



[UCI]1804:24011-200000265610

2016年8月 博士學位論文

조선대학교 CHOSUN UNIVERSITY

LTE-R 철도 통합무선망용 안테나 최적설계에 관한 연구

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

朴 彩 玉



LTE-R 철도 통합무선망용 안테나 최적설계에 관한 연구

A Study on Optimal Design of the Antennas for LTE-R Wireless Network System in Railroad

2016年 8月 25日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

朴 彩 玉





LTE-R 철도 통합무선망용 안테나 최적설계에 관한 연구

指導敎授 曺 錦 培

이 論文을 工學博士學位 申請論文으로 提出함.

2016年 4月

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

朴 彩 玉





朴彩玉의 博士學位論文을 認准함

- 委員長 朝鮮大學校 敎授 <u>이 우 선</u>印
- 委員 東岡大學校 敎授
 이 현 진
 印
- 委員朝鮮大學校教授 <u>최 遠 상</u>印
- 委員朝鮮大學校敎授 김남훈 印
- 委員朝鮮大學校教授 <u>ろ 己 배</u>印

2016年 6月

朝鮮大學校 大學院





목 차

ABSTRACT

I. 서 론1
Ⅱ. 이론적 고찰 ···································
A. 무선통신
1. 무선통신의 전파4
2. 무선통신의 송수신장치
3. 무선통신의 주파수대
B. 임피던스 매칭 12
1. 최대전력 전달
2. 임피던스 스미스 차트
C. 안테나
1. 다이폴 안테나
2. 광대역 안테나
D. 철도무선통신망40
1. VHF 방식 ······40
2. TRS 방식
3. GSM-R 방식42



4. LTE 방식	
5. LTE-R 방식	

Ⅲ. LTE-R 안테나 설계46	
A. 평면 4G LTE-R 안테나 설계46	
B. 안테나의 낮은 주파수 대역 49	
C. 안테나의 높은 주파수 대역	

Ⅳ. 실험 및 결과고찰	·
A. 관계 방정식	58
B. 실험장치	
C. 측정절차 및 결과·	

V.	결	론	 · 72
• •	-		• 4

참 고 문 헌



표목차

표	1.	다이폴의 입력저항	27
표	2.	반파장 공진형 다이폴 안테나 사양	28
표	3.	이중 다이폴 안테나의 사양	48



도목차

그림	1. 무선통신의 기본 구성9
그림	2. 무선통신의 주파수 대역
그림	3. 최대전력 전달
그림	4. 부하로부터 반사된 신호의 양14
그림	5. 스미스 차트의 도해법
그림	6. 스미스 차트
그림	7. 안테나 송·수신 시스템
그림	8. VHF 기본 구성도
그림	9. TRS 기본 구성도
그림	10. GSM-R 기본 구성도 ······42
그림	11. LTE 망 구성도
그림	12. CDMA/WCDMA 망 구성도 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림	13. LTE-R 방식 무선통신망44
그림	14. 제안한 안테나의 설계도
그림	15. 낮은 주파수 공진을 위한 다이폴 안테나의 드라이버51
그림	16. 제안한 안테나의 반사계수 특성곡선
그림	17. 제안한 안테나 상단길이 D1의 변화에 따른 반사계수52
그림	18. 높은 주파수 공진을 위한 다이폴 안테나의 드라이버53
그림	19. 제안한 안테나의 반사계수 특성곡선
그림	20. 제안한 안테나 하단길이 D2의 변화에 따른 반사계수54
그림	21. 2.3 GHz에서의 방사패턴



그림	22.	5.15GHz에서의 방사패턴
그림	23.	스미스차트로 본 입력 임피던스
그림	24.	Biot-Savart' law
그림	25.	구좌표계의 원점에 위치한 미소 다이폴 안테나62
그림	26.	제안된 안테나의 제작 사진66
그림	27.	네트워크 분석기 화면 사진66
그림	28.	지수형 테이퍼드 높이변화에 따른 반사계수68
그림	29.	다이폴 안테나의 두 드라이브 거리에 따른 반사계수68
그림	30.	2.58GHz에서의 방사패턴70
그림	31.	5.34GHz에서의 방사패턴
그림	32.	시뮬레이션 및 측정 반사계수



ABSTRACT

A Study on Optimal Design of the Antennas for LTE-R Wireless Network System in Railroad

Park, Chae Og Advisor : Prof. Cho, Geum-Bae, Ph.D. Department of Electrical Engineering Graduate School of Chosun University

Recently, wireless communications have comprehended into people's lives all over the world. Long Term Evolution(LTE) is being deployed worldwide, aiming to support a data rate of up to 300Mbps with a bandwidth of 20MHz. Moreover, the fourth generation mobile communication system, i.e., LTE-Advanced, which will achieve a peak data rate of 1Gbps using a bandwidth of 100MHz, is now being standardized internationally.

With the developing of the high speed railway, the train speed can reach up to 350 km/h, so technical requirements for high speed railway mobile communication system. Long Term Evolution for Railway(LTE-R) is commonly considered as a promising candidate which can provide users with higher data rate and lower latency. In recent years, to fulfill the increasing requirements for novel broadband mobile communication systems of High Speed Railway(HSR). LTE-R has been presented based on the standard of LTE.

These wireless communication system generally require microwave and





antennas. Dipoles printed on an electrically thin dielectric substrate are commonly used as radiating elements in base station antennas as they are low weight, easy to fabricate, and they also offer relatively wide bandwidths and high polarization property. Microstrip-fed antennas for wireless communications have been interested by many authors for wideband operations. A single antenna is highly desirable if it can operate a wideband. The antenna should be in planar form, lightweight and compact, so that it can easily be embedded in the cover of communication devices. In addition, a simplified feeding circuit is also an important component, because it can reduce the transmission line length and the radiation losses. The proposed printed dual dipole antenna is used width of the microstrip line. The influence of various parameters on antenna characteristics is discussed. The proposed antenna ca easily be excited by a $50[\Omega]$ microstrip line and a pair of parallel metal strips between modified ground strips and modified microstrip feed line; good impedance matching can be obtained at 2.3 ~2.5 GHz and 5.1 \sim 5.2 GHz.

This paper presents a evaluation of the microstrip-fed antenna for a LTE-R dimension suitable for the high speed railway condition. The results show that the antenna for a LTE-R has promising potential to be used in a high speed railway environment.



I. 서 론

최근 국민행복과 지역발전을 실현하는 철도를 구축하기 위해 기존 철도망의 효율성제고와 안전하고 이용하기 편리한 시설 조성이 대두되고 있다. 특히 주요도시 간 이동에서 고속 서비스 제공을 목표로 교통흐름을 원활이 수행하고 자 효율적 철도교통 분담 역할은 중요시 되고 있으며, 이를 위해 미래 철도 역 할 위상이 확대될 것으로 전망되고 있다 [1].

해외 철도 선진국에서는 중장기적 관점에서 철도 인프라의 개선 및 확보, 또 한 철도교통 이용율을 확대하기 위해 전략적으로 정책을 추진 중에 있다. 유럽 은 '철도역활의 전체 유럽 교통망 (T-ETN, Trans-European Transport Networks) 계획'을 위해 "유럽 2020전략"을 기획 추진 중에 있으며, 미국에서 는 '여객철도 투자 및 개선에 관한 법 (PRIIA : Passenger Rail Investment and Improvement Act)'을 만들어 로컬 지역간 철도 구축 활성화로 여객 수송 극대화를 추진하고 있다 [2].

국내의 경우 고속·준고속철도 철도망을 전국적으로 확대하기 위해 철도망의 효율화 사업에 중점을 두고 낮은 비용으로 철도서비스 수준을 높이기 위해 최 근 국가철도망 제3차 구축계획(2016~2025)을 추진 중에 있다 [1]. 이에 따르면 고속철도 사업의 적시 완공, 일반철도의 고속철도화를 통해 고속 철도를 전국 적으로 확대하여 서비스를 강화하고 광역 교통체계의 혁신을 위한 광역철도 시 스템을 구축하여 주요 거점도시에 광역망 철도서비스 제공을 확충할 계획이다. 또한 철도교통을 이용하는 고객들이 고속 서비스를 활용하는 비율이 46%에서 60%로 과반이상으로 확대되고 준고속 철도 200km/h 이상의 철도까지 합산하면 철도이용 인구의 85%이상이 고속 철도의 혜택을 누리게 된다 [4]. 현재는 고속 철도는 368.5km에 이지만 230km/h급 이상 고속철도는 2025년에는 708.7km로 늘어나고, 아울러 철도연장 길이는 3,729km 에서 5,363km로 확충되며 복선화율 은 50%에서 71%, 전철화율은 70%에서 82.0% 로 높아질 것으로 예상된다 [3].

- 1 -



국민 삶의 질의 향상에 따른 교통서비스 기대가 높아지고 있고 광역 도시 권 역화에 따른 광역지역권 내 산업간 사회적 연대 및 시너지효과 창출을 위해서 는 거미줄과 같은 교통망과 고속망 연결에 투자가 집중적으로 이루어져야 한 다. 이에 따라 철도 공급의 양적 확대도 매우 중요하지만, 철도시설, 철도차량 의 안전성과 쾌적성 확보에 대한 요구가 증대되어 효율적인 관리를 위한 통합 된 철도전용 무선통신망 도입이 절실히 요구되고 있다. 통합된 철도전용 무선 통신망 도입 요구는 사고를 미연에 예방하는 시스템과 신속 대응으로 테러 및 철도사고 등에 대한 안정성 강화, 철도의 사명인 정시성 확보 및 품질의 고품 격 여객서비스에 대한 요구에 대한 만족을 시키기 위해 필수적이다.

그러나 현행 운영되고 있는 국내 철도 무선통신방식은 고속철도와 일반철도 별로 상이하여 비효율적으로 운영되고 있는 실정이다. 실제로 중앙관제사와 로 컬관제사, 기관사, 유지보수 담당자 간 소통과 협업이 어려워 문제점이 다양하 게 발생하고 있으며, 서로 다른 철도 무선통신시스템 간 불통 및 끊김 현상, 고 속철도 상용망과 기존 철도 무선통신시스템과의 상호 주파수 혼선으로 간섭 등 에 따른 철도 운행 장애 및 사고 발생 위험이 항상 존재하고 있다. 더불어 최 근 고속철도 장애 및 사고 등은 국가철도를 운영하는 시스템에서 안전성 강화 에 대한 방안을 혁신적으로 마련할 것을 요구하고 있다. 이에 따라 향후 철도 의 안전성 확보 및 수송의 대형화와 효율성 증대를 위해 철도전용 국가 통합무 선망 시스템 구축 요구가 크게 늘고 있다. 이러한 요구조건을 맞추기 위해 해 외의 경우 1997년 6월, GSM-R의 구축을 바탕으로 유럽의 32개 철도 기관들이 협의하여 GSM-R의 실행에 대해 2000년 6월에 채택하고, 876MHz ~ 960MHz 로 할당된 GSM의 주파수 대역 중, 876MHz ~ 880MHz 및 921 ~ 925MHz의 주파수 대역을 유럽 철도에 할당하였다 [5]. 그러나 철도뿐만 아니라 국가 안전 분야로 확대된 무선이동통신 기술의 응용으로 수용해야 할 데이터 용량이 급속 히 증가하여 원격진단 및 안전 측면의 영상 정보 활용이 확대됨으로서 통신 부 하 사용이 증가하고, 이를 해결하기 위한 방안으로 유럽통신위원회(ECC :

- 2 -



European Communication Community)는 2011년에 6MHz의 주파수를 철도에 추가 할애하였으나, 화점이 좋은 영상 및 고용량 데이터를 충족하기에는 불가 능한 것이 확인되었다 [2]. 결론적으로는 무선통신 방식을 변경하는 것이 최선 의 방식이라는 인식아래. 세계적으로 범용적으로 활용하고 있는 4세대 또는 차 세대 이동통신인 LTE (Long Term Evolution)를 활용하고자 철도무선통신망에 필요한 연구 개발을 위한 검토 및 기획이 2012년에서 부터 시작되었다. 이를 개발하기 위해 국제철도연합 UIC의 유럽형 통신구현을 위한 ERIG (European Radio Implementation Group)에서 "The Future Railwavs Mobile Telecommunications Systems Study"를 기점으로 철도전용 LTE-R 범용화를 2017년까지 목표 설정하여 연구개발하고 있다 [6]. 해외의 빠른 변화에 맞추어 철도전용 국내통합무선망 시스템 구축을 통하여 효과를 극대화하기 위한 체계 적이고 발전적인 전략 수립과 정책이 진행 중에 있다. LTE-R 무선통신망의 촉 수가 되는 안테나는 철도전용 LTE-R 통합무선망에서 통신이 장애 없이 가장 정확히 효과적으로 운용되게 하는 핵심 장치이다. 하지만 국내에서는 아직까지 LTE-R 전용 안테나에 대한 연구가 미흡한 실정이다.

따라서 본 논문에서는 철도무선통신망의 핵심기술이라 할 수 있는 무선 통신 망과 안테나에 대한 이론적 고찰과 LTE-R에 적용할 평면(planer) 4G 안테나 모형을 제안하고 설계하여 실험을 통한 타당성을 검증하고자 한다. 이를 위해 안테나에 복수 급전점을 만들어 각각의 주파수 대역을 커버하는 단일 접점에 연결하는 평면 4G 안테나를 설계하여 복수 발송 데이터 문제가 발생하지 않도 록 설계하였다. 또한 접지면과 다이폴의 급전선로 사이에 임피던스 정합을 극 대화하기 위해 지수형 테이퍼드를 제안하여 설계하였다. 제안한 안테나는 이중 다이폴 구조의 형태로 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대역을 나누어 동시에 동작 할 수 있도록 설계 제작하여 공진대역 2.3~2.5GHz, 5.1~5.2GHz 인 주파 수 대역을 갖는 안테나로 LTE-R 철도 통합무선통신망에 최적으로 활용하기 위한 연구를 수행하였다.

- 3 -





Ⅱ. 이론적 고찰

A. 무선통신

1. 무선통신의 전파

1864년 I.C.맥스웰이 전자기파를 이론적으로 전개하고, 1888년 H.헤르츠가 전 자기파 존재를 증명하였다. 1894년 마르코니는 헤르츠가 진행한 실험에 흥미를 가졌으며, 실험을 거듭한 결과 발진기의 한쪽 끝에 수직인 구리선을 대지에 접 지하면 능률적으로 전자기파가 복사된다는 것을 발견하였다 [1]. 이를 통해 마 르코니는 무선통신에 이용하기 위하여 수직안테나를 고안하였다. 당시에는 이 미 유선에 이용한 전신이 실용단계에 있었다. 1866년 대서양 횡단 해저전선이 완성되었지만 건설비가 과도했기 때문에 무선에 대한 기대가 높았으며 해상을 항해하는 선박들과의 통신으로는 유일한 수단이었다. 무선통신의 출발시점에서 는 해상선박의 이동무선의 필요성과 해저전신보다 우수한 경제성을 발전의 기 초로 하였다 [2]. 점차 장파를 이용한 장거리 통신에 관심이 고조되어 관심이 쏠리게 되었고, 장파일수록 좋다는 결론을 얻게 되었다. 1915년도에 실시된 프 랑스와 미국 사이의 장거리 무선전화도 장파를 이용한 것이며, 이와 같은 장파 를 이용한 장거리 무선통신은 1930년대까지 사용되었다 [3]. 무선통신 분야가 순조로운 발전과 성장을 보인 것은 1906년도에 3극진공관이 발명된 이후이다. 장파만 이용해서는 전파의 주파수폭도 좁을 뿐더러 송신 안테나도 거대해지기 때문에 설비비가 막대해 이용범위도 제한되었다. 진공관이 개발되어 안정된 고 주파발진은 가능해졌고, 중파영역 또한 개발되어 라디오방송의 시대가 열리게 되었다. 이후 이온층도 발견되었고 그 반사파를 이용하여 단파대에 의한 장거 리통신이 실용화 단계가 되었다. 그리고 FM 변조방식과 야기-안테나도 발명되 었고 진공관 회로의 발전과 함께 초단파대 또한 개발되어 제2차 세계대전 이전

- 4 -



에 텔레비전 방송시대가 열렸다.

