과 자유공간에서의 안테나의 전파 모델링을 위한 수식을 소개한다[31]. 반사계수 와 VSWR은 안테나 효율 검증에 대한 필수적인 요소이며 또한 자유공간에서의 전 파 모델링을 통해 원하는 거리에서 수신전력을 계산한다. 전파공학의 가장 기본적 인 전송선로 이론과 대표적인 수신 전력 식 Friis 공식에 대해서 살펴본다.

2.1 전송선로 이론

그림 2.1은 임의의 부하 임피던스 Z_L로 종단된 무손실 전송선로를 보여준다. 형태 V⁺₀e^{-jβz}의 입사파가 z<0에 있는 입력으로부터 생성된다고 가정하자. 우리는 그러한 진행파에 대한 전압 대 전류의 비율이 라인의 특성 임피던스인 Z₀ 라고 알고 있다. 그러나 선로가 임의의 부하 Z_L ≠ Z₀에서 종단 될 때, 부하에서의 전압 대 전류의 비 는 Z_L 이어야 성립한다. 따라서 반사파는 이 상태를 만족시키기 위해 적절한 진폭 으로 반사되어야 한다. 무손실 전송선로의 전압과 전류는 식 (2.1)과 같다.







$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}$$
(2.1)
$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z}$$

z=0 일 때 부하 임피던스를 식 (2.2)과 같다.

$$Z_{L} = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_{0}^{+} + V_{0}^{-}}{V_{0}^{+} - V_{0}^{-}} Z_{0}$$
(2.2)

₩ 에 대하여 정리하면 식 (2.3)과 같다.

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \tag{2.3}$$

이 때, 입사 전압 파의 진폭으로 정규화 된 반사 전압 파의 진폭을 전압 반사 계 수(*r*)로 정의한다. 반사 계수에 대한 식 (2.4)과 같다.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{2.4}$$

선로에서의 전체 전압과 전류 파는 식 (2.5)과 같이 표현 할 수 있으며

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z})$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z})$$
(2.5)

식 (2.5)의 방정식으로부터 라인상의 전압과 전류는 입사와 반사파의 중첩으로 구 성되어 있음을 알 수 있다. 그런 파를 정재파(standing waves) 라고 한다. 오직 Γ=0 일 때만 반사파가 없고, Γ=0 을 얻으려면 식 (2.4)에서 볼 수 있듯이 부하 임피던 스 Z_L은 전송 선로의 특성 임피던스 Z₀와 동일해야 한다. 이러한 상태는 입사파의 반사파가 없기 때문에 라인과 정합(matched)되었다고 말할 수 있다.



이제 점 z에서 선을 따른 시간 평균 전력 흐름을 고려하기 위한 식 (2.6)은 식 (2.7)과 같이 간단하게 정리가 된다.

$$P_{avg} = \frac{1}{2} Re\left[V(z)I(z)^*\right] = \frac{1}{2} \frac{\left|V_0^+\right|^2}{Z_0} Re\left[1 - \Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma^* e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2\right]$$
(2.6)

$$P_{avg} = \frac{1}{2} \frac{\left| V_0^2 \right|}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2)$$
(2.7)

이는 평균 전력이 라인의 어느 지점에서나 일정하고 부하 (*P_{avg}*)에 공급 된 총 전력 이 입사 전력 ($|V_0^+|^2/2Z_0$)에서 반사 전력 ($|V_0|^2|\Gamma|^2/2Z_0$)을 뺀 것과 같다는 것을 보여 준다. 만약 *Γ*=0 인 경우, 최대 전력이 부하에 전달되고 반대로 *Γ*=1인 경우 전력 은 공급되지 않는다. 이와 같은 설명에서는 입력 전력이 일치하고 *z*<0에서 반사 된 파의 재반사가 없다고 가정하였다.

부하가 부정합 되었을 때, 이용 가능한 입력 전력의 모든 전력이 부하에 전달되 지 않는다. 이로 인한 손실을 반사 손실 (Return Loss)이라고 하며, 식 (2.8)과 같이 dB 단위로 정의된다.

$$RL = -20\log|\Gamma| \quad [dB] \tag{2.8}$$

부하와 선로가 정합되면, Γ=0이고 선로의 전압의 크기는 |V(z)|= |V₀⁺|이 성립한 다. 그러나, 부하가 선로가 부정합일때, 반사된 파의 존재는 정재파를 야기하고, 선 로상의 전압의 크기는 일정하지 않다. 이러한 현상을 식 (2.9)와 같이 쓸 수 있으며, 여기서 *l=-z*는 *z*=0에서의 사이 거리이고 *θ*는 반사 계수의 위상이다.(Γ=|Γ|e[#])

$$|V(z)| = |V_0^+||1 + \Gamma e^{2j\beta z}| = |V_0^+||1 + \Gamma e^{-2j\beta z}|$$

$$= |V_0^+||1 + |\Gamma| e^{2(\theta - 2\beta l)}|$$
(2.9)

이 결과는 전압 크기가 선로를 따라 위치 z에서 진동함을 보여준다. 진동 최대값 은 위상 $e^{j(\theta-2\beta l)} = 1$ 인 z의 위치에서 발생하며 이것은 식 (2.10)과 같이 표현할 수 있으며, 또한 진동 최소값은 $e^{j(\theta-2\beta l)} = -1$ 에 나타나며 식 (2.11)과 같다.





$$V_{\max} = |V_0^+|(1+|\Gamma|)$$
(2.10)

$$V_{\min} = |V_0^+|(1 - |\Gamma|)$$
(2.11)

 $|\Gamma|$ 가 증가함에 따라 V_{max} : V_{min} 의 비율이 증가하므로 정재파 비 (Standing Wave Ratio)라고 불리는 선로의 부정합 계산은 식 (2.12)로 정의 할 수 있다.

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$
(2.12)

이 수치는 전압 정재파 비 라고도하며 때때로 VSWR(Voltage Standing Wave Ratio)로 표현하기도 한다. 식 (2.12)에서, SWR은 $1 \le SWR \le \infty$ 이며 SWR = 1은 입 력과 부하가 정합되었음을 의미함을 알 수 있다.

2.2 자유 공간에서의 전파 모델

자유 공간 전파 모델은 송신기와 수신기 사이에 명확하고 장애물이 없는 LOS (Line-of-Sight)를 가질 때 수신 된 신호 강도를 예측하는데 사용된다. 위성 통신 시 스템 및 마이크로파 LOS 무선 링크는 일반적으로 자유 공간 전파 모델링으로 구축 된다. 송신기 안테나로부터 거리 *d*만큼 떨어져있는 수신기 안테나에 의해 수신된 자유 공간 전력은 Friis 자유 공간 방정식 (2.13)에 의해 계산되며,

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} [W]$$
(2.13)

여기서, P_t 는 송신 전력, $P_r(d)$ 는 거리 d에서의 수신 전력이고, G_t 는 송신기 안테 나 이득, G_r 은 수신기 안테나 이득, d는 미터 단위의 T-R 사이 거리, λ는 미터 단 위의 파장이다. 안테나의 이득은 유효 개구면(A_t)은 식 (2.14)에 의해 결정된다.