전자파기술의 발전은 전파통신의 이용을 용이하게 하였고, 이용기술이 용이 해져 더욱 전파의 수요를 증대하였다. 이로 인해 고주파 기술의 발전도 촉진되 었다. 극초단파 이상 주파수로는 기존의 3 ~ 5극 진공관만으로 발진이 불가능 하다. 초고주파 발진관용으로 마그네트론이 발명되었고, 이후 클라이스트론·진 행파관 등의 증폭관 또는 발진관이 발명되어 제2차 세계대전 이후에는 마이크 로파의 이용시대가 열렸다. 대전 중에 레이더가 실용화되어서 방공에 있어 큰 위력을 발휘하기도 했다. 1948년도에 W.쇼클리 등이 트랜지스터를 개발한 후 급진적인 속도로 실용화가 진행되어 1970년대 특수한 것은 제외하고 대부분의 전자장치가 고체화되었다.

트랜지스터의 개발은 무선통신 송·수신기를 소형화나 휴대형화를 가능하게 하였고, 고속의 대용량 컴퓨터를 가능하게 하여서 무선통신 수요가 크게 확대 되었다. 이러한 경향성은 집적회로가 개발됨에 따라서 더욱더 가속되었다. 1957 년도에 처음으로 인공위성이 발사되고 이로 인해 무선통신은 우주공간까지 그 영역이 확대되었다. 또한 통신과 방송의 우주중계도 실현 가능하게 되었다. 그 예로 1969년도에는 아폴로 11호인 최초 유인로켓이 달에 착륙해 우주비행사가 달 표면에서 활동하는 모습을 텔레비전으로 중계하였다. 1960년도에는 최초로 레이저 발진에 성공하여 레이저를 이용한 통신가능성이 실현단계에 이르렀다. 1970년도에는 무인월면주행차가 지구로부터 방사된 레이저로 원격조종되었다. 무선통신에 이용되는 전파에는 장파(100kHz 이하), 중파(100 ~ 1,500kHz), 단 파(6 ~ 30MHz), 초단파(30 ~ 300MHz), 마이크로파(300MHz ~ 30GHz) 등이 있다 [4]. 장파는 국제적 표준주파수나 수중통신에 이용되고, 중파는 라디오방 송이나 근거리 선박통신에 이용된다. 단파는 국제통신과 원거리 선박통신에 이 용되며, 초단파는 텔레비전 방송과 대항공기 통신에 이용된다. 또한 마이크로파 는 전화 또는 텔레비전의 전송로에 이용되고 있다. 이 밖에도 국제간 통신로는 통신위성을 통해 마이크로 통신망을 형성하고 있다.

- 5 -





일반적으로 전파는 빛이나 소리에 비하여 멀리까지 전송 할 수 있고, 또한 안정된 지속진동이 유지되기 때문에 변조 등의 기술처리가 간단하여 비교적 원 거리 또는 바다를 사이에 둔 통신에 적합하다. 또한 항공기, 선박, 자동차 등의 이동체에 사용되는 유일한 통신방법이라고 볼 수 있다. 비교적 낮은 주파수의 전파는 모든 방향으로 전파되는 성질이 있으므로 불특정 다수의 수신자를 대상 으로 하는 통신에 적합하다 [5]. 무선통신은 무선전신, 무선전화, 데이터통신, 레이더, 방송, 팩시밀리, 텔레미터링(원격측정장치) 등이 있다. 전파는 상한주파 수가 3,000GHz로 규정되어 있으며 그 파장은 0.1mm 정도이다. 빛의 파장 중 가시광선의 파장에서 가장 긴 것은 0.0006mm 정도이며, 이것은 전파에 비해 훨씬 짧다. 따라서 근래 실용화가 진행되기 시작한 레이저 광선을 이용한 통신 은 빛을 전자기파로 포착하고 있지만 현시점에서 무선통신의 범위에 포함되지 않는다.

- 6 -



2. 무선통신의 송수신장치

송신장치는 보통 전기신호 발생부, 고주파신호 발생부, 고주파신호 증폭부 신 호증폭부, 변조부로 구성된다.

전기신호 발생부는 전송할 정보들을 전기신호로 변환하거나 전기신호를 발생 하는 부분이다. 예를 들어 모스부호가 발생하는 수동키와 같은 아주 간단한 것 부터 텔레비전 방송의 카메라와 같은 복잡한 것에 이르기까지 전달해야 할 정 보나 전달방식에 따라 매우 다양하다.

고조파신호 발생부는 송신기 내에 설치하며 정보신호를 운반하는 전파를 발 생시키기 위한 고주파 진동전류가 발생되는 발진기 부분이다. 전파에서 메가혜 르츠(MHz) 등의 주파수는 이것의 반송파 주파수를 의미한다. 고주파신호 발생 부에서는 단번에 원하는 주파수를 발진하는 것과 낮은 주파수로 발진하고 후에 필요한 주파수까지 올려주는 것이 있다. 고주파신호 발생 중에 만일 주파수가 변동하면 수신측에 혼란을 야기할 뿐만 아니라, 인접해 있는 주파수를 사용하 는 무선통신들에 혼신 등의 방해를 줄 수 있기 때문에 발진주파수를 정밀하게 유지할 필요성이 있다. 따라서 전파관리법상 통신의 종류나 사용되는 주파수대 에 따라서 허용편차가 정해져 있다. 또한 반송파가 완전한 사인파가 아니라 변 형이 발생하면 주파수의 정수배인 주파수의 고조파를 포함하여 다른 무선통신 에 방해가 생기므로 이러한 점도 전파관리법상 규제대상이 되고 있다. 고주파 신호는 변조부에 가해지며 별도의 정보신호 전류에 의하여 변화가 된다. 이것 이 변조이며 진폭변조(AM), 주파수변조(FM), 위상변조(PM) 등으로 구분된다. 또한 고주파발진부, 변조부가 일체가 된 것이 많고 변조된 고주파신호는 고주 파증폭부에서 전력을 증폭하여 안테나에 가해진다.

신호 증폭부는 발생된 전기신호가 전달하기 쉽게 처리하며, 잡음신호를 제거 하는 등의 필요한 정형을 가하는 역할을 하며, 전파를 변조하는데 요구되는 크 기까지 증폭을 하는 전자회로이며, 송신기에서는 저주파부라고도 한다. 위와 같

- 7 -

은 전기신호 발생부와 신호증폭부는 송신기에 포함 된 것을 제외하고 무선통신 에 있어서 주변 설비로 본다.

송신기 출력은 급전선을 통해 안테나에 공급된다. 급전선에서는 손실이 작아 야하기 때문에 비교적 낮은 주파수에서는 평행 2선식을 사용하고, 초단파 이상 높은 주파수에서는 동축을 사용하고, 극초단파 이상의 것에서는 도파관을 사용 한다. 안테나는 주어진 고주파전력이 가장 유효하게 전파로서 복사되기 위한 것이고, 무선통신의 목적에 따라 지향성을 지닌 것을 사용한다 [6]. 방송의 경 우에는 불특정 다수 청취자를 수신 대상으로 하기 때문에 텔레비전 송신안테나 는 전파가 수평방향으로 집중해 방사되도록 설계되어 있고, 수평방향은 대체로 지향성이 없다. 하지만 특정지역이나 특정자에 대해 송신하고자 할 경우는 지 향성을 가지고 송신할 필요가 있다. 초단파 이상 전파가 전파되는 특성은 빛과 비슷하기 때문에 송신안테나는 높은 건물, 철탑 위, 산마루 등에 설치된다.

무선통신의 수신장치는 일반적으로 고주파 증폭부, 주파수 변환부, 중간주파 증폭부, 저주파 증폭부, 복조부, 국부발진기, 출력부로 구성된다. 수신된 고주 파전류는 고주파로 증폭되고 국부발진기의 출력과 혼합된 후 주파수 변환부에 서 중간주파수로 변환이 이루어진다. 중간주파수로 변환하는 이유는 수신기의 선택성이 높아져 혼신이 방지되는 이유도 있으며, 고주파신호의 전자회로처리 가 어렵기 때문이다. 중간주파로 변환한 신호전류는 또다시 증폭되고 복조되어 정보신호전류가 된 후 증폭되어 출력부에 가해진다. 출력부는 무선통신의 종류 에 따라 다르며 무선전화, 라디오에서는 스피커 또는 리시버가 된다. 텔레비전 에서는 브라운관이 되고, 그 밖에 다양한 주변장치 들이 있다. 송·수신 지점간 거리가 멀거나 지형적인 원인으로 인해 전파가 충분한 강도로 도달되지 않는 경우는 송·수신점의 중간 부분에 전파를 중계하는 무선국을 두는 방법이 있으 며, 이를 무선중계국 또는 중계국이라고 한다. 중계국은 전파를 수신한 후 증폭 하여 충분한 강도로 재복사하는 역할과 중간주파수로 변환 후 다시 주파수를 혼합하여 다른 주파수의 전파로 복사하는 역할을 한다. 대부분 텔레비전 방송

- 8 -





중계국은 후자의 방식을 사용한다. 이와 같은 중계국들을 여러 개 연결함으로 인해 비교적 전파거리가 짧은 극초단파대의 전파로 장거리 통신에 사용이 가능 하다 [7]. 성질상 산꼭대기에 설치하는 경우가 많기 때문에 무인국으로 하며, 무선국에서 원격조작을 이용해 운용되는 경우가 대부분이다. 또한 우주중계의 인공위성 또한 일종의 무선중계국이라고 볼 수 있다. 수신안테나는 가역성이 있기 때문에 능률적으로 송신이 가능한 안테나는 능률적으로 전파를 수신할 수 있는 안테나라고도 볼 수 있다 [8]. 그러나 송신측은 대체적으로 어떠한 특정 주파수 전파를 복사하면 만족하지만 수신 안테나의 경우 근접한 수개 주파수의 전파를 수신하는 경우가 있기 때문에 이 경우 광대역 안테나를 사용한다. 또한 송신 안테나에 흐르는 전류는 일반적으로 크지만 수신 안테나의 전류는 약하다 [9]. 안테나에 포착된 고주파전류는 급전선을 통하여 수신기에 도입된다. 그림 1은 무선통신 송·수신 장치의 기본 구성도를 나타내고 있다.



(a) 송신기

(b) 수신기

그림 1. 무선통신의 기본 구성

- 9 -





3. 무선통신의 주파수대

무선통신에 대해 어떤 주파수대를 어느 정도의 주파수폭으로 사용할 것인가 를 결정하는 것을 주파수할당이라 하고, 무선통신의 목적 및 성격 등과 주파수 에 따른 전파의 특성을 고려하여 정해진다. 라디오방송은 비교적 간단한 장치 로 안정된 송·수신이 가능한 중파대를 사용되고 있지만 중파대출력의 송신기술 발달로 인해 인접국 사이에 혼신문제가 발생하고 있다. 또한 음성기록 재생기 술이 발전되었고, 라디오방송의 스테레오화의 요청으로 라디오방송의 주력 주 파수는 초단파대인 FM방송으로 이행되고, 소수 중파대전력국과 다수의 초단파 FM국으로 재편성하려는 경향이다 [10]. 다양한 나라가 국경을 접하고 있는 유 럽은 초단파 FM국이 주력을 이룬다. 경찰용 순찰차, 무선택시, 라디오 FM카 등 이동무선통신은 주로 초단파대를 사용하고 있다 [11]. 초단파대 전파는 직진 성이 강하지만 극초단파나 그 이상의 주파수를 가진 전파에 비해서는 회절파가 강하게 있으므로 고층건물이나 그늘에서도 교신이 가능하며 도달거리도 수십 km이르므로 주파수할당이 지역단위로 이루어질 수 있는 장점이 있다. 텔레비 전 방송도 초단파대가 크게 점유하고 있고 이는 영상신호라고 하는 복잡한 정 보를 주파수폭을 약 4MHz로 하여 송출하기 위해 낮은 주파수 반송파는 사용 할 수 없는 것과 충분한 유효범위가 확보되기 위해서 극초단파대에 비해 초단 파대가 유리하다는 것 때문이다. 초단파대는 이와 같은 이동무선통신과 텔레비 전 방송용으로 점유되고 있지만 이동무선통신의 수요가 선박, 철도, 경찰 등의 공공용으로도 급증되고 라디오방송의 초단파대 FM국 이행문제가 얽혀 이들 모두를 수용하는 것이 곤란하게 되었다. 텔레비전 방송의 극초단파대 이행문제 가 전면적으로 검토되는 것은 이러한 이유 때문이다. 극초단파대는(UHF) 300 ~ 3,000MHz가 되면 전파는 더욱더 직진성을 나타내고 600~700MHz 정도까 지는 초단파대와 거의 비슷한 전파특성을 가지고 있으며 UHF 텔레비전으로서 사용되고 있다 [12]. 700MHz 이상의 주파수가 되면 회절파는 약해지며 직진성

- 10 -





이 두드러져서 마이크로파나 밀리파에서는 빛의 전파특성에 거의 가까워진다. 파장 또한 수십 cm 이하로 짧아지므로 안테나에 강한 지향성을 갖게 해줄 수 있어서 전파를 목적으로 하는 지점에 집중적으로 복사를 할 수 있게 된다. 이 러한 이유 때문에 주로 가시구역 내에 있는 고정점 사이의 통신에서 사용한다 [13]. 공중통신용의 마이크로회선은 전화나 텔레비전 등의 중계에 사용하며 마 이크로파를 이용해 50 ~ 60km 간격으로 산마루에 설치되어 있는 중계국을 연 결해나가는 것이다. 마이크로파 이상일 경우는 전파의 회절이 거의 없기 때문 에 같은 지역에 같은 주파수를 사용하더라도 전파의 방향이 다르면 혼신이 일 어나지 않는다. 그림 2는 무선통신의 주파수 대역별 대를 나타내고 있다.



그림 2. 무선통신의 주파수 대역

- 11 -





B. 임피던스 매칭

RF(radio frequency) 어플리케이션의 실제적인 구현에 있어서는 언제나 많은 사람들을 괴롭히는 한 가지 난관이 있다 [14]. 상호 연결된 블록 간 임피던스를 매칭하는 작업이다. 즉 안테나를 LNA에 매칭하고, RF OUT를 안테나에 그리 고 LNA 출력을 믹서 입력으로 임피던스를 매칭(matching)한다. 이런 매칭 작 업은 주로 소스에서 부하로 신호나 에너지를 적절하게 전달하기 위해 필요하 다. 다단계의 경우 부하는 다시 다음 블록 소스가 되고 이런 관계는 또 다음 블록으로 이어지게 된다. RF 고주파수에서는 도선의 인덕턴스나 기판 레이어 간의 커패시턴스 또는 도선 저항 등 불확정적인 성분들이 매칭 네트워크 구성 에 있어 예상 불가능한 큰 인자들이 된다 [15]. 수 백 kHz 수준에서는 이론적 계산이나 시뮬레이션이 쓸모가 없는 경우가 많다. 또한 네트워크 튜닝에는 이 러한 작업과 동시에 RF 실험실 측정이 수행되야 최종적 결과값을 얻을 수 있 다. 계산된 값은 네트워크 구조 형식과 타겟 부품 값을 설정하기 위하여 필요 하다. 임피던스 매칭을 수행하는 컴퓨터 시뮬레이션 방식으로 시뮬레이터는 여 러 용도로 모두 쓰게 되어있고 임피던스 매칭의 전용이 아니므로 사용에 어려 움이 있다. 다양한 입력 데이터를 옳은 포맷으로 입력해야 하며 과도하게 쏟아 져 나오는 결과들 중 쓸모 있는 것만 골라낼 수 있는 전문적인 지식을 필요로 한다. 직접 계산하는 방법은 긴 수식을 다룰 수 있어야 하며 수식 자체의 복잡 성으로 인해 오랜 시간이 걸리게 된다 [16]. 시행착오를 줄이는 방법은 오랜 시 간 RF 부문에서 일하지 않고 흉내 낼 수 없으므로 많은 노하우가 필요하다 [17]. 스미스 차트(Smith Chart) 방식은 스미스 차트로 처리할 수 있는 일이 최 대 전력 전달을 위한 작업에 국한되는 것은 아니며 최상의 노이즈 피겨를 위한 최적화와 Q-인자의 영향 또는 안정성 분석 등도 효과적으로 수행이 가능하게 할 수 있다 [18].

- 12 -





1. 최대 전력 전달

최대 전력 전달은 소스에서 부하로 전력을 전달하는 것을 최대로 하기 위하 여 아래 식 (1)의 조건이 만족되어야 한다. 즉, 그림 3과 같은 회로에서 최대전 력 전달조건은 소스 임피던스와 부하 임피던스의 공액 복소수의 관계식으로 다 음 식 (1)과 같다.

$$R_S + jX_S = R_L - jX_L \tag{1}$$

최대전력 전달 조건에서는 소스에서 부하로 전달되는 에너지양이 최대이다. 전력 전달의 효율뿐만 아니라 부하로에서 소스로 에너지의 반사가 일어나지 않 게 하기 위해서 이러한 조건들이 필요하다 [19]. 특히 비디오 회선 어플리케이 션 또는 RF, 마이크로웨이브 네트워크에서 이런 조건들이 요구된다.



그림 3. 최대전력 전달

- 13 -





2. 임피던스 스미스 차트

스미스 차트는 큰 원안에 여러 개의 작은 원들이 겹쳐져 있는 모습이다. 1930년대에 Bell Lab에 속한 Phillip Smith에 의해서 고안된 것이다. 올바르게 사용할 경우 수식 계산이 필요 없이 복잡한 구조의 임피던스 매칭이 가능하다. 스미스 차트는 복소수 형태의 반사 계수인 Γ기호를 사용하고 극좌표 그래프 상에 나타낸다 [20]. 스미스차트 구성법을 이해하려면 먼저 임피던스 매칭이 이 루어져야 하는 부하측 부터 시작한다 [21]. 이때 부하의 임피던스를 직접적으로 고려하지 않고 반사계수 Γ_L을 표현하는 접근방법을 사용한다. 이와같은 방법은 어드미턴스와 이득 및 트랜스컨덕턴스 등의 부하 특성을 나타내는 다른 방법이 다. Γ_L은 RF 주파수를 다룰 때 더욱 유용하게 사용된다. Γ_L은 반사 계수가 반 사되는 전압 파형과 입사 전압파형의 비로 정의되며 부하로부터 반사된 신호의 양이 소스 임피던스와 부하 임피던스의 차에 의존해 달라지는 것으로 그림 4와 식 (2)에 나타내었다 [22].

$$\Gamma_L = \frac{Vrefl}{Vinc} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma_r + j \bullet \Gamma_I$$
(2)



그림 4. 부하로부터 반사된 신호의 양

- 14 -





임피던스가 복소수 양과 같으므로 반사 계수 역시 복소수가 된다. 미지 파라 미터 수를 줄이기 위해서 어플리케이션마다 공통으로 등장하는 요소의 값을 고 정시키는 방법이 유용하다. 특성임피던스 Z₀는 상수 값이며 주로 공업 표준수 치(50W, 75W, 100W, 600W 등)를 가지고 있으므로 정규화 된 부하 임피던스 ZL의 값을 얻는 것이 가능하다. 이러한 단순화를 거치게 되면 임피던스와 반사 계수는 식 (3)과 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$z = Z_L / Z_0 = (R + jX) / Z_0 = r + jx$$
(3)

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j \bullet \Gamma_i = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(Z_L - Z_0)/Z_0}{(Z_L + Z_0)/Z_0} = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1}$$
(4)

식 (4)에서 부하 임피던스와 반사 계수 간 직접적인 관계를 알 수 있다. 하지 만 반사와 관련된 복잡한 성질들은 실제적으로 큰 도움이 되지 않는다. 스미스 차트는 일종의 그래픽 형태로 나타낸 것이므로 차트를 작성하기 위해서는 표준 적인 기하 도형인 원 또는 이탈 기준선을 추출하기 위해 다시 나타내면 식 (5) 와 같다.

$$r + jx = \frac{(1 + \Gamma_r + j\Gamma_i)(1 - \Gamma_r + j\Gamma_i)}{(1 - \Gamma_r - j\Gamma_i)(1 - \Gamma_r + j\Gamma_i)} = \frac{1 + \Gamma_r^2 - \Gamma_r^2 + j2\Gamma_i}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2}$$
(5)

식 (5)의 실수 부분과 허수 부분을 같다고 하면 독립된 새로운 관계식인 식 (6), 식 (7)로 나타난다 [23].

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2}$$
(6)

- 15 -





$$x = \frac{2\Gamma_i}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \tag{7}$$

식 (6)을 전개하여 형식 (x-a)²+(y+b)²=R₂의 파라미터로 표현하면 식 (8)과 같다.

$$(\Gamma_r - \frac{r}{r+1})^2 + \Gamma_i^2 = (\frac{1}{1+r})^2 \tag{8}$$

식 (8)은 복소평면 (G_r, G_i)에서의 중심좌표 (r/r+1, 0), 반경 1/(1+r)인 원의 파라미터 관계를 나타낸다 [24]. 하나의 원 위 점들은 같은 실수부 임피던스 값 을 갖는 부하에 의하여 특성화 되는 모든 임피던스를 나타낸다 [25]. 한 예로 R=1인 원은 중심 좌표가 (0.5, 0)이고 반경은 0.5로 여기에 점 (0,0)이 포함되는 데 이 점은 반사가 0인 지점에 부하가 특성 임피던스로 매칭 된 순간을 나타낸 다. 부하가 단락 회로와 같은 특성을 보이는 경우 중심 좌표가 (0, 0)이고 반경 이 1인 원이 만들어진다. 개방 회로의 경우 원의 크기가 하나의 점으로 줄어들 게 된다. 중심 좌표는 (1, 0)이고 반경은 0으로 최대 반사 계수인 1을 나타내며, 이는 입사된 모든 파형이 반사됨을 의미한다 [26]. 몇 가지 특수한 경우를 살펴 보면, 모든 점은 좌표 (1, 0)에서 교점을 가지며 r=0이고 저항 성분 없는 0W원 이 가장 크고 저항이 무한대인 경우 원은 좌표 (1, 0)상 하나의 점이 된다 [27]. 음수 값을 갖는 저항은 없다. 저항을 바꾸는 것은 새로운 Γ 값에 맞추어 이전 과 다른 원을 선택하는 것으로 식 (9)와 같다 [28].

$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - \frac{1}{x})^2 = \frac{1}{x^2}$$
(9)

- 16 -





식 (9)는 복소평면 (G_r, G_i)에서의 중심좌표 (1, 1/x), 반경 1/x인 원의 파라미 터 관계식으로 하나의 원 위 점들은 같은 허수부 임피던스 값 x를 갖는 부하에 의해 특성화되는 모든 임피던스를 나타낸다 [29]. 한 예로 x=1인 원은 중심 좌 표가 (1, 1)이고 반경이 1이다. 모든 원은 점 (1,0)을 포함하고 있다. 실수부 쪽 에서와는 달리 x는 양수도 될 수 있고 음수도 될 수 있다 [30]. 이로 인해 복소 평면의 수평 축 아래쪽에도 축 위와 동일한 모양의 원들이 그려지게 된다 [31]. 모든 원의 중심은 수평축 상 점 1을 지나는 수직선상에 위치한다. 몇 가지 특 수한 경우를 살펴보면 리액턴스가 0인 원(순 저항 부하)은 복소평면 수평 축을 나타낸다. 리액턴스가 무한대인 원은 점 (1, 0) 하나로 줄어든다. 리액턴스가 상 수인 모든 원들은 점 (1, 0)에서 겹쳐진다 [32].

인덕터 양수 리액턴스를 갖는 경우에는 차트의 위쪽 반면에 원이 그려지고, 커패시턴스 음수 리액턴스를 갖는 경우에는 차트의 아래쪽 반면에 원이 그려지 게 된다 [33]. 리액턴스를 바꾸는 것은 새로운 x값에 따라서 이전과는 다른 원 을 선택하는 것이다. 스미스 차트를 완성하기 위하여 위 두 가지 원 그림을 서 로 겹치면 두 집단의 모든 원들이 상대 집단의 모든 원들과 서로 교차하는 것 을 알 수 있다. 이에 따라 r + ix로 표현되는 임피던스를 아는 경우는 그림을 통해 즉석에서 해당되는 반사 계수를 구하는 것이 가능하여 r 값에 해당하는 원과 x값에 해당하는 원의 교점을 찾기만 하면 되는 것이다 [34]. 이와 반대의 경우에 반사 계수를 알고 있으면 이 점에서 교차하는 두 원을 찾아 각각에 해 당하는 r 값과 x 값을 읽으면 된다 [35]. 그림 5와 같은 스미스 차트를 이용하 면 스미스 차트 상의 점을 기준으로 어떤 임피던스도 찾아낼 수 있다. 주어진 임피던스를 바탕으로, 특성 임피던스를 아는 경우 반사 계수 Γ를 찾을 수 있 다. Γ를 아는 경우 임피던스를 찾을 수 있다. 임피던스를 어드미턴스로, 또 그 반대로 변환할 수 있다. 그림 5, 그림 6은 스미스차트 방법으로 기본적으로 도 표에 의한 것이므로, 그 해의 정확도는 상당 부분 그래프의 정확도에 따라 달 라진다 [36].

- 17 -







그림 5. 스미스 차트의 도해법



그림 6. 스미스 차트

- 18 -



C. 안테나

1. 다이폴 안테나

그림 7과 같은 안테나 송·수신시스템에 가장 많이 사용되는 안테나는 반파장 다이폴 안테나(half-wave dipole antenna)로 전류의 진폭이 안테나의 중앙에서 최대를 나타내며 정현파의 반 파장 범위에서 변하는 선형전류분포를 갖는다 [37]. 해석의 간략화를 위해 무한히 얇고 완전도체로 반 파장 길이의 도선에 흐 르는 전류를 필라멘트형 전류로 가정하고 지름이 길이에 비해 아주 작은 도선 반파장 다이폴의 좋은 근사화 하면 반파장 다이폴의 이점은 공전시켜 입력 리 액턴스를 0으로 할 수 있어 임피던스 정합을 위한 동조를 하지 않아도 된다 [38]. 반파장 다이폴의 전류분포는 z축을 따라 반파장 정현파 전류로 분포하게 되며, 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f(z) = I_m \sin\left[\beta\left(\frac{\lambda}{4} - |z|\right), \quad |z| \le \frac{\lambda}{4}$$
(10)



그림 7. 안테나 송·수신 시스템

- 19 -





여기서 β=2π/λ이다. 전류는 다이폴 안테나 양단(z=±λ/4)에서 0으로 되며 그 최대값Im은 중앙(z=0)에서 발생하며 방사패턴을 계산할 수 있다 [39]. 반파 장 다이폴 안테나는 z방향의 선전원이므로, 전장은 식 (11)과 같다.

$$E_{\theta} = j\omega\mu \sin\theta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int I(z')e^{j\beta z'} \cos\theta dz'$$
(11)

식 (11)의 적분에 식 (10)을 대입하면 식 (12)와 같다.

$$f_{un} = \int I(z') e^{j\beta z'} \cos\theta \, dz' = \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I_m \sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta |z'|\right) e^{j\beta z'} \cos\theta \, dz'$$

$$= I_m \int_{-\lambda/4}^{0} \sin\left(\frac{\pi}{2} + \beta z'\right) e^{j\beta z'} \cos\theta \, dz'$$

$$+ I_m \int_{0}^{\lambda/4} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta z'\right) e^{j\beta z'} \cos\theta \, dz'$$
(12)

여기서 f_{un} 은 비정규화 패턴성분으로 위의 적분식을 사용하면 식 (13)과 같다.

$$\int \sin(a+bx)e^{cx}dx = \frac{e^{cx}}{b^2+c^2} [c \, \sin(a+bx) - b \, \cos(a+bx)] \tag{13}$$

식 (13)에서 f_{un} 을 구하면 식 (14)와 같다.

$$f_{un} = I_m \frac{e^{j\beta z'} \cos\theta}{\beta^2 - \beta^2} \left[j\beta \cos\theta \sin\left(\frac{\pi}{2} + \beta z'\right) - \beta \cos\left(\frac{\pi}{2} + \beta z'\right) \right]_{-\lambda/4}^0$$

$$+ I_m \frac{e^{j\beta z'} \cos\theta}{\beta^2 - \beta^2 \cos^2\theta} \left[j\beta \cos\theta \sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta z'\right) + \beta \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta z'\right) \right]_0^{\lambda/4}$$

$$= \frac{I_m}{\beta^2 \sin^2\theta} \left[j\beta \cos\theta - e^{-j(\pi/2)} \cos\theta (-\beta) + e^{j(\pi/2)} \cos\theta (\beta) - j\beta \cos\theta \right]$$

$$= \frac{I_m}{\beta \sin^2\theta} 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)$$

$$(14)$$

- 20 -





식 (14)를 식 (11)에 대입하면 식 (15)와 같다.

$$E_0 = j\omega\mu \frac{2I_m}{\beta} \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin\theta \frac{\cos\left[(\pi/2)\cos\theta\right]}{\sin^2\theta}$$
(15)

식 (15)에서 소자성분 g(θ)= sinθ라고 놓고 정규화 패턴성분 f(θ)를 식 (16) 이라 하면 식 (16)과 같다 [40].

$$f(\theta) = \frac{\cos\left[(\pi/2) \cos\theta\right]}{\sin^2\theta} \tag{16}$$

g(θ)와 f(θ) 모두 θ = π/2에서 최대이며 1의 값을 갖는다. 따라서 완전한 정규 화된 원거리장 패턴은 식 (17)과 같다.

$$F(\theta) = g(\theta)f(\theta) = \frac{\cos\left[(\pi/2) \cos\theta\right]}{\sin\theta}$$
(17)

a. 다이폴 안테나

단형 다이폴(short dipole), 반파장 다이폴(half-wave dipole)과 달리 임의의 길이의 다이폴 안테나에 대해서는 매우 많은 연구를 집중적으로 해 왔다. 다이 폴에서의 전류분포는 정현파 형태로 가정하면 전류는 다이폴의 양끝에서 0이고 개방회로 평행도선 전송선로에서 보이는 전류분포는 근본적으로 바뀌지 않는다 고 가정하여 전송선로의 끝을 양쪽으로 구부려 도선 안테나를 형성한다면 도체 의 지름이 0.01λ나 더 작은 정도인 얇은 안테나에서는 훌륭한 근사로 볼 수 있 다 [41]. 직도선형 다이폴은 z축을 따라 위치하고 있어 평형 2선 전송선로에 의 해 중앙으로 급전된다. 즉, 각 도선의 전류는 크기가 같고 방향이 반대이다. 안 테나를 따라 분포하는 전류는 정현파 형태로 가정하면 식 (18)과 같다 [42].