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \tag{2.14}$$

- 9 -



유효 개구면 A_e는 안테나의 물리적 크기와 관련되며, λ는 식 (2.15)와 같이 반송 주파수와 관련된다.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \text{ [m]}$$
(2.15)

여기서 f는 Herts 단위의 반송 주파수이고, ω_c 는 초당 라디안 단위의 각 주파수이 며, c는 m/s 단위로 주어진 빛의 속도이다. P_t 와 P_r 의 값은 같은 단위로 표현되어야 하며, G_t 와 G_r 은 스칼라 수치이다. 식 (2.13)의 Friis 자유 공간 방정식은 수신된 전 력이 T-R 이격 거리의 제곱으로 떨어진다는 것을 보여준다. 이는 수신된 전력은 거 리의 20dB/decade 비율로 감소함을 의미한다.

등방성 방사는 모든 방향으로 균일하게 단위 이득을 갖는 전력을 방사하는 이상 적인 안테나이며 무선 시스템에서 안테나 이득을 참조하는 데 종종 사용된다. 유효 등방성 복사 전력(Effecitve Isotropic Radiated Power)은 식 (2.16)과 같이 정의된다.

$$EIRP = P_t G_t[W]$$
(2.16)

등방성 방사체와 비교하여 최대 안테나 이득의 방향으로 송신기로부터 이용 가능 한 최대 방사 전력을 나타낸다. 실제로 등방성 안테나 대신 반 파장 다이폴 안테나 를 활용해 최대 방사 전력을 나타내기 위해 EIRP 대신 실효 방사 전력(Effective Radiated Power ; ERP)이 사용되곤 한다. 다이폴 안테나의 이득은 1.64 (또는 2.15dBi)이므로 ERP는 동일한 전송 시스템에서 EIRP보다 2.15dB 작다. 실제로 안테 나 이득은 dBi (등방성 안테나에 대한 dB 이득) 또는 dBd (반 파장 다이폴 안테나에 대한 dB 이득) 단위로 표시한다.

신호 감쇠를 표현하는 경로 손실은 유효 송신 전력과 수신 전력 간의 차 (dB)로 정의되며 안테나 이득의 영향을 포함 할 수도 있고 포함하지 않을 수도 있다. 안테 나 이득이 포함될 때 자유 공간 모델에 대한 경로 손실은 식 (2.17)과 같다.

$$PL(dB) = 10\log\frac{P_t}{P_r} = -10\log[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}]$$
(2.17)

- 10 -





안테나 이득을 제외할 때, 안테나는 동일한 이득을 가짐을 가정하고, 경로 손실은 식 (2.18)처럼 정리할 수 있다.

$$PL(dB) = 10\log\frac{P_t}{P_r} = -10\log[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}]$$
(2.18)

Friis 자유 공간 모델은 송신 안테나의 원역장(far-field)에 영역에 있는 거리 d의 값에 대한 P_r에 대한 예측 식이다. 원거리 안테나 또는 Fraunhofer 영역은 송신기 안테나 개구의 가장 큰 선형 치수 및 반송 주파수 파장과 관련된 원거리 거리 d_f를 초과하는 영역으로 정의된다. Fraunhofer 거리는 식 (2.19)과 같이 주어진다.

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} [m] \tag{2.19}$$

여기서 *D*는 안테나의 가장 큰 물리적 선형 치수이다. 또한, 원역장 영역에 있기 위 해, *d_f*는 반드시 *d_f* ≫ *D*와 *d_f* ≫ *λ*를 만족한다. 또한, 식 (2.13)은 *d*=0에 대해 결정할 수 없다는 것이 명백하다. 이러한 이유로, 큰 규모의 전파 모델은 알려진 수신 전력 기준점으로서 근접 거리 *d*₀를 사용한다. 임의의 거리 *d*>*d*₀에서의 수신 전력 *P_r(d)* 는 *d*₀에서의 *P_r*과 관련 될 수 있다. 값 *P_r(d₀)*는 식 (2.17)로부터 예측 될 수 있거나, 송신기로부터의 반경 거리 *d*₀에 위치하는 많은 지점에서 평균 수신 전력을 취함으 로써 측정 할 수 있다. 기준 거리는 원역장 영역, 즉 *d*₀>*d_f*에 있도록 선택되어야하 고, *d*₀는 이동 통신 시스템에서 사용되는 임의의 실제 거리보다 작게 선택된다. 따 라서, 식 (2.17)을 사용하여, *d*₀보다 큰 거리에서의 자유 공간에서의 수신 전력은 식 (2.20)과 같이 정리한다.

$$P_r(d) = P_r(d_0)(\frac{d_0}{d})^2, \quad d \ge d_0 \ge d_f$$
 (2.20)

이동 무선 시스템에서, 수 킬로미터의 넓이를 갖는 전형적인 커버리지 영역에서

- 11 -



P_r이 수십 배 크기로 변할 수 있음을 발견하는 것은 드문 일이 아니다. 수신된 전
력 레벨의 동적 범위가 넓기 때문에 종종 수신된 전력 수준을 나타내기 위해 dBm
또는 dBW 단위가 사용한다. 식 (2.20)은 양변의 대수를 취하고 10을 곱하면 식
(2.21)과 같이 dBm 또는 dBW 단위로 표현 될 수 있다. 예를 들어 P_r이 dBm 단위
인 경우 수신 전력 P_r(d₀)는 와트 단위이다.

$$P_r(d)$$
 [dBm] = 10log[$\frac{P_r(d_0)}{0.001 W}$]+20log($\frac{d_0}{d}$) $d \ge d_0 \ge d_f$ (2.21)

1-2GHz 영역에서 저이득 안테나를 사용하는 실제 시스템에 대한 기준 거리 d₀는 전형적으로 실내 환경에서는 1m, 실외 환경에서는 100m 또는 1km가 되도록 선택 한다. 식 (2.20)와 (2.21)은 10의 배수이므로, 경로 손실 계산을 dB 단위로 활용하면 쉽게 계산 할 수 있다.

2.3 안테나 효율

안테나란 전송선로에 의해 인도된 파를 자유공간파로 변환시키는 장치이다. 공식 적인 IEEE의 안테나 정의는 "송·수신 시스템에서 전자파를 방사하거나 수신하기 위해서 설계된 부분"으로 규정하고 있다. 대부분 안테나는 가역성 소자이고 송·수 신시 동일하게 동작한다. 수신시에 안테나는 입사파를 모아서 전송선로에 연결된 급전 점으로 전달하는 역할을 한다. 어떤 경우에 안테나는 마치 렌즈가 빛을 한 군 데로 모으듯이 전파를 한 곳으로 모으는 기능을 한다. 또한 안테나는 방향 특성을 갖고 있다. 즉 전자파의 전력밀도는 안테나를 중심으로 각도에 따라 세기가 변하면 서 공간으로 방사된다.

전체 안테나 효율 e_0 는 안테나 구조 내부와 입력단자에서의 손실을 고려할 때 사용된다. 이러한 손실은 다음과 같은 이유에 기인한다.

1. 전송선로와 안테나 사이의 부정합으로 인한 반사

2. 손실 (도체와 유전체)

일반적으로 전체 효율은 식 (2.22)와 같이 쓸 수 있다.



$$e_0 = e_r e_c e_d \tag{2.22}$$

보통 e_c 와 e_d 를 계산하기는 매우 어렵지만 실험적으로 구할 수 있다. 측정에 의해 서도 이들을 분리할 수 없어서, 식 (2.23)으로 표현한다.

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2)$$
(2.23)

여기서 $e_{cd} = e_c e_d$ 이득과 지향성을 관련시키는 데에 이용되는 안테나 방사효율이 다.