- 21 -





다이폴이 자유공간에 위치하므로 위상 상수는 자유공간에서의 β이며. 안테나 의 전류분포를 시각화하는 것은 유용한데, *L*<λ/2인 다이폴에서의 전류분포 를 나타낸다.

$$I(z) = I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2} - |z|\right)\right], \quad |z| < \frac{L}{2}$$
(18)

실선은 실제 전류분포를 나타내는 것이며, 점선은 사인파 함수의 연장 부분 을 나타내는 것이다 [42]. 주의할 점은 점선 부분 전류분포는 전송선로에 나타 나지 않는 것이다. 이 경우 식 (18)의 Im은 안테나에서 얻어지는 최대전류가 될 수 없다. 안테나에서의 최대전류는 z=0인 입력단에 나타나며 그 값은 I_m sin(βL/2)이 된다. 안테나 상하의 절반부 전류는 어떤 시점에서도 같은 방향 을 나타내며 그 결과 각 절반부에서 방사 영향은 서로 보강하는 형태로 된다. 하지만 전송선로에서는 반대 방향으로 전류가 흐르게 되고 일반적으로 가까운 간격의 도체에 대하여 방사 영향이 제거가 된다. 안테나에 나타난 사인파 곡선 은 도선에서 전류세기를 나타내고 z점에서의 곡선값은 동일한 z점에서의 도선 전류값과 같다 [43]. 또한 화살표 역시 전류의 방향을 나타낸다. 이런 곡선을 그리기 위해서는 전류 0인 도선의 한쪽 끝 z축에서 시작하여 급전부를 향해 움 직이면서 정현파 곡선을 그리면 된다. 또 다른 절반에서 전류분포는 급전부에 대하여 대칭이 되도록 그리면 된다. 만약 다이폴이 한파장보다 더 길어지게 되 면 안테나의 전류분포는 모두 동일한 방향이 될 수 없다. 반파장 영역에 걸친 전류는 동일한 위상을 보이지만 인접 반 파장 영역과는 반대 위상이다. 이 때 방사패턴에서 다소 큰 상쇄 효과가 나타날 것이다. 입력전송선로에는 각 주파 $\phi \omega = 2\pi c/\lambda$ 의 정현파 발생기가 연결되어 있다고 가정하면 어떤 시점에서의 전류 정재파형은 식 (18)에 coswt를 곱해서 얻을 수 있으며, 다이폴의 방사패턴 을 구하기 위해서는 먼저 식 (19)의 방사적분을 계산한다 [44].

- 22 -





$$f_{un} = \int_{-L/2}^{L/2} I(z') e^{j\beta z'} \cos\theta dz'$$
(19)

식 (18)을 식 (19)에 대입하면 식 (20)과 같다.

$$f_{un} = \int_{-L/2}^{0} I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2} + z'\right)\right] e^{j\beta z' \cos\theta} dz'$$

$$+ \int_{0}^{L/2} I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2} - z'\right)\right] e^{j\beta z' \cos\theta} dz'$$
(20)

식 (20)을 적분 계산하면 비정규화된 패턴은 식 (21)과 같다.

$$f_{un} = \frac{2I_m}{\beta} \frac{\cos\left[(\beta L/2)\cos\theta\right] - \cos(\beta L/2)}{\sin^2\theta}$$
(21)

따라서 완벽한 원거리 전계는 식 (22)와 같다.

$$E_{\theta} = j\omega\mu \sin\theta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{2I_m}{\beta} \frac{\cos\left[\left(\beta L/2\right) \cos\theta\right] - \cos\left(\beta L/2\right)}{\sin^2\theta}$$
(22)

 $\omega\mu/\beta=\eta$ 이므로 식 (22)는 식 (23)과 같이 간략히 나타낼 수 있다.

$$E_{\theta} = j\eta \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} I_m \frac{\cos\left[\left(\beta L/2\right) \ \cos\theta\right] - \ \cos\left(\beta L/2\right)}{\sin\theta}$$
(23)

이 함수의 θ에 따른 변화는 원거리장 패턴(far-field pattern)을 결정하게 되 며 *L*=λ/2에 대해 반파장 다이폴의 정규화된 패턴은 식 (24)와 같다 [45].

$$F(\theta) = \frac{\cos\left[\left(\pi/2\right) \cos\theta\right]}{\sin\theta} \qquad (L = \lambda/2) \tag{24}$$

- 23 -



길이 L=λ인 중앙급전 다이폴에 대한 식 (23)에서의 정규화 된 패턴은 식 (25)와 같다.

$$F(\theta) = \frac{\cos(\pi \ \cos\theta) + 1}{2 \ \sin\theta} \qquad (L = \lambda)$$
(25)

한파장 다이폴(full-wave dipole)의 반전력 빔폭은 47°이고, 이것의 방사패턴 도 만약 *L*=3/2λ이면 패턴함수는 식 (26)과 같다 [46].

$$F(\theta) = 0.7148 \frac{\cos\left(\frac{3}{2}\pi \ \cos\theta\right)}{\sin\theta} \qquad \left(L = \frac{3}{2}\lambda\right) \tag{26}$$

여기서, 계수 0.7148은 정규화 상수이며 한 파장보다 더 긴 다이폴인 3/2파장 다이폴의 방사패턴은 안테나의 반대 방향 전류에 의한 상쇄효과로 다중엽 구조 (multiple lobe)를 가지게 된다. *L*/λ가 매우 작아짐에 따라 식 (23)의 다이폴 패 턴 변화는 sinθ에 접근한다. 그러므로 z축을 따라 놓여 있는 단형다이폴의 방 사패턴은 sinθ가 됨을 알 수 있다 [47]. 단형다이폴의 방사패턴은 90°의 반전력 빔폭을 가진다. 방사저항을 얻기 위해서는 먼저 방사전력을 알아야 하며 식 (27)과 같이 나타낸다 [48].

$$P = \frac{1}{2\eta} \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\pi} \eta^{2} \frac{I_{m}^{2}}{(2\pi r)^{2}} \left\{ \frac{\cos\left[(\beta L/2) \cos\theta\right] - \cos(\beta L/2)}{\sin\theta} \right\}^{2} r^{2} \sin\theta \ d\theta \ d\phi \ (27)$$
$$= \frac{\eta}{8\pi^{2}} I_{m}^{2} \int_{0}^{2\pi} d\phi 2 \int_{0}^{\pi/2} \frac{\left\{\cos\left[(\beta L/2)\tau\right] - \cos(\beta L/2)\right\}^{2}}{\sin\theta} d\theta$$

- 24 -




적분변수를 $\tau = \cos\theta$ 로 치환하면 $d\tau = -\sin\theta d\theta$ 가 되고, 식 (27)은 식 (28)과 같 이 나타낸다.

$$P = \frac{\eta}{2\pi} I_m^2 \int_1^0 \frac{\{\cos\left[(\beta L/2)\tau\right] - \cos(\beta L/2)\}^2}{1 - \tau^2} (-d\tau)$$
(28)
$$= \frac{\eta}{4\pi} I_m^2 \int_0^1 (\frac{\{\cos\left[(\beta L/2)\tau\right] - \cos(\beta L/2)\}^2}{1 + \tau} + \frac{\{\cos\left[(\beta L/2)\tau\right] - \cos(\beta L/2)\}^2}{1 - \tau}) d\tau$$

여기서 마지막 표현식은 식 (29)와 같이 등가화 한다.

$$\frac{1}{1-u^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+u} + \frac{1}{1-u} \right)$$
(29)

식 (28)은 사인과 코사인 적분함수로 계산되기도 한다. 반파장 다이폴의 특별 한 경우에 대한 더욱 간단한 표현식이 단일 코사인 적분함수로 얻어질 수 있는 데, βL/2=π/2일 때 식 (28)은 식 (30)과 같이 나타낸다 [49].

$$P = \frac{\eta}{4\pi} I_m^2 \int_0^1 \left[\frac{\cos^2(\pi\tau/2)}{1+\tau} + \frac{\cos^2(\pi\tau/2)}{1-\tau} \right] d\tau$$
(30)

다시 변수들을 v=1-τ와 w=1+τ로 바꾸고, 식 (30)에 대입하면 식 (31)과 같다.

$$P = \frac{\eta}{4\pi} I_m^2 \left[\int_1^0 \frac{-\sin^2(\pi v/2)}{v} dv + \int_1^2 \frac{\sin^2(\pi w/2)}{w} dw \right]$$

$$= \frac{\eta}{4\pi} I_m^2 \int_0^2 \frac{\sin^2(\pi v/2)}{v} dv = \frac{\eta}{4\pi} I_m^2 \int_0^2 \frac{1 - \cos \pi v}{2v} dv$$
(31)

- 25 -





적분변수를 t = πv로 다시 치환하면 방사전력은 식 (32)와 같다.

$$P = \frac{\eta}{8\pi} I_m^2 \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos t}{t} dt = \frac{\eta}{8\pi} I_m^2 Cin(2\pi) = \frac{\eta}{8\pi} I_m^2 (2.44)$$
(32)

여기서 Cin(x)는 코사인 적분함수에 관련되어 있고, 이 경우 Cin(2π)=2.44 이다 [50]. 식 (32)에 Cin(2π)=2.44, η=120π를 사용하면 반파장 다이폴에 관한 방사저항은 식 (33)과 같다.

$$R_{r} = \frac{2P}{I_{m}^{2}} = \frac{2(15I_{m}^{2}2.44)}{I_{m}^{2}} = 73\Omega \qquad \left(L = \frac{\lambda}{2}\right)$$
(33)

무한히 얇은 다이폴 안테나 역시 리액티브 임피던스 성분을 가진다. 반파장 다이폴에 대한 리액턴스는 유도성이며 완전한 입력 임피던스는 식 (34)와 같다.

$$Z_A = 73 + j42.5\,\Omega \qquad \left(L = \frac{\lambda}{2}\right) \tag{34}$$

식 (34)의 값은 무한히 얇은 다이폴에 대하여 유도기전력법(the induced emf method)으로 알려진 고전적인 방식을 통해 구할 수도 있다. 입력저항은 방사저 항과 관련될 수 있는데, 방사저항을 정의하는 데는 다른 전류 참고사항을 사용 한 여러 방식들이 있다. 일반적으로 방사저항은 전류분포 최대점 I_m 을 사용해 정의하며 실제 최대점이 안테나에서 발생하는지 안 하는지는 상관이 없고 입력 저항은 기호 R을 사용한다 [51]. 방사저항과 방사입력저항을 이용해 방사전력 을 표시하면 식 (35)와 같이 나타낸다.

$$P = \frac{1}{2} I_m^2 R = \frac{1}{2} I_A^2 R_{ri}$$
(35)

- 26 -





표 1. 다이폴의 입력저항

길이 <i>L</i>	입력저항 (<i>R_{ri}</i>), Ω
$0 < L < \frac{\lambda}{4}$	$20\pi^2 \left(rac{L}{\lambda} ight)^2$
$\frac{\lambda}{4} < L < \frac{\lambda}{2}$	$24.7 \left(\pi rac{L}{\lambda} ight)^{2.4}$
$\frac{\lambda}{2} < L < 0.637\lambda$	$11.14 \left(\pi \frac{L}{\lambda}\right)^{4.17}$

길이가 반 파장의 홀수 배인 다이폴에서는 $I_m = I_A$ 이고 $R = R_{ri}$ 가 된다. 식 (18)에서 z=0으로 하면 중앙급전 다이폴에 대해 전류식은 식 (36)과 같다.

$$I_A = I_m \, \sin\frac{\beta L}{2} \tag{36}$$

식 (36)을 식 (35)에 대입하면 식 (37)과 같다.

$$R_{ri} = \frac{I_m^2}{I_A^2} R = \frac{R}{\sin^2(\beta L/2)}$$
(37)

*R_{ri}*은 방사에 의한 입력저항 성분이고, 저항성 손실을 무시한다면 전체 입력 저항 *R_A*와 같아진다. 대부분의 경우 특별히 언급하지 않으면 저항으로 생기는 손실은 무시한다. *L*=λ, 2λ, 3λ, …, β*L*/2 = π, 2π, 3π, …인 다이폴 길이에 대 해 식 (37)로부터 *R_{ri}*는 무한대 값을 가진다 [52]. 예를 들어 한파장 다이폴은 급전 지점의 전류가 0이 되며 무한대의 입력 임피던스를 가진다. 이것은 완벽 한 사인파형 전류분포라 가정하였을 때 성립된다. 유한한 두께를 가지는 다이 폴은 거의 파장의 정수배가 되는 길이에 대해 크지만 유한한 값의 입력 임피던 스를 가진다 [53]. 이러한 현상은 식 (18)의 전류분포에 대한 편차로 발생하는

- 27 -

Collection @ chosun



데, 실제 다이폴에서는 항상 유한한 입력 전류가 존재하기 때문이다. 길이가 다 른 다이폴에 대해서는 정현파형 전류분포가 얇은 도선 다이폴 안테나에 대한 좋은 근사화가 된다. 반파장 다이폴 길이를 약간 줄임으로 인해 X_A=0으로 안테 나가 공진하도록 만들 수 있다 [54]. 이때 무한히 얇은 반파장 다이폴 입력 임 피던스가 약 70+*j*0Ω이다. 도선의 두께가 증가함에 따라서 다이폴은 공진을 이루기 위하여 점점 짧아져야 한다. 공진을 위한 대략적인 길이가 표 2에 주어 졌다. 도선 반지름이 0.0005 λ 인 다이폴에서 반파장 다이폴의 경우 길이 대 지름 비, *L*/2*a*는 5000이 된다. 표 2에서 공진을 위해서는 L이 0.48 λ 로 약 4% 짧아 져야 함을 알 수 있다 [55]. 실제로도 도선 안테나는 필요한 길이보다는 약간 길게 만든다. 그 후 송신기가 안테나에 연결되며 정재파비 또는 반사전력을 급 전전송선로 상에서 모니터하면서 안테나의 끝단을 낮은 정재파비를 얻을 때까 지 계속 잘라 내며 다듬는다. 이 때 길이가 공진을 얻기 위해 감소함에 따라 입력저항도 같이 감소한다 [56]. 예를 들어 *L*/2*a*=50이고 *L*=0.475 λ 인 얇은 다 이폴에 대해 표 1의 두 번째 공식을 적용하면 *R_A*=64.5Ω이 된다. 물론 리액턴 스는 0이 된다.