2.4 방사 패턴

안테나 방사패턴은 그림 2.2와 같이 송신 안테나의 원역장 거리에서 일정한 간격 을 유지하고 각 좌표 θ 와 ϕ 만 변화시키며, 그 때 수신안테나로 수신된 신호 크기에 의해 결정된다. 따라서 안테나 방사패턴은 측정주파수와 θ 및 ϕ 만의 함수로 표현된 다. 한편 안테나의 방사패턴은 2차원적인 패턴을 측정하는 것이 대부분이다. 선형편 파 안테나에 대하여 E-평면 패턴은 전기장 벡터와 최대방사가 이루어지는 방향을 포함하는 면에서 측정된 방사패턴으로 정의하고, 반면에 H-평면 패턴은 자기장 벡 터와 최대방사가 이루어지는 방향을 포함하는 면에서 측정된 방사패턴으로 정의된 다.







좌표계 Fig 2.2 Spherical coordinates for using to measure the radiation pattern of an antenna

2.5 빔폭

방사엽은 상대적으로 약한 방사세기를 가진 영역으로 둘러싸인 방사 패턴의 부분 을 말한다. 그림 2.3는 몇 개의 방사엽을 가진 대칭 3차원 방위 패턴을 나타내고 있 다. 방사패턴의 여러 부분을 주엽 혹은 부엽 및 후엽 등과 같이 구분할 수 있는 엽 (lobe)으로 나타낸다.

주엽(주빔)은 "최대 방사방향을 포함하고 있는 방사엽"이라고 표현한다. 그림 2.3에서 주엽은 θ = 0인 방향에서 나타나 있다. 다중 빔 안테나와 같은 안테나에서 는 주엽이 하나 이상 존재할 수 있다. 부엽은 주엽을 제외한 모든 엽을 말한다. 그 림 2.3과 2.4에서 주엽을 제외한 모든 엽을 부엽으로 분류할 수 있다. 측엽은 "원 하는 엽 이외의 방향에 있는 방사엽"이다. 보통 측엽은 주엽에 인접해 있고, 주엽 방향의 반구면에 있다. 후엽은 "안테나 주빔에 대해 거의 180 를 이루는 축방향의 방사엽"으로 이는 주엽과 반대방향에 있는 반구면에 있는 부엽을 말한다.







Fig. 2.4 The power graph of antenna radiation pattern

2.6 편파

어떤 방향에서 안테나의 편파는 "안테나에 의해 송신(방사)되는 파의 편파"로서 정의된다. 방향이 정해져 있지 않을 때, 편파는 최대 이득 방향에서의 편파를 말한

- 15 -



다. 실제로 방사 에너지의 편파는 안테나 중앙으로부터 방향에 따라 달라지므로 패 턴의 다른 부분에서는 편파가 다를 수도 있다.

방사파의 편파는 "전계 벡터, 특히 공간의 고정된 위치에서 벡터의 끝단이 시간 함수로 표시된 모습 및 전파의 진행 방향을 따라 관측된 상태의 방향과 상대적 크 기의 시간 변화를 나타내는 전자파의 성질"이라고 정의된다. 따라서 편파는 순시 전계를 나타내는 화살표 끝부분의 궤적으로 이루어진 곡선이다. 이 때 전계는 진행 방향을 따라 관측되어야 한다. 시간함수로서 대표적인 궤적이 그림 2.5와 2.6에 나 타나 있다.

전파의 편파는 주어진 방향에서 안테나에 의해 방사(송신) 혹은 수신된 전파로서 정의될 수 있다. 원거리 전계의 한 점에서 특정 방향에 있는 안테나에 의해 방사되 는 전파의 편파는 그 점에서 방사된 파를 나타내는 데에 사용되는 평면파의 편파로 서 정의된다. 안테나의 원거리 전계의 어떤 점에서 방사된 전파는 그 전계 세기가 안테나로부터 방사상으로 전달되는 전파와 같은 평면파로 나타낼 수 있다. 방사상 거리가 무한대로 접근함에 따라 방사파 위상면의 곡률반경도 무한대가 되므로 어떤 특정한 방향에서 전파는 국지적으로 평면파가 된다.



그릮 2.5 시간 변화에 따라 방사되는 파의 회전 Fig. 2.5 Rotation of wave along variable time



Collection @ chosun





그림 2.6 편파 타원 Fig. 2.6 Polarization ellipse

편파는 선형, 원형, 타원형으로 분류될 수 있다. 공간의 한 점에서 시간의 함수로 표시된 전계 벡터가 항상 선을 따라 움직이면 그 전계는 선형 편파 되었다고 한다. 그러나 일반적인 전계의 궤적은 타원 형태 대부분이며 이러한 전계는 타원 편파 되 었다고 한다. 선형과 원형 편파는 타원 편파의 특수한 경우이며 타원이 직선이 되 거나 원형으로 될 때 얻어질 수 있다. 만일 전계 벡터가 시계방향으로 회전하면 우 선회편파, 반시계방향으로 회전하면 좌선회편파라고 한다.

일반적으로 안테나의 편파특성은 안테나에 의해 여기된 전계벡터의 방사구면에서 취한 편파에 대한 공간분포로 정의되는 편파패턴으로 나타낼 수 있다. 방사구면 혹 은 그 일부에서의 편파는 편파타원의 경사각을 구하고 선형 편파에 대한 편파방향 을 측정하기 위해 기준선이 방사구에서 정해져야 한다. 일반적으로 방사구의 구좌 표계와 관련된 θ 혹은 φ 좌표선에 대한 구의 각 점에서의 접선들을 선택하여 편파 방향을 추정한다. 방사구의 각 점에서 편파는 보통 한 쌍의 직교 편파인 동일편파 와 교차편파로 나누어지며 이를 이루기 위해서 동일편파는 방사구의 각 점에서 정 의되어야 한다.



제3장 차량 환경 통신 및 안테나 시뮬레이션

안테나 설계를 진행하기 전에 차량 내에서 안테나 사용 가능 여부를 입증하여야 한다. 설계된 안테나는 표 3.1의 사양과 환경을 만족해야 정상적으로 차량, 인프라 구조와의 통신이 원활하게 가능하다. 첫 과정으로 사양의 환경울 구성하고 시뮬레 이션 하여 사용가능성을 보였다. 또한 규격에 가장 적합한 효율을 보이는 구조를 시뮬레이션을 통해 최적화 하였다. 표 3.1의 규격은 ㈜카네비컴에서 제공한 통신모 템을 활용하기 위한 최소한의 사양 조건이다. 표 3.1은 WAVE 안테나와 LTE 안테 나를 구분하여 나열하였다.

차량 내부 안테나를 설계하기 앞서서 전파 장애물인 차량 유리를 고려해야 한다. 유리와 간격, 각도 등 따라 안테나의 반사계수, 방사패턴 효율이 달라진다. 안테나 효율에 따라 통신환경에 큰 영향이 미치므로 이와 관련된 유리에 대한 분석이 필수 적이다. 본 논문에서는 유리에 대한 분석으로 시뮬레이션을 하였다. 유리와 간격, 각도를 변경하면서 시뮬레이션 결과를 분석하였다.

표 3.1 WAVE, LTE 안테나 요구사양

구 분	항 목	사 양		
	주파수범위	5,855~5,925MHz		
	통신거리	최소 500M (3~27Mbps)		
	송신기 출력	20dBm		
	방사이득	13 dBi 이하(케이블 미포함)		
WAVE	케이블사양	저손실 2m		
	안테나 방사패턴	단방향 지향성		
	안테나 형태	PCB 기반		
	안테나 크기	5 cm x 5 cm 이하		
	다이버시티	공간		
	주파수범위	SK 텔레콤 서비스 대역(0.829 ~ 0.839,		
		$0.8/4 \sim 0.884, 1.755 \sim 1.860)$		
LTE	안테나 방사패턴	무지향성		
	안테나 형태	PCB 기반		
	안테나 크기	5 cm x 5 cm 이하		

Table 3.1 Requirement of antennas for WAVE and LTE



3.1 도로에서 수신전력 시뮬레이션

차량 내부 장착용 안테나 가능성 검증을 위하여 그림 3.1과 같은 전파 환경을 시 뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 툴은 Remcom사의 Wireless insite 툴을 이용하였고, 이 툴은 거리에 따라 전파 수신량을 예측하기에 매우 적합한 툴이다[32]. 기본 1차 선 도로 폭을 3m라 가정하고 총 8차선의 1km 도로를 구성하였다. 차량은 중앙에 위치한다고 가정하고 표 3.2와 안테나 송신 전력을 결정하였다.

모뎀은 고정된 전력을 출력한다. 출력 전력은 케이블을 통과해 안테나 입력으로 들어가서 방사하게 된다. 전방과 후방 방사이득이 다른 이유는 케이블 길이에 따른 차이값이다. 후방의 안테나같은 경우 케이블 길이는 전방 안테나에 상대적으로 더 길게 설치되어야 한다. 케이블 손실값을 안테나 배열을 추가함으로써 방사이득을 4dBi 상승시켰다. 입력값은 최종적으로 안테나로 입력된 전력이며 이것은 단말기출 력-케이블손실 이다.









	Tx_front	Tx_Rear	
방사이득	6dBi	10dBi	
단말기 출력	23dBm	23dBm	
케이블 손실	8(2m×4)	20(5m×4)	
안테나 입력 전력	15dBm	3dBm	

표 3.2 시뮬레이션에 설정한 파라미터

Table 3.2 The setting parameters in simulation

시뮬레이션 결과는 그림 3.2와 같다. WAVE 통신 단말기 모듈은 최소 수신전력 -98dBm의 요구조건을 충족해야 한다. 파는 중심에서 가장 큰 전파 수신량을 보였고 거리가 멀어질수록 수신전력은 급격히 감소하는 것을 알 수 있다. 또한 수신전력은 거리에 멀어짐에 따라 출렁거리며 거리가 멀어질수록 낮은 값으로 천천히 수렴하는 전형적인 지수함수 특성을 보인다. 시뮬레이션 결과로 통해 반경 500m 내에서 안정 적으로 송수신이 가능하다는 점을 확인 할 수 있다.



그림 3.2 수신전력 시뮬레이션 결과 Fig. 3.2 Simulation results of the received power





3.2 차량 유리와 안테나 간의 특성 분석

유리 환경에 대한 분석은 Ansys사의 HFSS로 시뮬레이션 툴을 이용하였다[33]. 그 림 3.3은 유리 시뮬레이션에 이용될 패치 안테나 형상을 보여준다. 유리의 영향을 알아보기 위해 안테나는 ϵ_r=4.4와 두께 1.6mm을 가지는 FR4 기판으로 설계하였다. 기판을 포함한 안테나 전체 크기는 34×37mm² 이다. 입력포트와 안테나의 간의 임 피던스 매칭을 위해 λ/4 트랜스포머를 삽입하여 반사계수를 감소시켰다. 반사계수 와 방사이득을 시뮬레이션을 통해 계산하였고 그림 3.4와 3.5과 같은 결과를 보였 다. 기준 안테나는 5.8GHz에서 반사계수 -20dB와 방사이득 7dBi의 결과를 보인다. 시뮬레이션 결과는 안테나가 5.8GHz에서 보편적인 패치 안테나의 성능을 보임을 확인할 수 있다.



glass



Collection @ chosun





그림 3.4 유리 없을 때 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.4 Simulation result of reflection coefficient without a glass



그림 3.5 유리 없을 때 방사패턴 시뮬레이션 결과 Fig. 3.5 Simulation result of radiation pattern without a glass

Collection @ chosun

그림 3.6은 안테나와 유리 간격에 대한 시뮬레이션 환경을 보여준다. 안테나 윗면 기준으로 z축 방향 높이를 변경하면서 유리를 위치시켰다. 유리 단면적 넓이는 150 ×150mm² 로 안테나보다 9배만큼 크며 전파가 유리 옆으로 누설되는 것을 방지하 였다. 차량 전방의 유리를 모델화하여 유리는 ϵ_r =4와 두께 5mm를 갖게 설정하였다. 안테나와 유리 간격이 11.3mm, 25.8mm, 38.8mm일 때 반사계수와 방사패턴을 비교 하였다.

최적의 유리 이격거리를 다음과 같은 기준으로 선정하였다. 첫째, 방사이득과 높 은 것을 선정한다. 둘째, 차량 내부의 유동성을 확보하기 위해서 이격거리는 최소화 해야 된다.



antenna



반사계수 시뮬레이션 결과는 그림 3.7의 그래프와 같다. 유리 없을 때는 5.85GHz 에서 공진하였던 것이 25.8mm 의 거리에 유리가 있을 시 5.8GHz에서 공진되는 것 을 보여준다. 이 거리보다 멀어지면 38.8mm 거리처럼 5.8GHz에서 입력의 반사가 커지고 공진점 주파수가 올라감을 확인할 수 있다. 또한 유리 간격이 11.3mm 일 때 반사계수 높다. 최적의 유리위치가 아닐 때 반사계수는 유리가 없을 때보다 반 사계수가 커진다는 것을 시뮬레이션 통해 분석하였다.

방사패턴 시뮬레이션 결과는 그림 3.8의 그래프와 같다. 유리가 없으면 가장 최고 의 이득을 보인다. 반사계수는 25.8mm일 때 더 낮았지만 방사이득은 약 2dBi 낮은 결과를 보여준다. 이 결과를 미루어 보아, 유리로 인한 방사이득이 손실을 갖는다는 것을 알 수 있다. 결과적으로 유리 등 전파의 장애물이 있으면 방사이득은 손실이 있으며 또한 최적의 거리보다 작을 시 반사파에 의한 감소된 방사이득을 가진다.



그림 3.7 유리 이격거리에 대한 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.7 The simulation results of reflection coefficient about distance of glass



Collection @ chosun





그림 3.8 유리 이격거리에 대한 방사패턴 시뮬레이션 결과 Fig. 3.8 The simulation results of radiation pattern about distance of glass

최적의 거리 25.8mm에서 그림 3.9와 같이 각도 θ로 유리를 기울였다. 각도 10° 간격으로 10°에서 40°까지 시뮬레이션 하였다. 가장 보편적인 차량유리와 최대한 유사한 환경으로 시뮬레이션 하기 위해 이와 같은 각도를 선정하였다. 최적의 이격 거리와 동일한 방법으로 반사계수와 방사이득을 추출하였다.







그림 3.9 유리 기울기 대한 시뮬레이션 구조 Fig. 3.9 The simulation structure of slope glass

반사계수와 방사이득은 그림 3.10과 3.11과 같이 시뮬레이션 결과를 보인다. 10° 의 반사계수와 방사이득은 각각 -25.3dB, 5.2dBi 결과를 보였으며 0°의 결과보다 높은 방사이득을 보였다. 그러나 10° 간격으로 각도가 증가에 따라 반사계수, 방사 이득이 서서히 저하하게 된다. 결국 40°에서는 반사계수 -11.5dB와 peak 방사이득 3.8dBi의 상당히 저하된 성능을 보인다는 것을 확인했다. 각도가 커질수록 안테나 성능이 선형적으로 저하됨을 시뮬레이션을 통해 보였다. 결과적으로 안테나와 유리 가 서로 많이 기울려 질수록 기울기만큼 반사계수는 증가하고 방사이득도 감소함을 입증하였다.