표 2. 반파장 공진형 다이폴 안테나 사양

길이대	필요한 %	공진	다이폴 두께
지름비	단축	길이	구분
5000	2	0.49λ	Very Thin
50	5	0.475λ	Thin
10	9	0.455λ	Thick

- 28 -



b. 폴디드 다이폴 안테나

폴디드 다이폴 안테나(folded dipole antenna)는 매우 실용적인 안테나로 두 개의 평행 다이폴 양끝을 서로 연결해 좁은 도선 루프를 형성한 것이다 [57]. 이 때 d 크기는 길이 L과 파장에 비해 훨씬 적다. 급전점은 안쪽의 중앙에 위 치하게 된다. 폴디드 다이폴은 기본적으로 전류가 동일하지 않은 불평형 전송 선로다. 이 다이폴의 동작은 전류가 2가지 모드로 이루어져 있다고 분석되는데 하나는 전송선로 모드이며 다른 하나는 안테나 모드다 [58]. 이들 모드에 대한 전류가 있다. 전송선로 모드에서의 전류는 d가 작으므로 원거리장에서 서로 상 쇄간섭을 일으키는 전자장(field)을 만들어 낸다. 이 모드에서의 입력 임피던스 Z_i 는 다음과 같이 단락회로 부하를 가진 전송선로에 대한 식 (38)로 나타낸다.

$$Z_t = jZ_o \, \tan\beta \frac{L}{2} \tag{38}$$

이 때 Z₀는 전송선로의 특성 임피던스이다. 안테나 모드에서 각 수직부분 전 류로 만들어지는 전자장은 서로 비슷한 방향을 가지므로 원거리장에서 보강간 섭이 일어나게 된다 [59]. 이 상태에서 전하들은 일반적인 다이폴처럼 다이폴의 양끝단에서 반사되고 입력단으로 되돌아오는 게 아닌 양끝에서 코너를 따라 진 행하게 된다. 이것은 공진 길이에 대한 입력전류의 2배를 만들게 된다. 결과적 으로 안테나모드는 공진 길이 다이폴 전류의 절반이 되는 입력전류를 가지면 되는 것이다. 전압 V가 폴디드 다이폴 입력단에 인가되었다고 가정하면 전체적 인 동작은 각 모드에 대한 등가회로들의 중첩으로 인해 결정된다 [60]. 각 모드 에 대한 값들이 중첩되고 전압들이 더해지게 되면 왼쪽에서의 전압은 V가 되 고 오른쪽에서의 전압은 0이 된다. 그러므로 전송선로 모드 전류는 식 (39)와 같다.

- 29 -





$$I_t = \frac{V}{2Z_t} \tag{39}$$

안테나 모드에서는 전체 전류가 양쪽 전류의 합인 I_a 로 표시되고, 이 전류를 여가하기 위한 전압은 V/2이다. 그러므로 안테나 전류는 식 (40)과 같다 [61].

$$I_a = \frac{V}{2Z_d} \tag{40}$$

이 때 일차 근사에 대해 Z_d는 똑같은 도선 크기의 일반 다이폴 입력 임피던 스와 같다. 전체 전류는 I_t + (1/2)I_a이고 전체 전압은 V인데, 그 결과 폴디드 다 이폴의 입력 임피던스는 식 (41)과 같다.

$$Z_A = \frac{V}{I_t + \frac{1}{2}I_a} \tag{41}$$

식 (41)에 식 (40)을 대입하면 입력 임피던스는 식 (42)와 같다.

$$Z_A = \frac{4Z_t Z_d}{Z_t + 2Z_d} \tag{42}$$

예를 들어 많이 쓰이는 반파장 폴디드 다이폴을 고려해 보면 식 (38)에서 $L = \lambda/2$ 이면 $Z_t = jZ_o \tan [(2\pi/\lambda)(\lambda/4)] = jZ_o \tan(\pi/2) = \infty$ 이므로 식 (42)는 식 (43)과 같다 [62].

$$Z_A = 4Z_d \quad \left(L = \frac{\lambda}{2}\right) \tag{43}$$

그러므로 반파장 폴디드 다이폴은 반파장 다이폴에 비해 4배 증가된 임피던 스를 나타낸다. 반파장 다이폴이 공진에서 실수값의 입력 임피던스를 가지는 것과 같이 반파장 폴디드 다이폴 역시 같다 [63].

반파장 폴디드 다이폴의 전류는 특히나 시각화하기가 간단하다. 이에 대한 전류와 임피던스를 다시 유도해보면 도선부를 급전부를 대칭으로 잘라내고 도

- 30 -

Collection @ chosun



선을 전류교란 없이 펴고 양끝은 실제로는 연결되어 있으므로 전류는 0이 아니 다 [64]. 다른 방법은 전류를 다시 원상태로 되돌려 나타내는 것이고 폴디드나 일반 다이폴에서 동시에 얻어진다. 둘의 차이는 폴디드 다이폴의 경우 같은 크 기를 가진 2개의 아주 가깝게 위치한 전류들을 가진다는 것이며 일반 다이폴의 경우 그것들이 한 도선에 결합되어 있는 것이다. 이로부터 두 경우의 입력전류 를 구하는 식은 식 (44)와 같다.

$$L_f = \frac{1}{2} I_d \quad \left(L = \frac{\lambda}{2} \right) \tag{44}$$

그리고 각각의 입력전력은 식 (45)와 같다.

$$P_f = \frac{1}{2} Z_A I_f^2$$

$$P_d = \frac{1}{2} Z_d I_d^2$$
(45)

전체 전류가 반 파장일 때와 동일하므로 방사된 전력 역시 동일하다. 위 두 식을 같게 두고 식 (43)을 사용하면 식 (46)과 같이 되며 식 (44)의 결과를 재 확인 한다 [65].

$$Z_A = 4Z_d \qquad \left(L = \frac{\lambda}{2}\right) \tag{46}$$

공진시 반파장 폴디드 다이폴 입력 임피던스는 일반 다이폴 입력 임피던스의 4배가 된다. 공진시 반파장 다이폴이 약 70Ω의 입력저항을 가지므로 반파장 폴디드 다이폴은 식 (47)과 같은 입력 임피던스를 가진다.

$$Z_f = 4(70) = 280\,\Omega \tag{47}$$

- 31 -





입력 임피던스는 일반적으로 많이 사용되는 300Ω 평행 2선 전송선로에 매우 가깝다 [66]. 유한한 도선 두께를 지닌 폴디드 다이폴에 대한 입력 임피던스 궤 적이 폴디드 다이폴의 길이 함수로서 나타나 있으며, 실선은 전송선로 모델에 서 얻어진 것이다. 도선간의 간격 d=12.5a일 때의 특성 임피던스가 300Ω 전 송선로에 해당한다 [67]. 그러고 나서 폴디드 다이폴 입력 임피던스는 식 (38) 과 식 (43)으로 구해진다. 예를 들어 길이 $L=0.8\lambda$, 간격 d=12.5a, 반지름 $a=0.0005\lambda$ 를 고려할 때, 식 (38)과 그리고 식 (43)을 이용하면 식 (48)과 같다.

$$\begin{split} Z_t &= j300 \ \tan 0.8\pi \ = -j218\,\Omega \\ Z_d &= 950 + j950 \\ Z_A &= 28 - j461\,\Omega \quad (L=0.8\lambda) \end{split} \tag{48}$$

간단한 전송선로 모델과 수치해석법 간에는 매우 우수한 일치 결과를 보여 준다. 두가지 방법 모두 입력 임피던스 실수부가 첫 번째 공진 $(Lpprox 0.48\lambda)$ 에서 300Ω 보다 약간 작으며 두 번째 공진 $(L \approx 1.47\lambda)$ 에서 300Ω 보다 약간 크다. 이러 한 특성이 바로 고조파 관계에 있는 주파수들에서 폴디드 다이폴을 유용하게 만드는 특성이다 [68]. 그리고 $L \approx \lambda$, 2λ , …일 때 Z_A 가 매우 낮은 값을 갖는 다. 이것은 전송선로 모델로 쉽게 설명될 수 있는데, $tan(\beta L/2) \approx tan(\pi) = 0$ 이 되 고, Z_t=0이고 식 (43)에서 Z_A는 0이 된다. 폴디드 다이폴은 FM 방송 주파수 대역의 수신용 안테나에서 사용되며 약 반파장 (100MHz에서 1.5m) 길이가 되 는 300Ω 평행 2선 전송선로 일부를 잘라서 제작 가능하다 [69]. 양끝을 납땜으 로 서로 연결시키는데 전체 길이 L이 원하는 주파수(보통 100MHz)에서 대략 반파장보다 조금 짧게 된다. 그 후 하나로 된 도선의 중심부를 잘라내고 수신 기에 급전하는 평행 2선 전송선로에 연결한다. 폴디드 다이폴 안테나는 매우 일반적인 도선 안테나이다. 이것은 임피던스 성질과 제조의 용이성 그리고 구 조적인 견고성 때문이다. 같은 크기의 도선으로 만들어진 반파장 폴디드 다이 폴의 입력 임피던스는 300Ω 평행 2선 전송선로의 입력 임피던스와 거의 흡사 하다. 물론 도선의 반지름을 가지는 것뿐만 아니라 일반 다이폴보다 더 넓은

- 32 -

Collection @ chosun

 조선대학교

 CHOSUN UNIVERSITY

대역폭을 가진다. 이러한 이유 때문에 폴디드 다이폴은 야기-우다 안테나 같은 널리 쓰이는 안테나의 급전 안테나로써 자주 사용한다.

2. 광대역 안테나

대부분 응용에서 안테나는 넓은 범위의 주파수에 걸쳐서 효율적인 동작이 이 루어져야 한다. 대역폭의 범위가 넓은 안테나를 광대역 안테나(broadband antenna)라고 하며 광대역이라는 용어는 대역폭의 상대적인 척도르 나타내며 조건에 따라 변한다 [70]. 대역폭은 두 가지 방법 중에 한 방법으로 계산된다. f_U 와 f_L 을 만족할 만한 성능이 얻어지는 동작주파수 범위의 상한값과 하한값 이라고 하자. 중심주파수는 f_e 로 나타낸다. 그러면 중심주파수에 대한 대역폭 B_p 는 식 (49)와 같다.

$$B_p = \frac{f_U - f_L}{f_C} \times 100\% \tag{49}$$

대역폭은 또한 비율 Br로 정의되며 식 (50)과 같다.

$$B_r = \frac{f_U}{f_L} \tag{50}$$

협대역 안테나들의 대역폭은 보통 식 (49)를 사용해 백분율로 표현하는 반면 에, 광대역 안테나들은 식 (50)을 사용해 비율로 사용된다. 협대역 폭을 갖는 공진형 반파장 다이폴 안테나는 8~16%의 대역폭가진다. 반면, 진행파형 안테 나는 오히려 공진형 안테나인 정재파형 안테나보다 더 넓은 주파수 범위에서 동작한다 [71]. 예를 들어 안테나 임피던스와 패턴이 약 한 옥타브($f_U/f_L = 2$)나 그 이상에 대해 크게 변하지 않으면 광대역 안테나로 분류된다. 광대역 안테나 는 보통 물리적으로 급격한 크기 변화가 강조되지 않는 구조여야 하고 경계 표 면이 매끄러운 재료를 사용한다. 표면이 매끄러운 물리적 구조는 주파수에 따 라 부드럽게 변하는 패턴과 입력 임피던스를 만드는 경향성이 있다. 이러한 간

- 33 -



단한 개념은 광대역 안테나에서 매우 잘 알려져 있다.

공진구조형 도선 안테나는 급전점에서 부터 바깥쪽으로 도선의 끝까지 진행 하는 파는 정재파 형태의 전류분포를 형성하면서 반사되며 표현은 식 (51)과 같다.

$$I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2}-z\right)\right] = \frac{I_m}{2j}e^{j(\beta L/2)}\left(e^{-j\beta z}-e^{j\beta z}\right)$$
(51)

식 (51)에서 괄호 안의 첫 번째 항은 바깥쪽으로 진행하는 파를 나타내고, 두 번째 항은 반사된 파를 나타낸다. 음의 부호는 개방회로에서 전류 반사계수이 다. 만약 반사파가 안테나에 거의 존재하지 않는다면. 진행파형 안테나 (traveling-wave antenna)라 한다. 공진형 안테나는 정재파를 지원하는 반면에 진행파형 안테나는 진행파를 안내하는 구조로 동작한다. 진행파는 반사를 막기 위해 종단에 정합부하를 사용해 만든다. 또한 매우 긴 안테나는 종단에 매우 적은 전력이 입사된다는 사실에 의해 작은 반사파를 이끌며, 전력을 대부분 소 진할 것이다. 이 절에서는 몇 가지 도선형태의 진행파형 안테나들을 다룬다. 도 선형태의 진행과형 안테나는 대역폭이 2:1 정도의 광대역성을 나타내는 경향이 있다 [72]. 가장 간단한 진행파형 도선 안테나는 진행파형 긴 도선 안테나 (traveling-wave long wire antenna)라고 하는 순진행파만을 전송하는 직선도 선이다. 긴 도선이란 반파장 길이보다 훨씬 더 길다는 것으로 진행파형 긴 도 선은 도선 종단에서 생기는 반사를 막기 위해 정합부하 R_L을 가진다. 이러한 구조는 제시되는 다른 구조와 마차가지로 정확히 해석하기 매우 힘들다. 따라 서 간략화 모델 해석을 위해서는 다음과 같이 가정한다. 첫째로, 접지면 효과는 무시되며 안테나는 자유공간에서 동작한다고 가정한다. 불완전한 접지면이 존 재하는 곳에서 동작하는 진행과형 긴 도선은 비버리지 안테나(beverage antenna) 또는 파동 안테나(wave antenna)라고 한다. 두 번째로, 급전에 관한 세부사항들은 중요하지 않다고 가정한다. 긴 도선은 실제적인 방법으로서 동축 선로로 급전된다. 길이 d의 수직 부분은 방사하지 않는다고 가정하는데, 그것은

- 34 -





d≪*L*에 대해 근사적으로 사실이다. 마지막으로 도선을 따라서 발생하는 방사 손실과 저항성 손실은 작다고 가정한다. 감쇠가 무시될 때, 전류진폭은 일정하 고 위상속도는 자유공간 속도이다. 이상과 같이 가정하면 전류는 식 (52)와 같 이 나타낸다.

$$I_t(z) = I_m e^{-j\beta z} \tag{52}$$

이것은 자유공간의 위상상수 β를 가지고 +z방향으로 전파하는 감쇠가 없는 진행파를 나타낸다. 식 (52)의 전류는 β_o = -β인 선형위상상수를 가진 균일선 전원의 전류이다. β_o = -β cosθ_o이므로 소자성분의 영향을 포함하지 않은 패턴 성분의 최대 방사각은 θ_o = 0°이며, 이것은 엔드파이어 패턴을 의미하며 완전한 방사패턴은 식 (53)과 같이 나타낸다.

$$F(\theta) = K \sin\theta \frac{\sin\left[(\beta L/2)(1 - \cos\theta)\right]}{(\beta L/2)(1 - \cos\theta)}$$
(53)

여기서는 K의 길이 L에 의존하는 정규화 상수이다. L=6λ에 대한 극좌표 패 턴은 길이L=nλ는 0<θ_m<90°의 각 범위에서 n개의 순방향 로브들을 만든 다. 이는 n=6이다. 소자성분 sinθ는 엔드파이어 방향으로 영점을 만든다. 그러 므로 패턴성분이 만드는 '주빔'은 단일 엔드파이어 로브를 갖는 대신에 z축에 대해 회전시킨 대칭적인 원추형이다.

이러한 경우에 최대 방사각은 $\theta_m(L=6\lambda)=20.1$ °이다. 일반적으로, 이것은 L의 함수이다. L의 함수로 식 (53)을 θ_m 에 대해 풀면, 최대 방사각에 대한 근 사식은 식 (54)와 같다.

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(1 - \frac{0.371}{L/\lambda} \right) \tag{54}$$

식 (54)로부터 길이 L을 갖는 진행파형 긴 도선 안테나에 대한 빔 방향값들 은 정재파형 직선 도선 안테나 즉, 다이폴 안테나에 대한 빔 방향을 근사적으

- 35 -

Collection @ chosun



로 계산하는데 사용할 수 있다. 예를 들어, $L=3\lambda/2$ 에 대한 θ_m 은 40°이고, 다 이폴에 대한 θ_m은 42.6°이다. L이 증가할수록 진행파형 안테나와 정재파형 안 테나의 주빔 최대각은 서로 접근한다. 정재파형 도선 안테나는 역방향으로 두 번째 주엽을 출현시킴으로써 진행파형과 구별된다. 이는 식 (54)의 진행파 전류 는 식 (53)의 정재파 전류의 첫 번째 항에 해당한다는 것을 살펴봄으로써 알 수 있다. 반사파인 식 (53)의 두 번째 항은 형태가 비슷한 패턴을 만들지만, 반 대 방향을 가진다. 그러므로 진행파형 안테나는 $\theta = 180^{\circ} - \theta_m$ 방향에서 부가적 인 빔을 가진다. 진행파형 안테나의 입력 임피던스는 항상 실수이다. 이는 저손 실 전송선로에서 순수한 진행파의 임피던스는 전송선로의 특성 임피던스(실수) 와 같다는 것을 상기해 이해할 수 있다. 진행파를 제공하는 안테나들은 비슷한 방식으로 동작한다. 진행파형 긴 도선 안테나의 방사저항은 200~300Ω 사이가 된다. 종단저항은 방사저항의 값과 같아야 한다. V자형 공진형 안테나는 도선 의 양단을 정합부하로 종단해 진행파형 안테나로 만들 수 있다. 분리된 각각의 팔에 의한 패턴은 식 (53)에 의해 표현되고 $\alpha \approx \theta_m$ 일 때, V자의 각 팔에서 주 엽과 부엽이 진행방향에서 한 줄로 늘어서게 된다. V자형 안테나에 대한 더 정 확한 해석은 양팔의 공간적인 분리 효과를 포함한다. α의 함수로 패턴 계산은 α가 식 (55)일 경우, 좋은 패턴이 얻어짐을 알 수 있다.

 $\alpha \approx 0.8 \theta_m$

(55)

여기서 θ_m은 식 (54)에서 구할 수 있다. 식 (55)에서 L=6λ, θ_m = 20°일 때 α≈16°가 된다. 큰 부엽들은 축을 따라 한 줄로 늘어서지 않는 V자의 각 절 반에 있는 빔들의 부분에서 생긴다. V자 평면을 벗어난 V자형 안테나의 패턴 은 V자 각 절반에 대한 원추형 빔을 합성하므로 다소 복잡해진다. V자형 진행 파 안테나는 굽은 도선 구조에 비해 상대적으로 높은 이득을 준다. V자형 진행 파 안테나의 개념을 확장함으로써 롬빅 안테나(rhombic antenna)를 얻을 수 있 다. 이 안테나의 동작은 안테나를 서로 떨어져서 펼쳐져 있는 전송선로로 간주

- 36 -



함으로써 아주 쉽게 가시화되며 결과적으로 그 특성 임피던스는 증가된다. 부 하저항 R_L은 전송선로를 정합시키기 위한 값이다. 안테나는 정합부하에 흡수되 는 진행파를 전송한다. 선로 사이의 간격은 파장에 비해서 크므로 그 구조는 방사할 것이다. 만약 적절히 설계된다면, z 방향으로 단일 빔을 가지는 지향패 턴이 얻어질 수 있다. 자유공간에 동작하는 롬빅 안테나는 두 개의 V자형 진행 파 안테나를 합쳐 놓은 것으로 모델화할 수 있다. 만약 V자형 안테나에서처럼 $\alpha = 0.8 \theta_m$ 을 선택하면, 롬빅 안테나의 2, 3, 5, 그리고 8번 빔은 일직선 위에 놓 인다. 두 V자형이 공간적으로 분리되므로 롬빅 안테나의 패턴은 단일 V자형 안테나의 것과 같지 않다. 실제 접지면 위에서 동작하는 롬빅 안테나의 효과는 앞 절에서 언급한 기술로 해석할 수 있다. 수평적으로 배향된 롬빅 안테나에 대해, 반사계수 T_H는 근사적으로 -1이고 실제 접지면은 완전도체로 모델링된 다. 이런 가정이 수평 안테나들에 대해 미소한 영향을 주고 있음을 보인다. 완 전 접지면 위에 거리h만큼 떨어진 롬빅 안테나의 배열성분은 접지면을 따라 영점을 만든다. 접지면 위의 롬빅 안테나에 대한 몇 개의 설계들이 있다. 이러 한 설계 중 하나는 특정한 고도각에서 주엽의 정렬에 관한 것이다. 따라서 롬 빅 각 α와 주빔의 고도각은 같고, 접지면 위의 높이는 식 (56)으로 나타낸다.

$$h = \frac{\lambda}{4 \sin \alpha} \tag{56}$$

그리고 각 다리의 길이는 식 (57)과 같다.

$$L = \frac{0.371\lambda}{\sin^2 \alpha} \tag{57}$$

- 37 -





롬빅 안테나의 효율은 정합된 종단 때문에 상당히 감소된다. 방사되지 않는 전력은 부하 Rr에서 흡수된다. 그러나 본질적으로 이 전력손실은 정합된 부하 가 없다면 반사전류에 의해 큰 후엽으로 나타난다. 진행파의 특징은 패턴을 향 상시킬 뿐만 아니라 더 넓은 임피던스 대역폭을 제공한다. 잘 설계된 진행파형 안테나는 반사저력이 적거나 없으므로 리액턴스 성분이 거의 없는 입력 임피던 스를 가진다. 위에서 논의한 진행파형 안테나는 자유공간에서 시험할 수 있다. 실제 지면의 불완전한 전도성이 필요한 일종의 진행파형 안테나는 비버리지 안 테나이다. 높이 h는 파장의 작은 일부분이고, 길이 L은 보통 2~10파장 사이이 다. 수직 편파로 입사하는 평면파는 불완전한 전도성 대지에 의해 전부 단락되 어 없어지지 못하므로 전장의 수평성분을 만든다. 이 수평성분은 길이 L인 안 테나 도체에 전류를 유도하는 원인이 된다. 또한 손실 대지에서 비버리지 안테 나와 그 영상은 불평형 전송선로로 간주될 수 있다. 길이 2.18λ의 비버리지 안 테나에 흐르는 전류를 보인다. 곡선은 불완전한 전도성 대지에 근접해 있는 안 테나에 대해서 정밀한 좀머펠트(Sommerfeld) 이론을 사용해 계산된다. 방사손 실 뿐만 아니라 대지에서 큰 열 소진 손실 때문에, 전류는 급전단에서 부하단 까지 한정적인 감소를 보인다. 전류분포 부분은 식 (57)을 수정함으로써 식 (58)과 같다.

$$I_t(z) = I_m e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$
(58)

전류는 또한 전류분포의 주된 부분이 합쳐진 정재파로 나타난다. 이는 부하 단으로부터 작은 반사파가 존재한다는 증거이다. 반사파는 또한 급전단을 향해 움직일 때 세기가 감소하는 것으로 나타난다. 반사파는 식 (58)과 비슷한 관계 로 표현할 수 있다. 앞서 제시한 근사이론은 전류분포를 얻는 데 사용할 수 없 다. 왜냐하면 비버리지 안테나는 접지면에 너무 근접해 있고 긴 수평 길이를 가짐으로써 대지와 상호작용을 매우 강하게 하기 때문이다. 그 대신에 복잡하

- 38 -

Collection @ chosun



지만 더 정밀한 좀머펠트 이론이 사용되어야 한다. 안테나로 군에 의해 사용되 던 비버리지 안테나에 대한 포괄적인 고도각 평면패턴을 보여 준다. 이 안테나 는 접지면에 대해 큰 고도각이 필요없으므로 특히 그러한 목적에 아주 적합하 다. 패턴들에 대해 몇 가지 사항을 주의해야 한다. 더 높은 주파수 패턴은 고도 각과 방위각 평면에서 더 좁은 빔폭을 가지며, 예상한 것처럼 더 낮은 방사각 을 가진다. 더구나 후엽방사는 특히 안테나가 전기적으로 두 배 길이가 되는 더 높은 주파수에서 작은데, 열 소진 소실에 대한 기회는 더 커지게 된다. 종종 비버리지 안테나의 급전단은 될 수 있으면 접지면에 대해 낮은 방사각(take-off angle)을 얻기 위해 부하단보다 더 높이 있다. 비버리지 안테나는 주파수 스펙 트럼의 LF와 낮은 HF 부분에서 보통 사용된다. 비버리지 안테나는 미국과 런 던 사이의 대서양 횡단 통신을 위한 무선전화 초창기에 50~60MHz에서 롱아 일랜드에서 처음으로 사용되었다. 비버리지 안테나는 진행파 원리를 이용한 최 초의 안테나이다.

- 39 -





D. 철도무선통신망

1. VHF 방식

그림 8과 같이 VHF 방식은 30~300MHz 대역의 초단파를 이용하는 통신기 술로써 기존선 열차무선전화장치의 사용주파수는 146~174MHz대로 근거리 초 단파 VHF에 속하고 초단파대의 지상파는 직접파와 반사파가 주로 이용되며 가시거리 내 통신에서 153MHz 사용하고 있으며 가시거리 선상의 직접파에 의 한 통신을 함으로써 송·수신 지점 간에 어떤 장애물이 있으면 통화가 불가능 하게 되어 난청지역이 발생하게 된다. 그러나 중계소의 증설로 통화가능지역이 95[%]이상으로 향상될 수 있다 [45]. VHF의 시스템의 구성은 중앙제어에 의 한 통신방식이 아닌 단순 무전기와 무전기(Point to Point)에 의한 통신이므로 시스템의 구성은 매우 단순하며 무선 송·수신기, 감청수신기, 안테나, Control Head 및 송·수화기(Hand Set)로 구성되어 있다. 무선 송·수신 장치는 마이크를 통해 가입자의 통화내용을 주파수 변조하여 150MHz대 무선신호로 변환한 후 안테나에 연결하는 기능과 역으로 안테나를 통해 수신된 150MHz대의 무선신 호를 음성신호로 변환하여 스피커로 출력시키는 역할을 수행한다 [43].



그림 8. VHF 기본 구성도

- 40 -



CHOSUN UNIVERSIT

그림 9와 같이 TRS방식은 기존 VHF방식의 주파수 효율, 간섭 및 혼신, 긴 급통화 기능 등을 해결하기 위한 기술로써 아날로그 TRS에서 디지털 TRS로 발전하였다 [70]. 1단계는 Astro (미국 모토로라) 음성 및 간단한 데이터 서비 스 800MHz 대역 FDMA CH를 자동 및 동적 할당으로 주파수 사용 효율 증대 (CH공유)하고 혼신 및 잡음을 감소하였으며 2단계는 Tetra(유럽 표준)로 음성 및 데이터 서비스(E-mail 등) 800MHz 대역을 사용하고 TDMA로 전체 Hardware 감소를 통해 초기설비투자 및 유지보수 비용을 절감하였고 통화 CH 11개로 1단계 4개에서 크게 증가되었다 [32]. TRS의 기본 역활은 사용자 상호 간 일대일 통화, 사용자 일대 다수 통화, 그룹별 설정, 우선수위 통화, 긴급통 화, 통화 내용 녹취기능 등이 다양하게 있으며 보안면에서도 뛰어나다. 국내의 경우 경부고속철도와 호남고속철도를 비롯해 여러 지하철에서 운영 중에 있다.



그림 9. TRS 기본 구성도

- 41 -





3. GSM-R 방식

그림 10과 같이 GSM-R 방식은 1990년 초에 국제철도연합 UIC에서 표준화 작업을 시작하여 2000년에 기술을 확보하기까지 약 10년간의 연구개발기간이 소요된 유럽 및 중국 등 국제적으로 가장 많이 활용되고 있는 철도무선통신기 술이다 [33]. GSM-R은 처음 2007년까지는 철도 음성통화만을 위해 개발되었으 나, 철도 열차 제어 및 정보통신 시스템으로 통합 시험한 것은 스코틀랜드 North Clyde Line에서 2007년에 최초이다. 그리고 독일 Saarbrucken~파리 Gare de 1's Est간 국가간 연결을 위해 독일고속열차 ICE에 최초로 상용 적용 되었다. 국제철도 연맹의 UIC에서 GSM-R 기술 개발 연구 프로젝트에서 통신 주파수 관련 과정은 1985년에서 부터 1989년까지의 5년간 CEPT 유럽 우편통 신관리이사회와 철도 전용 무선 주파수 할당 협상을 하여 1990년 CEPT가 업 링크 870 ~ 876MHz, 다운링크 915 ~ 919MHz 대역을 할당에 주었다 [15]. 그러나 1995년에 기존 할당된 주파수가 공용 GSM 업 링크에 근사치가 되어 주파수 간섭문제가 발생하므로 업링크 876 ~ 880MHz 및 다운링크 921 ~ 925MHz 대역으로 다시 할당하였다 [24].



그림 10. GSM-R 기본 구성도

- 42 -





4. LTE 방식

그림 11과 같이 LTE(long term evolution) 방식은 3GPP 무선망 접속 기술이 진화된 것이다. High data rate, low-latency, packet에 최적화된 무선망 접속 기술이며 WCDMA기반의 3세대 이동통신 시스템의 기술적 한계를 극복하기 위해 중앙제어방식에서 분산제어방식으로 기술 발전된 것이다. 그림 12와 같은 CDMA/WCDMA 방식은 H/O를 포함한 이동성 관리를 국사 내의 BSC/RNC 중심으로 수행하였다.



그림 11. LTE 망 구성도



그림 12. CDMA/WCDMA 망 구성도

- 43 -





하지만 LTE망은 H/O를 포함한 이동성 관리 기능이 eNB에서 분산 관리하여 인접 eNB간 이동성 관리를 위한 X2 인터페이스 규격을 신규 정의하였다. LTE 기술은 전송망과 서비스 측면에서 All-IP 네트워크로 구성하였고 Data전송단계 도 4단계에서 3단계로 단순화된 기술로 Control 및 User Plane의 독립적인 용 량으로 설계 가능하도록 Plane을 분리된 기술이다 [18].