0°에서 20°까지 기울인 경우 안테나 활용에 적합한 규격이지만 그 이상의 각도 에서는 활용을 고려해야 한다. 주파수 5.8GHz에서 -10dB 이하의 값을 보이므로 일 반적인 안테나 반사계수 규격에 만족하지만 방사이득은 1dBi의 감소를 보인다. 지 향성이 낮은 안테나 경우 같은 방사이득 1dBi의 값은 상대적으로 매우 크게 작용할 것이다.







그림 3.10 유리 기울기에 대한 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.10 The simulation results of reflection coefficient about slope of glass



그림 3.11 유리 기울기에 대한 방사패턴 시뮬레이션 결과 Fig. 3.11 The simulation results of radiation pattern about slope of glass



3.3 모노폴 패치 배열 안테나의 시뮬레이션

일반적인 패치 안테나는 뒷면 전체를 접지로 하여 앞면의 방향으로 전파를 방사 시킬 수 있다. 이와 다르게 모노폴 패치 안테나는 뒷면의 접지를 없애 양방향으로 전파가 복사할 수 있다. 흔히 이런 방사 패턴을 '전방향성(Omni-directional)'이 라 일컫는다. 한편으로는 양면으로 방사되는 특성으로 인해 일반적인 패치 안테나 보다 방사이득은 약 3dB 낮은 특성을 보인다. 차량에 안테나를 장착시킬 때 매우 유용하다. 패치 안테나 같은 경우 전방과 후방의 안테나가 2개 필요하며 안테나 위 치, 케이블 위치, 안테나 케이스 등 안테나 2개에 대한 준비 과정이 필요하다. 그러 나 모노폴 패치 안테나는 전방향성의 패턴 모양을 가지므로 한 개의 안테나로 전방 과 후방 차량 통신에 매우 유용하다. 그림 3-22은 모노폴 패치 안테나를 설계한 구 조이다. 초록색은 안테나로써 활용되는 방사 부분의 윗면 동판이고 검정색 음영은 아랫면에 위치하며 피드 네트워크의 접지역할을 하는 동판이다. 단일 안테나 같은 경우 30×28.5mm의 작은 면적을 가진다. 500m 수신전력 통신 실험 시 적정선의 방 사이득을 연구하기 위해 단일부터 4개의 배열까지 설계하였다. 그림 3.12와 같이 총 3개 안테나를 추가로 설계하였다.



그림 3.12 설계된 모노폴 패치 안테나 구조 Fig. 3.12 The structure of the designed monopole patch antenna

- 28 -







그림 3.13 모노폴 패치 배열 안테나 구조 Fig. 3.13 Array patch antennas with two, three and four patches



시뮬레이션 결과는 간략하게 표 3.3와 같다. 설계된 안테나는 WAVE 대역 5.885GHz에서 -10dB 이하를 만족한다. 단일 안테나 방사 패턴의 경우 Peak 이득이 2.6dBi이며, 일반적인 단방향성 패치 안테나 방사이득인 5~6dBi의 2배 낮은 값이다. 패치 2개의 경우, 단일 패치 이득의 2배인 약 3dB 차이를 보인다. 또한 4개 패치 방사이득도 이와 동일하게 2개 패치의 3dB 차이를 보이므로, 이득이 2배 차이임을 보여주고 있다.

시뮬레이션 결과, 설계된 안테나의 반사계수는 WAVE 대역의 중간 주파수인 5.885GHz에서 사용하기에 적합하게 설계되었다. 방사패턴 모양은 전방향성 특성으 로써 차량 통신 실험 시 1개의 안테나 포트로 전방과 후방 모두 커버 가능한 것을 보였다. 또한 각각 방사이득이 다른 4가지 경우를 차량 통신 실험에 활용할 수 있 다.

표 3.3 모노폴 배열 패치 안테나 시뮬레이션 결과 Table 3.3 Simulation results of monopole array patches antennas

파라미터	패치 배열 개수					
-1-1,1-1	단일	2개	371	4개		
반사계수 [dB]	-17.9	-11.5	-13.4	-14.2		
Peak 방사이득 [dBi]	2.6	6.0	7.8	9.3		

3.4 양방향 비대칭 방사패턴 특성 안테나 시뮬레이션

4장 1절에서 모노폴 패치 배열 안테나로 차량 간 통신 실험 결과 후방의 방사이 득이 전방에 비해 부족하였다. 반면에 전방의 방사이득은 충분히 수신전력 -98dBm 을 만족하였다. 따라서 안테나의 전방면의 방사이득을 낮추고 후방면의 방사이득을 높여야 한다. 결론적으로 전방과 후방 방사이득 차이는 3dB 차이가 존재해야 한다. 그림 3.14는 양방향 비대칭 방사패턴을 갖는 안테나를 설계한 것이다. 요구 규격 에 따라 다이버시티를 위한 2쌍의 대칭구조이다. 그리고 양 옆의 연두색 동판은 LTE대역의 안테나를 설계한 것이다. 중앙의 주황색 동판이 WAVE 안테나이며 전방 면은 1개의 패치를 갖고 후방면원 2개의 패치를 갖는다. 비유전율 2.2이고 두께가 20mil인 기판 2개를 ground면으로 서로 접합시키고 접합되지 않는 면을 다른 동판



패턴으로 설계하였다. 서로 다른 면에 존재하는 피드네트워크 도통시키기 위해 구 멍을 뚫어 내벽을 도금하였고 전력이 후방 안테나로 원활히 분배되었다.



안테나 Fig. 3.14 A WAVE antenna with bi-directional asymmetric pattern

반사계수와 방사이득 시뮬레이션 결과는 그림 3.15와 3.16과 같다. 설계된 안테나





는 5.885GHz에서 공진하며 반사계수는 -22.6dB이다. 방사이득은 전방 0°에서 3.4dBi, 후방 180°에서 6.7dBi를 보인다. 결과적으로 후방의 이득이 전방의 이득보 다 약 3db 더 높고, 따라서 전방과 후방의 이득이 3dB 차이에 대한 설계 목표를 만 족하였다.



그림 3.15 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나 대한 반사계수 시뮬레이션 결과

Fig. 3.15 Simulation result of reflection coefficient about a WAVE antenna with bi-directional asymmetric







그림 3.16 설계된 안테나 대한 방사이득 시뮬레이션 결과 Fig. 3.16 Simulation result of radiation pattern about a WAVE antenna with bi-directional asymmetric



제4장 안테나 측정 및 차량 통신 실험

4.1 모노폴 패치 배열 안테나 측정

위 3.3절에서 설계한 모노폴 배열 패치 안테나를 제작하였다. 제작한 모노폴 패치 안테나는 그림 4.1과 같다. Taconic사의 비유전율 2.2, 두께 20mil의 teflon재질 기판 을 이용하였고 배열 개수에 4종류의 안테나를 제작하였다.

본 장은 차량 통신 실험하기 앞서 제작한 안테나는 시뮬레이션 결과와 비교하기 위해 우선 반사계수와 방사패턴을 측정할 것이고, 시뮬레이션을 통한 계산값과 측 정값의 비교 분석 후 차량 통신 실험을 한다. 실험 결과는 최종적으로 설계할 양방 향성 비대칭 패턴 특성을 갖는 안테나의 설계 배경이 된다.



그림 4.1 제작된 모노폴 패치 배열 안테나 Fig. 4.1 The fabricated monopole patches array antennas

4.1.1 모노폴 패치 배열 안테나의 이득 및 패턴 측정

반사계수는 Keysight사의 모델명 E5063A 네트워크 분석기로 측정되었다. 제작된 안테나의 반사계수는 그림 4-2, 4-3, 4-4 그리고 4-5와 같다. 각 그래프는 단일, 2개



패치, 3개 패치, 4개 패치의 반사계수 측정 그래프이다. 설계 할 때 참고문헌[34]의 간단한 직사각형의 UWB 안테나의 구조를 참고하였고, 그 결과 반사계수 -10dB 대 역이 매우 넓다. WAVE 중심주파수인 5.885GHz에서 단일 안테나는 -10.69dB, 2개 패치는 -17.9dB, 3개 패치는 -14.6dB, 4개 패치는 -11.0dB가 측정됬다. 제작한 안테 나는 5.885GHz에서 -10dB 이하 값이 측정되었고, WAVE 차량 통신 실험에서 안테 나로써 이용 가능하다.



그림 4.2 단일 모노폴 패치 안테나 반사계수 측정 결과 Fig. 4.2 Result of reflection coefficient about monopole single patch antenna







그림 4.3 모노폴 2개 패치 배열 안테나 반사계수 측정 결과 Fig. 4.3 Result of reflection coefficient about two patches array antenna



그림 4.4 모노폴 3개 패치 배열 안테나 반사계수 측정 결과 Fig. 4.4 Result of reflection coefficient about three patches array antenna







그림 4.5 모노폴 4개 패치 배열 안테나 반사계수 측정 결과 Fig. 4.5 Result of reflection coefficient about monopole four patches array antenna

반사계수에 이어서 방사이득을 측정하기 위해 중대형 무반사실을 이용하였다. 그 림 4.6은 송도에 있는 IOT 기술지원센터의 무반사실에서 측정하는 장면을 보여주고 있다. 방사패턴 측정은 다른 신호의 간섭 없이 측정이 이루어져야 한다. 무반사실은 그런 환경을 제공해주고 무반사실 벽면에 붙은 흡수체가 반사파를 흡수한다.







그림 4.6 무반사실에서 안테나 방사패턴 측정 사진 Fig. 4.6 The photo about measurement radiation pattern of a antenna in anechoic chamber

측정한 방사패턴은 그림 4.7, 4.8, 4.9, 4.10 이며 순서대로 단일, 2개 패치, 3개 패 치, 4개 패치의 측정 결과를 보여준다. 한 개의 안테나에 대해 E-plane과 H-plane을 측정하여 도시하였다. E-plane 경우 단일부터 4개의 배열까지 peak 이득이 각각 2.11dBi, 5.92dBi, 7.72dBi, 9.16dBi의 측정 결과를 보였다. H-plane의 peak 이득도 이 와 거의 유사한 값으로 측정되었다. E-plane, H-plane 둘 다 0°와 180°에서 방사 이득이 최고지점이고, 따라서 전방과 후방으로 유사하게 전력을 방사시킨다는 것을 의미한다. 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 매우 일치하며 통신 실험에 활용하기에 안테나로써 문제가 없음을 확인했다.







그림 4.7 단일 모노폴 패치 안테나 방사패턴 측정 결과 Fig. 4.7 Result of radiation pattern about monopole single patch antenna



그림 4.8 모노폴 2개 패치 배열 안테나 방사패턴 측정 결과 Fig. 4.8 Result of radiation pattern about monopole two patches antenna







그림 4.9 모노폴 3개 패치 배열 안테나 방사패턴 측정 결과 Fig. 4.9 Result of radiation pattern about monopole three patches array antenna



그림 4.10 모노폴 4개 패치 안테나 방사패턴 측정 결과 Fig. 4.10 Result of radiation pattern about monopole four patches array antenna



4.1.2 모노폴 패치 배열 안테나의 차량 통신 실험

차량 간 통신 실험은 모노폴 안테나를 이용하여 진행하였다. 스펙트럼 분석기와 신호 발생기를 이용하여 수신전력을 측정하였다. 수신전력 측정은 그림 4.11의 Agilent사 모델명 E4407B의 스펙트럼 분석기와 그림 4.12의 Agilent사 모델명 E8257C의 신호발생기를 이용하였다.



그림 4.11 스펙트럼 분석기 Fig. 4.11 A spectrum analyzer



그림 4.12 신호 발생기 Fig. 4.12 A signal generator

Collection @ chosun

실험은 여주에 위치한 '여주스마트하이웨이'에서 진행하였다. 차량 통신 실험 셋팅은 그림 4.13과 같다. 차량 2대를 준비하여 송신차량은 주차를 하였고 수신차량 을 주행하였다. 측정한 거리는 100m 간격으로 1km 까지 주행하였다. 제작된 모노 폴 안테나는 전방향성 패턴 특성을 이용해 정방향, 역방향 대하여 수신전력을 측정 하였다. 여기서 정방향은 송신차량이 수신차량 전방에 위치하여 수신차량 정면으로 통신하는 것을 의미하며, 반면 역방향은 수신차량 뒤에 송신차량이 위치하여 후방 으로 통신하는 것을 의미한다. 또한 역방향 통신일 때 뒷좌석의 사람 수가 고려되 어야 한다. 그래서 차량 뒷좌석 인원수를 다르게 하여 역방향일 때 사람 영향에 대 해 분석하였다. 제작한 모노폴 안테나를 그림 4.14와 같이 거치대에 안테나를 장착 하고 스펙트럼 분석기와 연결하여 전력을 수신하였다. 송신 안테나는 λ/4 모노폴 안테나를 이용하였고 그림 4.15와 같이 차량 지붕위에 설치하였다.



그림 4.13 차량 통신 실험 구성도 Fig. 4.13 Block diagram of experiment about vehicular communication







그림 4.14 차량 내부에 거치된 모노폴 패치 배열 안테나 Fig. 4.14 The equipped monopole patches array antenna in vehicle



그림 4.15 차량에 설치된 송신 안테나 Fig. 4.15 The installed transmission antenna on vehicle

송신 안테나를 실험에 활용하기에 앞서 특성을 측정하였다. 반사계수는 5.885GHz 에서 -16.8dB 이며, 방사이득은 ±60°에서 peak 이득을 보인다. 안테나 자체에 달 린 ground 동판에 의해 방사 전력이 위로 향한다. 전방과 후방의 각도인 ±90°에 서 약 0 dBi 이득을 갖는다.











그림 4.17 송신 안테나 방사패턴 측정 결과 Fig. 4.17 Measurement result of radiation pattern about transmission antenna



단일 안테나부터 순차적으로 배열 4개 안테나를 변경하며 실험하였다. Line-of-Sight 지역이고 직선도로에서 실험하였기 때문에 안테나 방사이득이 높을수 록 수신전력은 높았다. 또한 각 모든 안테나는 역방향이 정방향에 비해 평균 8dBm 감소되는 결과를 보였다. 차량 후방유리에서 수신 안테나까지의 차량 공간이 약 8dBm 손실이 발생한다는 뜻이다. 역방향과 인원수 3명 결과와 비교 했을 시 1km 내의 전체 수신전력 평균 차이가 3dBm 정도 되며, 이 결과로 통해 뒷좌석의 사람 이 송수신에 약 3dBm의 영향을 미친다는 사실을 입증했다.