5. LTE-R 방식

전 세계의 모든 무선통신은 LTE를 통하여 발전할 것으로 전망되며 철도 또 한 예외가 아니다. 이러한 흐름에 따라 LTE를 응용하여 철도에 특화시킨 기술 로 LTE-R(LTE-Railway)방식은 그림 13과 같다 [10]. 현재 유럽, 중국 등 많 은 나라가 기존의 3G 기술을 기반으로 하는 GSM-R(Global System for Mobile Railway)이라는 기술을 철도무선통신망 등으로 활용하고 있다.



그림 13. LTE-R 방식 무선통신망

- 44 -





전 세계적으로 LTE를 이용한 철도통합무선망 즉 LTE-R의 개발이 진행되고 있으며 우리나라도 세계적인 흐름에 능동적으로 대응 중이다. 국내 LTE 기술 력은 세계 최고수준으로 세계 최초의 LTE-Advanced 상용화는 물론 LTE 관 련 표준 필수 특허의 약 45%를 보유하고 있다 [49].

LTE-R 방식은 무선통신망을 활용하여 열차제어, 관제, 유지보수, 감시 등 철 도전반의 서비스를 통합 제공하는 시스템이다. LTE-R 방식의 목적은 철도안 전을 확보하는데 있으며 음성, 데이터, 영상통신과 열차제어서비스를 제공하며 또한 국가재난안전통신망과 연계가 가능하며 열차 위치를 정확히 파악하여 열 차간격 제어로 신호기가 생략되어 열차 폐색간격을 줄임으로 기존보다 최대 63%의 많은 열차를 투입할 수 있다 [54].

- 45 -





Ⅲ. LTE-R 안테나 설계

A. 평면 4G LTE-R 안테나 설계

본 연구에서는 4G LTE-R용 안테나를 설계하고자 하며 실제 기술의 모든 주 파수 범위를 고려하면서 다중 대역의 주파수를 커버할 수 있어야 하므로 다중 대역 2.3 ~ 2.5GHz와 5.1~5.2GHz를 커버할 수 있도록 설계 및 제작하고자 한 다. 두 개의 다이폴 안테나 소자는 다중대역 두 주파수 범위를 커버할 수 있 도록 하나의 다이폴 소자는 PCB 기판의 아랫면에 인쇄된 결합 소자로 설계하 였고, 또 다른 다이폴 소자는 더 높은 주파수를 커버할 수 있도록 설계하였다. 그림 14에서 나타낸 것과 같이 이중 다이폴 구조의 LTE-R용 안테나를 설계 하였다. PCB 가판을 이용하여 마이크로스트립 급전을 이용하였으며, 일반적인 PCB 기판의 접지면이 되는 아래 면에 다이폴안테나의 한쪽의 두개 팔(arm)을 설계하여서 폴을 제외한 부분을 에칭을 통하여 Copper를 제거하였으며 신호의 여기부분에 접지 면을 만들어 PCB 윗면에 반대되는 다이폴의 두 개의 팔과 연 결되는 급전 선로를 설계하여 이중 다이폴 안테나에 급전이 이루어 질 수 있도 록 하였으며 본 논문에서 접지면과 다이폴의 급전선로 사이에 임피던스 정합 효과를 최대화하기 위하여 지수형 테이퍼드를 제안하여 설계하였다. 제안한 안 테나는 이중 다이폴 구조의 형태를 가지며 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대 역을 각각 나누어 동작 할 수 있도록 설계하였고, 송·수신의 방사이득을 극대 화하고자 하였다. 제안된 안테나의 사양은 표 3과 같다.

- 46 -







(a) 안테나의 평면도



(b) 안테나의 입체면도

그림 14. 제안한 안테나의 설계도

- 47 -

Collection @ chosun



파라미터	값 (mm)	파라미터	값 (mm)
D1	22	f2	14
D2	10	w1	3.4
f1	31	w2	2.1
Expor-R	16	Gnd-h	3.4

표 3. 이중 다이폴 안테나의 사양

- 48 -





B. 안테나의 낮은 주파수 대역

제안한 안테나는 PCB 기판의 윗면과 아랫면에 배치하여 쌍극의 극성을 갖는 다이폴 구조를 이룰 수 있도록 설계하였으며 낮은 주파수를 커버하기 위해서는 이중 다이폴 안테나에서 다이폴의 길이가 긴 쪽의 안테나가 공진기로서 동작을 하고 높은 주파수 대역을 커버하는 짧은 다이폴 안테나가 동작하게 설계하였 다. 설계된 안테나는 PCB 기판의 윗면과 아랫면에 배치하여 쌍극의 극성을 갖 는 다이폴 구조를 이룰 수 있도록 설계하였다.

그림 15는 낮은 주파수 대역을 담당하는 긴 부분의 안테나만을 분류하여 나 타낸 것이다. 이는 마이크로 스트립 다이폴 안테나의 일반적인 구조라 할 수 있으며 두 폴의 마이크로스트립 선로의 폭이 차이가 있는 것은 급전부에서 도 체의 특성 임피던스인 50[Ω]을 맞추기 위하여 마이크로스트립 선로의 폭을 설 계하였으며 중안부위에 좁아진 이유는 전압강하에 의한 임피던스 정합을 위하 여 마이크로스트립 선로의 폭을 조절하였다. 그림 15의 안테나는 그림 16의 반 사계수 특성곡선에서 첫번째 공진을 발생시키는 다이폴 안테나의 드라이버이 다.

- 49 -





그림 16은 제안한 안테나의 반사계수 특성곡선을 나타낸다. 그림 17에서 나 타낸 것과 같이 낮은 주파수 대역(2.3 ~ 2.5 GHz)과 높은 주파수 대역(5.1 ~ 5.2 GHz)에서 각각의 공진이 일어나고 있음을 알 수 있었다.

제안 설계 된 안테나의 특징은 각각의 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대역 의 공진 주파수 대역을 광대역으로 설계되어서 주변 환경과 기상의 변화에 의 한 공진대역의 이동이 발생되어도 충분히 넓은 대역을 확보 할 수 있으므로 송·수신에 문제점이 발생되지 않는 장점을 가지는 안테나이다.

그림 17은 제안한 이중 다이폴 안테나 상단의 드라이버의 길이 D1을 변화시 켜서 최적화된 주파수 대역을 찾고자 하였으며 드라이버의 길이를 20 mm에 서 24 mm까지 2 mm의 간격으로 변화 시켰을 때의 반사계수 특성을 나타낸 다. D1의 길이가 22 mm 일 때 가장 적합한 공진 특성을 나타내고 있다.

그림 14(a)에서 긴 드라이버는 가장 낮은 주파수 대역의 공진기로서의 역할 을 하게 되며 그림 17에서 볼 수 있듯이 D1의 변화에 따라서 가장 낮은 주파 수의 대역의 변화가 발생되고 있으며 두 번째 공진대역의 변화는 거의 나타나 지 않음을 확인할 수 있으며 이는 처음 예상하였던 안테나 설계가 잘 이루어 졌음을 알 수 있었다.

- 50 -







그림 15. 낮은 주파수 공진을 위한 다이폴 안테나의 드라이버



그림 16. 제안한 안테나의 반사계수 특성곡선

- 51 -







그림 17. 제안한 안테나 상단길이 D1의 변화에 따른 반사계수

- 52 -





C. 안테나의 높은 주파수 대역

높은 주파수를 커버하기 위해서는 이중 다이폴 안테나에서 다이폴의 길이가 짧은 쪽의 안테나가 공진기로서 동작을 하고 높은 주파수 대역을 커버하는 짧 은 다이폴 안테나가 동작하게 설계하였다. 설계된 안테나는 PCB 기판의 윗면 과 아랫면에 배치하여 쌍극의 극성을 갖는 다이폴 구조를 이룰 수 있도록 설계 하였다.

그림 18은 높은 주파수 대역의 공진을 발생시키는 다이폴 안테나의 드라이버 로써 그림 14(a)에서 아래 부분의 짧은 부분의 안테나만을 따로 나타낸 것이다. 그림 19는 두 번째 공진을 발생시키는 다이폴 안테나 드라이버의 반사계수 특 성곡선을 나타내고 있다.



그림 18. 높은 주파수 공진을 위한 다이폴 안테나의 드라이버

- 53 -







그림 19. 제안한 안테나의 반사계수 특성곡선



그림 20. 제안한 안테나 하단길이 D2의 변화에 따른 반사계수

- 54 -



그림 20에 나타난 것과 같이 보면 제안한 이중 다이폴 안테나의 하단의 드라 이버의 길이 D2를 변화시켜서 최적화된 주파수 대역을 찾고자 하였으며 드라 이버의 길이를 12 mm에서 16 mm까지 2 mm의 간격으로 변화 시켰을 때의 반사계수 특성을 나타낸 그림이다. 그림 14(a)에서 D2는 높은 주파수 대역의 공진기로서의 역할을 하게 되며 그림에서 볼 수 있듯이 D2의 변화에 따라서 높은 주파수의 공진 대역의 변화가 발생되고 있으며, 첫 번째 공진대역의 대역 폭의 변화는 거의 일어나지 않은 것을 확인할 수 있다. 이는 처음 설계에서 예상하였던 안테나 설계가 잘 이루어 졌음을 알 수 있다. 그림 20에서 D2의 길 이가 14 mm 일 때 가장 적합한 공진 특성을 나타내고 있다.

그림 21과 그림 22의 방사패턴은 제안한 안테나의 시뮬레이션에 의한 방사패 턴을 나타낸 그래프이며 그래프에서 보는 바와 같이 이상적인 다이폴안테나의 방사패턴을 나타내고 있다. 그림 21과 그림 22에서 세타 각을 90도 변형시켜서 그린 방사패턴으로 전계와 자계의 특성은 모두 다이폴안테나의 특성을 나타내 고 있다.

그림 23은 스미스 차트를 통하여 입력 임피던스의 정규화 값에 대한 정합정 도를 나타내는데 정규화 1에서 써클을 이루고 있으면 이는 50[Ω]에서 공진이 발생되고 있음을 알 수 있는 있었다.

- 55 -







그림 21. 2.3 GHz에서의 방사패턴



- 56 -

Collection @ chosun



Smith Plot 1

그림 23. 스미스차트로 본 입력 임피던스

- 57 -



조선대학교

Ⅳ. 실험 및 결과고찰

A. 관계 방정식

자유공간에서 안테나의 전자계적인 파라미터를 계산하기 위해서는 다음의 맥 스웰 방정식을 이산화하여 전계와 자계 및 방사계수식을 유도하면 식 (59)와 같다.

$$\overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{H} = \overrightarrow{J} + \frac{\partial \overrightarrow{D}}{\partial t} (Ampere's \ law)$$

$$\overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{E} = -\frac{\partial \overrightarrow{B}}{\partial t} (Faraday's \ law)$$

$$\overrightarrow{\nabla} \cdot \overrightarrow{D} = \rho \ (Gauss's \ law)$$

$$\overrightarrow{\nabla} \cdot \overrightarrow{B} = 0 \ (Gauss's \ law)$$

$$\overrightarrow{D} = \varepsilon \overrightarrow{E}$$

$$\overrightarrow{B} = \mu \overrightarrow{H}$$

$$(59)$$

*ε*은 유전율, μ는 자기 투자율을 나타낸다. 맥스웰 방정식에서 자유공간 파동 방정식을 대입해 보면 다음과 같다.

자유공간은 $(\rho = 0, \vec{J} = 0, \epsilon = \epsilon_0 \mu = \mu_0)$ 을 의미한다. 패러데이 법칙에서 좌 우변에 컬을 취하여 $\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \vec{\nabla} (\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - \vec{\nabla}^2 \vec{E}$ 벡터 항등식을 적용한 다. 그리고 $\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0$ 을 이용하면 식 (60)과 같다.

$$\overrightarrow{\nabla} \times (\overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{E}) = \overrightarrow{\nabla} \times (-\frac{\partial \overrightarrow{B}}{\partial t})$$

$$\overrightarrow{\nabla}^{2} \overrightarrow{E} = \mu_{0} \varepsilon_{0} \frac{\partial^{2} \overrightarrow{E}}{\partial t^{2}}$$
(60)

- 58 -





이것을 다시 나타내면 전계의 파동 방정식은 식 (61)과 같다.

$$\overrightarrow{\nabla}^2 \overrightarrow{E} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 \overrightarrow{E}}{\partial t^2} \tag{61}$$

전자기파의 속도는 식 (62)와 같다.

$$\upsilon = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = C \tag{62}$$

자계의 파동 방정식은 식 (63)과 같다.

$$\overrightarrow{\nabla}^2 \overrightarrow{H} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 \overrightarrow{H}}{\partial t^2} \tag{63}$$

결과적으로 전계와 자계 파동방정식으로부터 전자기장는 파동방정식을 만족 시키면서 진행하는 전자기파라는 사실을 알 수 있고 특성임피던스는 식 (64)와 같다.

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi = 377\,\Omega\tag{64}$$

공간에서의 전계와 자계의 비는 공간의 저항 임피던스를 나타내는데, Z₀를 매질의 특성 임피던스 (characteristic impedance), 파동 임피던스 (wave impedance) 또는 고유 임피던스 (intrinsic impedance) 라고 한다.



그림 24. Biot-Savart' law

- 59 -



전계와 자계가 동일상일 때 Z₀는 순저항성이며, 이와 같은 순저항성 매질은 자유공간과 무손실 유전체 매질 등을 의미한다.