Peak 방사이득이 2.11dBi로 가장 낮은 단일 안테나도 손실이 가장 많은 역방향 통신 500m 내에서 수신전력은 -83dBm이 측정되었고 이 결과는 최소 -98dBm을 만 족하였다. 가장 중요한 것은 방사이득이 정방향에서 보다 역방향에서 최소 3~4dBi 더 높아야 된다. 차량 통신 실험 중 정방향에서 높은 방사이득을 요구하지 않았다. 그에 반해 역방향은 차량 내부의 장애요소에 의해 손실이 높은 편이며 이 손실로 인해 수신전력이 많이 차이가 발생한다.



그림 4.18 단일 모노폴 패치 안테나의 수신전력 측정 결과 Fig. 4.18 Measurement results of received power about monopole single patch antenna









그림 4.19 모노폴 2개 패치 배열 안테나의 수신전력 측정 결과 Fig. 4.19 Measurement results of received power about monopole two patches array antenna



그림 4.20 모노폴 3개 패치 배열 안테나의 수신전력 측정 결과 Fig. 4.20 Measurement results of received power about monopole three patches array antenna







그림 4.21 모노폴 4개 패치 배열 안테나의 수신전력 측정 결과 Fig. 4.21 Measurement results of received power about monopole four patches array antenna

4.2 양방향 비대칭 방사패턴 특성 안테나 측정

그림 4.22와 4.23과 같이 양방향 비대칭 방사패턴을 갖는 안테나를 제작하였다. 설계과정에서처럼 2개 기판의 ground 부분으로 맞대어 접착하였고, thru hole 부분 을 관통시켜 구멍 내부를 도금하여 전방과 후방 연결하는 피드 네트워크를 완성했 다. 제작한 안테나의 총 부피는 90mm×60mm×1.02mm 이다.







그림 4.22 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나의 전방 Fig. 4.22 Front of a WAVE antenna with bi-directional asymmetric pattern



그림 4.23 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나의 후방 Fig. 4.23 Rear of a WAVE antenna with bi-directional asymmetric pattern



4.2.1 양방향성 비대칭 방사패턴 특성 안테나의 이득 및 패턴 측정

반사계수와 방사이득 측정하였고 그림 4.24와 4.25는 측정 결과를 그래프로 도시 한 것이다. 반사계수는 5.885GHz에서 공진하며 -21.3dB로 측정되었다. 방사이득은 전방에 해당하는 0°에서 0.5dBi, 후방에 해당하는 180°에서 6.4dBi가 측정되었다. 시뮬레이션은 0°에서 3.4dBi와 180°에서 6.7dBi의 결과였으나 측정결과, 180°는 유사하였으나 0°에서 3dBi 차이가 존재했다. 안테나 제작과정 중, 2개의 기판을 접 착 할 때 생긴 오차라고 판단된다.





Fig. 4.24 Measurement results of reflection coefficient about WAVE antenna with bi-directional asymmetric pattern







그림 4.25 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나의 방사패턴 측정 결과

Fig. 4.25 Measurement results of radiation pattern about WAVE antenna with bi-directional asymmetric pattern

4.2.2 양방향성 비대칭 방사패턴 특성 안테나의 차량 통신 실험

실험 과정은 4.1절의 모노폴 패치 안테나의 차량 통신 실험과 동일하다. Rx 안테 나만 새로 설계된 안테나로 장착하였다. 그림 4.26와 같이 송신차량은 해당 구역에 주차하였고 수신차량은 약 lkm 거리를 주행하며 수신전력을 측정하였다. 수신 안테 나는 그림 4.27와 같이 수신차량 전방 유리에 거치하였다.







그림 4.26 통신 실험을 위한 차량 Fig. 4.26 The cars for communication experiment



그림 4.27 차량 내부에 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나 거치 사진 Fig. 4.27 The photography of the equipped antenna with bi-directional asymmetric pattern in vehicle





측정 결과는 그림 4.28과 같이 그래프로 도시하였다. 500m 일 때 정방향 -65dBm, 역방향 -65dBm로 동일한 결과를 보였고, 1km에서 정방향 -66dBm, 역방향 -67dBm로 거의 유사한 결과를 보였다. 정방향과 역방향의 수신전력 차이는 그림 4.29에서 확인 할 수 있다. 가장 차이를 많이 보이는 지점이 750m이고 이 때 6dB 차이를 보인다. 대부분 지점에서 차이가 크지 않다는 것을 알 수 있다.



그림 4.28 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나 수신전력 측정 결과

Fig. 4.28 Measurement results of received power about a WAVE antenna with bi-directional asymmetric pattern







그림 4.29 양방향 비대칭 패턴 특성 WAVE 안테나 정방향과 역방향 수신전력 차이

Fig. 4.29 A difference of received power between forward and backward about a WAVE antenna with bi-directional asymmetric pattern





제5장 결 론

본 논문에서는 차량 간 통신 실험을 위한 WAVE 대역에서 동작하는 차량 내부 장착용 안테나를 설계하고 실험하였다. 내부 안테나로 활용되기 위해서 500m 거리 에서 최소 수신전력 -98dBm를 만족해야 하며 시뮬레이션을 이용하여 입증하였다. 또한 차량유리가 안테나에 미치는 영향에 대해 시뮬레이션을 통해 분석하였고 차 량 간 통신 실험에 중요한 자료로써 참고하였다.

차량 통신 실험은 2가지 방법으로 수행하였다. 정방향과 역방향 2가지 통신 방 향에 대하여 수신전력을 측정하였고 또한 모노폴 패치 안테나, 양방향 비대칭 패 턴 특성을 갖는 안테나, 2가지의 안테나의 경우로 수행하였다. 실험을 수행하기에 앞서 안테나의 반사계수와 방사이득을 측정하고 시뮬레이션 결과와 비교하였다. 비교 분석 결과 시뮬레이션 결과와 측정 결과는 대부분 유사하였다.

모노폴 패치 안테나 같은 경우 방사이득이 다른 총 4가지 모델로 제작하였고 총 4번의 실험을 수행하였다. 모노폴 패치 안테나의 차량 간 통신 실험을 통하여 정 방향, 역방향 통신 시 최소 필요한 방사이득의 기준을 세웠고, 역방향의 장애물에 대한 손실치를 대략적으로 측정하였다.

최종 설계된 양방향 비대칭 패턴 특성의 안테나는 0°에서 0.5dBi, 180° 6.7dBi의 비대칭 패턴을 가짐을 측정을 통해 확인하였고 차량 통신 실험을 수행하였다. 수 신 전력 측정 결과, 정방향과 역방향 수신전력 차이는 매우 미미하며 1km에서의 수신전력이 -67dBm 측정되었다. 이 실험 결과를 통해 WAVE 대역의 차량 내부 장 착용 안테나 성능을 만족하였다.





참고문 헌

- [1] TAAS 교통사고분석시스템, at: http://taas.koroad.or.kr
- [2] IEEE Vehicular Technology Society, "IEEE Standard for Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE)", IEEE Std 1609.4, 2016
- [3] 국토교통부, at: www.molit.go.kr
- [4] 최현균, 오현서, 조웅, 장윤선, "WAVE 통신의 페이딩 효과와 안테나 다이버시티 실험", 한국통신학회논문지, vol. 39, no. 10, pp. 967-973, 2014.
- [5] 강보영, 배정규, 서우창, 박종우, 양은주, 서대화, "고속 주행 환경에서의 V2X 통 신 성능 측정 시스템", 한국통신학회논문지, vol. 42, no.5, pp. 1069-1076, 2017.
- [6] E. C. Neira, U. Carlberg, J. Carlsson, K. Karlsson and E. G. Strom, "Evaluation of V2X antenna performance using a multipath simulation tool", The 8th European Conference on antennas and Propagation, pp. 2534–2538, 2014.
- [7] R. Wang, B. Z. Wang, Z. S. Gong and X. Ding, "Compact multiport antenna with radiator-sharing approach and its performance evaluation of time reversal in an intra-car environment", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 9, pp. 4213-4219, 2015.
- [8] I. J. Garcia Zuazola, L. Azpilicueta, A. Sharma, H. Landaluce, F. Falcone, I. Angulo, A. Perallos, W. G. Whittow, Jaafar M. H. Elmirghani and J. C. Batchelor, "Band-pass filter-like antenna validation in an ultra-wideband in-car wireless channel", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 9, no. 4, pp. 532–540, 2015.
- [9] F. Harrysson, "A simple directional path loss model for a terminal inside a car", 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall, vol. 1, pp. 119-122, 2003.





- [10] E. Tanghe, W. Joseph, L. Verloock and L. Martens, "Evaluation of vehicle penetration loss at wireless communication frequencies", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 57, no. 4, pp. 2036–2041, 2008.
- [11] E. G. Strom, K. Sjoberg, J. Carlsson and A. Majidzadeh, "Requirements and test methods for vehicular antenna systems supporting cooperative ITS applications", 2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility, pp. 1–4, 2015.
- [12] T. Varum, J. N. Matos, P. Pinho and R. Abreu, "Non-uniform broadband circularly polarized antenna array for vehicular communications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 65, no. 9, pp. 7219–7227, 2016.
- [13] D. G. Lopez, M. Ignatenko and D. S. Filipovic, "Low-profile tri-band inverted-F antenna for vehicular applications in HF and VHF bands", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 11, pp. 4632-4639, 2015.
- [14] T. Khumanthem, C. Sairam, B. V. Srivathsav, P. Abhiliash and M. Vinay, "Design and implementation of broadband whip monopole antenna for vehicular application", 2015 IEEE International Microwave and RF Conference, pp. 322–325, 2015.
- [15] 양태훈, 조성민, 주상아, 유병찬, 황진규, "차량용 샤크 타입의 스마트 안테나 설계에 관한 연구", 2016년도 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문집, vol. 60, no. 6, pp. 856-857, 2016.
- [16] 양태훈, "차량용 샤크 타입의 6-밴드 통합형 안테나 설계에 관한 연구", 한국통 신학회 학술대회논문집, vol. 2015, no. 06, pp. 1200-1201, 2015.
- [17] 양태훈, 황진규, "차량 환경 무선 통신의 적합한 샤크 통합 안테나 설계에 관한 연구", 2016년도 한국통신학회 학술대회논문집, vol. 2015, no.1, pp. 686-687, 2016.



- [18] 연규봉, 이두호, 황진규, 양태훈, "동향분석ITS 무선통신을 위한 EBG 구조를 적 용한 자동차용 WAVE 안테나 시스템 성능향상연구", 한국 ITS 학회 논문지, vol. 16, no. 1, pp. 176-185, 2017.
- [19] 양태훈, 황진규, 임기택, "협력 주행을 위한 차량용 WAVE 안테나 성능 분석에 관한 연구", 2015년도 한국통신학회 동계종합학술발표회 논문집, vol. 2015, no.1, pp. 933-934, 2015.
- [20] 정한균, 윤상훈, 진성근, 장수현, "고속도로 환경에서의 대형차량 V2X 통신성능
 분석", 한국통신학회 학술대회논문집, vol. 2016, no. 11, pp. 500-501, 2016.
- [21] N. Adhikari, A. Kumar, and S. Noghanian, "Multiple antenna channel measurements for car-to-car communication", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 674–677, 2016.
- [22] N. Koch, "Vehicular spoiler antenna for high data rate WLAN", 2015 Loughborough Antennas and Propagation Conference, pp. 1-4, 2015.
- [23] 홍두형, 김용호, 김규한, 황진규, 이원종, "V2X용 안테나의 빔 털팅 설계 기술",
 2015년도 한국통신학회 동계종합학술발표회 논문집, vol. 2015, no.1, pp. 902-904,
 2015.
- [24] G. Artner, R. Langwieser, and C. F. Mecklenbrauker, "Material induced changes of antenna performance in vehicular applications", 2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, pp. 1–4, 2015.
- [25] O.-Y. Kwon, R. Song and B.-S. Kim, "Integrated MIMO antennas for LTE and V2V applications", 2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference, pp. 1057-1060, 2016.
- [26] E. Ghafari, A. Fuchs, D. Eblenkamp and D. N. Aloi, "A vehicular rooftop, shark-fin, multiband antennas for the GPS/LTE/Cellular/DSRC systems", 2014 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless





Communications, pp. 237-240, 2014.

- [27] A. Thiel, O. Klemp, A. paiera, L. Bernado and J. Karedal, "In-Situ vehicular antenna integration and design aspects for Vehicle-to-Vehicle communications", Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-5, 2010.
- [28] E. C. Neira, J. Carlsson, K. Karlsson and E. G. Strom, "Combined LTE and IEEE 802.11p antenna for vehicular applications", 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1–5, 2015.
- [29] 양태훈, "협력 주행을 위한 WAVE 기지국 안테나 설계에 관한 연구", 한국통신 학회 학술대회논문집, vol. 2015, no.6, pp. 1202-1203, 2015.
- [30] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th, John Wiley & Sons, 2012.
- [31] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice, 2th, Prentice Hall PTR, 2015.
- [32] Remcom, Wirelessinstie, available at:https://www.remcom.com/wireless-insite-empropagation-software/
- [33] Ansys, HFSS, available at: www.ansys.com/ko-KR
- [34] Y. zehforoosh, M. Mohammadifar, "Designing four notched bands microstrip antenna for UWB applications, assessed by analytic hierarchy process method", Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 16, no. 3, pp. 765–776, 2016.



연구실적

학 술 저 널 지

- [1] 김동우, 오순수, "EMC 챔버용 소형 흡수체 시뮬레이션", IT연구소 정보기 술융합공학논문지, vol. 6, no. 1, 2016.
- [2] Dong-Woo Kim and Soon-Soo Oh, "Design of a Coupler with Three Reconfigurable Output Ports and a Beamwidth Reconfigurable Antenna", International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2017, Article ID 3490171, 2017.
- [3] Wook-Ki Park, Hyun-Yong Lim, Dong-Woo Kim and Soon-Soo Oh, "A Frequency-Tunable SRR-Adopted Two-Pole Waveguide Filter Operation below the Cutoff Frequency", International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2017, Article ID 3915709, 2017
- [4] 김동우, 나세웅, 김진대, 오순수, " 5.8GHz에서 유리와 안테나 간의 거리 및 각도에 따른 특성 분석", 한국마린엔지니어링학회지, vol. 41, no. 9, pp. 896-901, 2017.

국내 및 국외 관련 학회 발표

- 2015년 한국전자파학회 춘계마이크로파학회 학술대회, Poster(15/05/29)
- 2015년 한국전자파학회 하계종합학술대회, Poster(15/08/20)
- 2016년 한국전자파학회 하계종합학술대회, Poster(16/06/17)
- ICSIP 2016, Oral presetation(16/08/13 ~ 16/08/15)
- 2017 APS/URSI, Oral presatation(17/0710 ~ 17/07/14)
- 2017년 한국전자파학회 하계종합학술대회, Oral presatation(16/08/24)

Collection @ chosun