다음은 source가 존재할 때 ($\rho \neq 0, \vec{J} \neq 0$)미소 다이폴에 의한 전자기 파동 방정식 유도를 하면 다음과 같다. 이 방정식은 vector potential에 의해서 결정 되며 먼저, 자계 static vector potential을 구하면 다음과 같다. 그림 24로부터 Biot-Savart' law을 이용해서 전류 밀도 $\vec{J}(\vec{r})$ 가 있을 때 자기장을 유도하면 식 (65)와 같다.

$$\vec{B}(\vec{\tau}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_v d\tau' \frac{\vec{J}(\vec{\tau}') \times (\vec{\tau} - \vec{\tau}')}{|\vec{\tau} - \vec{\tau}'|^3}$$

$$= -\frac{\mu_0}{4\pi} \int_v \vec{J}(\vec{\tau}') \times \vec{\nabla} (\frac{1}{|\vec{\tau} - \vec{\tau}'|}) d\tau'$$

$$= \vec{\nabla} \times [\frac{\mu_0}{4\pi} \int_v d\tau' \frac{\vec{J}(\vec{\tau}')}{|\vec{\tau} - \vec{\tau}'|}$$

$$\equiv \vec{\nabla} \times \vec{A}(\vec{\tau})$$
(65)

또한 magnetic vector potential은 식 (66)과 같다.

$$\vec{A}(\vec{\tau}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_v d\tau' \frac{\vec{J}(\vec{\tau'})}{|\vec{\tau} - \vec{\tau'}|}$$
(66)

즉, vector poisson equation $\overrightarrow{\nabla}^2 \overrightarrow{A} = -\mu_0 \overrightarrow{J}$ 의 해가 된다. 지금까지 static vector potential을 구했다. 따라서 maxwell equation을 이용해서 dynamic vector potential 이 만족하는 equation을 구할 수 있다. 암페어의 법칙으로부터 모드해 $\overrightarrow{E}(\overrightarrow{\tau},t) = \overrightarrow{E}(\overrightarrow{\tau})e^{j\omega t}$ 을 가정하면 식 (67)과 같다.

$$\overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{A} = \mu_0 \overrightarrow{J_c} + j\omega \,\varepsilon_0 \mu_0 \overrightarrow{E} \tag{67}$$

Faraday's law 으로부터 모드해 $\vec{A}(\vec{\tau},t) = \vec{A}(\vec{\tau})e^{j\omega t}$ 를 가정하면 식 (68)과

- 60 -




같다.

$$\overrightarrow{\nabla} \times (\overrightarrow{E} + j\omega \overrightarrow{A}) = 0 \tag{68}$$

비안키 항등식 $\overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{\nabla} V = 0$ 으로부터 $\overrightarrow{E} + j\omega\overrightarrow{A} = -\overrightarrow{\nabla} V$ 라 할 수 있고, 여기서 $\overrightarrow{E} = -j\omega\overrightarrow{A} - \overrightarrow{\nabla} V$ 가 되며 식 (68)에 대입하면 식 (69)와 같다.

$$\overrightarrow{\nabla}^{2}A + \omega^{2}\varepsilon_{0}\mu_{0}\overrightarrow{A} = \overrightarrow{\nabla}(\overrightarrow{\nabla} \cdot \overrightarrow{A} + j\omega\varepsilon_{0}\mu_{0}V) - \mu_{0}\overrightarrow{J}$$
(69)

식 (69)에서 $\overrightarrow{\nabla} \cdot \overrightarrow{A} - j\omega\epsilon_0\mu_0 V$ 인 게이지를 선택할 수 있어 $\overrightarrow{\nabla}^2 \overrightarrow{A} + \beta_0^2 \overrightarrow{A} = -\mu_0 \overrightarrow{J}$ 을 얻는다. $(\beta_0 = \frac{\omega}{v} = \omega \sqrt{\epsilon_0\mu_0} : \text{파수})$ 이것으로부터 세 개의 scalar Helmholtz 방정식은 식 (70) 과 같다.

$$(\overrightarrow{\nabla}^2 + \beta_0^2) A_x = -\mu_0 J_x$$

$$(\overrightarrow{\nabla}^2 + \beta_0^2) A_y = -\mu_0 J_y$$

$$(\overrightarrow{\nabla}^2 + \beta_0^2) A_z = -\mu_0 J_z$$

$$(70)$$

scalar Helmholtz 방정식의 대는 식 (71)과 같다.

$$A_{x}(\vec{\tau}) = \frac{\mu_{0}}{4\pi} \int \frac{J_{x}(\vec{\tau}')e^{-j\beta_{0}|\vec{\tau}-\vec{\tau}'|}}{|\vec{\tau}-\vec{\tau}'|} dx' dy' dz'$$

$$A_{y}(\vec{\tau}) = \frac{\mu_{0}}{4\pi} \int \frac{J_{y}(\vec{\tau}')e^{-j\beta_{0}|\vec{\tau}-\vec{\tau}'|}}{|\vec{\tau}-\vec{\tau}'|} dx' dy' dz'$$

$$A_{z}(\vec{\tau}) = \frac{\mu_{0}}{4\pi} \int \frac{J_{z}(\vec{\tau}')e^{-j\beta_{0}|\vec{\tau}-\vec{\tau}'|}}{|\vec{\tau}-\vec{\tau}'|} dx' dy' dz'$$
(71)

 $\beta = 0(\omega = 0)$ 인 경우 static vector potential이 됨을 알 수 있고 Ampere's law 으로부터 \vec{E}, \vec{H} 에 관한 다음 관계식을 얻는다.

- 61 -



$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$$= \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

$$= j\omega\varepsilon_0 \vec{E}$$

$$\Rightarrow \vec{E} = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0} \nabla \times \vec{H}$$
(72)

미소다이폴 안테나에 의한 자계의 세기H 와 전계의 세기E 를 구하기 위 해 미소 다이폴에 의한 vector potential을 구하면 식 (73)과 같다.

$$A_{z} = \frac{\mu_{0}}{4\pi} \int \frac{J_{z} e^{-j\beta_{0}R}}{R} d\tau' (\tau \gg \tau')$$

$$\approx \frac{\mu_{0}}{4\pi} (\hat{I}d\xi) \frac{e^{-j\beta_{0}\tau}}{\tau}$$

$$A_{x} = A_{y} = 0$$

$$(73)$$



그림 25. 구좌표계의 원점에 위치한 미소 다이폴 안테나

 $\overrightarrow{H} = \frac{1}{\mu_0} \overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{A}$ 이므로 먼저 $\overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{A}$ 를 구하고 미소 다이폴 configration 은 구 면좌표계 (τ, θ, ϕ) 로 나타낸 것이 쉽다. 따라서 직각 좌표계로 표시된 vector potential 인 " \overrightarrow{A} "를 구좌표 성분으로 나타내면 식 (74)와 같다.

- 62 -





$$\begin{pmatrix} A_{\tau} \\ A_{\theta} \\ A_{\phi} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta\cos\phi & \sin\theta\sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta\cos\phi & \cos\theta\sin\phi - \sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z \end{pmatrix}$$
(74)

식 (74)로부터 A_r, A₀, A₀를 구하면 식 (75)와 같다.

$$A_{\tau} = A_{z} \cos\theta = \frac{\mu_{0}}{4\pi} (\hat{I}d\xi) \frac{e^{-j\beta_{0}\tau}}{\tau} \cos\theta$$

$$A_{\theta} = -A_{z} \sin\theta = \frac{\mu_{0}}{4\pi} (\hat{I}d\xi) \frac{e^{-j\beta_{0}\tau}}{\tau} \sin\theta$$

$$A_{\phi} = 0$$

$$\overrightarrow{\nabla} \times \overrightarrow{A} = \frac{1}{r^{2} \sin\theta} \begin{vmatrix} \widehat{a_{r}} & \widehat{\tau}\widehat{a_{\theta}} & r\sin\theta \widehat{a_{\phi}} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial \phi} \\ A_{r} & rA_{\theta} & r\sin\theta A_{\phi} \end{vmatrix}$$

$$= \frac{\widehat{a_{\phi}}}{r} [\frac{\partial}{\partial r} (rA_{\theta}) - \frac{\partial A_{r}}{\partial \theta}] + \widehat{a_{r}} \cdot 0 + \widehat{a_{\theta}} \cdot 0$$

$$(75)$$

식 (76)에서 자계의 세기 #를 구하면 식 (77)과 같다.

$$\vec{H} = \frac{\hat{I}d\xi}{4\pi} \beta_0^2 \sin\theta \left(\frac{j}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2}\right) e^{-j\beta_0 r} \hat{a_\phi}$$
(77)

전계의 세기 (\vec{E})를 구하는 공식으로 $\vec{E} = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0} \overrightarrow{\nabla} \times \vec{H}$ 이므로 먼저, $\overrightarrow{\nabla} \times \vec{H}$ 을 구하면 식 (78)과 같다.

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{1}{r^2 \sin\theta} \begin{vmatrix} \hat{a_r} & \hat{\tau} \hat{a_\theta} & r \sin\theta \hat{a_\phi} \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial \phi} \\ 0 & 0 & r \sin\theta H_\phi \end{vmatrix}$$

$$= 2 \frac{\hat{I} d\xi}{4\pi} \beta_0^2 \cos\theta \left(\frac{j}{\beta_0 r^2} + \frac{1}{\beta_0^2 r^3}\right) e^{-j\beta_0 r} \hat{a_r}$$

$$+ \frac{\hat{I} d\xi}{4\pi} \beta_0^2 \sin\theta \left(\frac{j}{\beta_0 r^2} + \frac{j^2}{r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^3}\right) e^{-j\beta_0 r} \hat{a_\theta}$$
(78)

 $\frac{1}{\omega \varepsilon_0} = \frac{Z_0}{\beta_0}$ 이므로 전계는 식 (79) 와 같다.

- 63 -



$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\varepsilon_{0}} \vec{\nabla} \times \vec{H}$$

$$= 2\frac{\hat{I}d\xi}{4\pi} Z_{0} \ \beta_{0}^{2} \cos\theta \left(\frac{1}{\beta_{0}^{2}r^{2}} + \frac{1}{j\beta_{0}^{3}r^{3}}\right) e^{-j\beta_{0}r} \hat{a}_{r}$$

$$+ \frac{\hat{I}d\xi}{4\pi} Z_{0} \ \beta_{0}^{2} \sin\theta \left(\frac{j}{\beta_{0}r} + \frac{1}{\beta_{0}^{2}r^{2}} + \frac{1}{j\beta_{0}^{3}r^{3}}\right) e^{-j\beta_{0}r} \hat{a}_{\theta}$$
(79)

전계를 성분별로 분석해 보면 식 (80)과 같다.

$$E_{\tau} = 2 \frac{\hat{I} d\xi}{4\pi} Z_0 \ \beta_0^2 \cos\theta \left(\frac{1}{\beta_0^2 r^2} + \frac{1}{j\beta_0^3 r^3}\right) e^{-j\beta_0 r}$$

$$E_{\theta} = \frac{\hat{I} d\xi}{4\pi} Z_0 \ \beta_0^2 \sin\theta \left(\frac{j}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} + \frac{1}{j\beta_0^3 r^3}\right) e^{-j\beta_0 r}$$

$$E_{\phi} = 0$$
(80)

r 이 아주 멀리 떨어져 있을 경우는 $\frac{1}{r}$ 항 만 남게 되므로 결국 전계과 자계 는 식 (81)과 같다.

$$\vec{E}_{\text{for}field} = \frac{jZ_0\beta_0(\hat{I}d\xi)\sin\theta}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \hat{a}_{\theta} = j\frac{60\pi(\hat{I}d\xi)}{\lambda r}\sin\theta e^{-j\beta_0 r} \hat{a}_{\theta}$$
(81)
$$\vec{H}_{\text{for}field} = \frac{j\beta_0(\hat{I}d\xi)\sin\theta}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \hat{a}_{\phi}$$

- 64 -





B. 실험장치

그림 26은 본 논문에서 제안한 안테나의 제작 사진으로 시뮬레이션에서 확보 한 평면 모델의 모형을 나타내었다. 실제 설계에서는 커넥터에 필요한 공간을 만들기 위해 소자 내에 송신선을 적용했다. FR4 PCB의 불필요한 구리를 제거 하고 커넥터를 배치하여 안테나의 모습을 갖춘 후에, Network Analyser Agilent N5242A를 이용하여 측정하였다. 그림 26은 본 연구에서 제안하고자하 는 최종적인 실제 안테나의 앞면과 뒷면의 모습을 나타내고 있다. 안테나의 뒷 면 하단에는 매칭 네트워크를 지수 함수적으로 설계한 것을 확인 할 수 있고 매칭 네트워크의 결과는 실험을 통해 뒷부분에 설명하였다.

그림 26은 설계한 이중 다이폴 안테나를 제작한 그림으로서 PCB 기판 위와 아래 면에 이중 다이폴 안테나를 배치한 사진 이다. 사진 (b)는 PCB 기판의 아 래면에 위치하고 있어서 다이폴의 드라이버가 실제의 사진과 반대 방향을 가리 키고 있다. 사진에서 보는바와 같이 제작된 안테나는 크기가 5 [cm]밖에 안되 는 매우 소형 안테나를 설계 제작하였으며 이는 포터블 통신기기에 충분히 사 용될 수 있는 좋은 LTE-R 송. 수신 안테나라 할 수 있다. 그림 27은 제작된 안테나의 반사계수를 측정하기 위하여 사용된 벡터 네트워크 분석기 이다.

- 65 -







그림 26. 제안된 안테나의 제작 사진



그림 27. 네트워크 분석기 사진

- 66 -





C. 측정절차 및 결과

Network Analyser는 실체 안테나 시제품의 S-파라미터를 입증하고 측정하는 아주 중요한 실험실 기기이다. 안테나가 분석기에 연결되면, 정확한 측정을 위해 분석기를 조절하는 것이 중요하다. 케이블을 안테나에 신중하게 연결한다. 성급하게 작업하지 않도록 하면서 간섭 현상이 발생할 수 있는 금속 소재가 없는 공간에 있도록 한다. 평가할 주파수의 범위를 정하고 진폭 표시기를 준비한다. 케이블과 커넥터가 손상되지 않도록 조정하는 것이 중요하다. FEKO 또는 MATLAB와 같은 기타 소프트웨어에서 표시할 수 있도록 측정을 통해 구한S-파라미터를 전송한다. 측정값은 네트워크 분석기 화면에 표시되고, 여기에서 관련 지점, 진폭 및 주파수를 표시하고 측정하기 위해 커서를 이동할 수 있다. 화면에서 작업할 수도 있지만, 컴퓨터 소프트웨어에서 이용할 수 있도록 결과 파일을 전송하는 것이 편리하다. 제작된 안테나의 S-파라미터는 시뮬레이션 결과와 비교하기 위해 진행되었다.

그림 28은 제안한 이중 다이폴 안테나의 입력단 정합 특성을 위하여 접지면 에 지수형 테이퍼드(tapered) 매칭을 제안하여 테이퍼드의 높이를 변화 시켜서 최적의 공진 특성을 찾고자 하였다. 테이퍼드 높이를 14mm에서 18 mm 까지 2mm의 간격으로 변화시켜서 최적화가 가능한 값을 찾고자 하였다. 그림 28에 서 볼 수 있듯이 14와 18 mm의 사이에서는 큰 변화는 일어나지 않고 대체적 으로 알맞은 정합이 이루어졌다. 여기서 taper의 높이가 16 mm 일 때 가장 적 합한 공진 특성을 나타내고 있다.

- 67 -







그림 28. 지수형 테이퍼드 높이변화에 따른 반사계수



그림 29. 다이폴 안테나의 두 드라이버 거리에 따른 반사계수

- 68 -

그림 29는 제안한 이중 다이폴 안테나의 두 드라이브 사이의 거리를 변화 시 켜서 안테나의 최적화를 찾고자 하였으며, 두 드라이버의 사이를 16에서 20 mm 까지 2 mm 간격으로 변화를 시켰다. 그림 29에 나타난 것과 같이 두 드 라이버 거리의 변화에 따라서 전체적인 공진의 변화가 약간 일어나는데 이는 두 드라이버사이의 커플링에 의하여 커패시턴스 값의 변화가 공진 대역의 변화 가 이러나게 하는 원인이 된다고 볼 수 있다. 여기서 두 드라이버의 거리가 18 mm 일 때 가장 적합한 공진 특성을 나타내고 있다. 이상과 같이 몇 개의 파라 이터 값의 변화에 의하여 공진 주파수 대역의 최적화를 찾고자 하였으며 가장 높은 주파수 대역의 공진 주파수 대역은 상단과 하단의 드라이버에 의하여 발 생된 공진 주차수간의 하모닉에 의하여 새로운 대역의 공진 주파수 대역을 발 생시키는 특성을 나타내고 있다.

4G 이동통신 서비스를 위한 평면 안테나는 본 논문 전반에 걸쳐 언급되는 주요 참고자료에 기반하여 설계하였다. 또한 제안된 안테나는 LTE-R 철도 무 선통신망의 요건을 맞출 수 있도록 설계되었다. 낮은 주파수 대역을 커버하기 위해 상단거리 D1의 양면에 인쇄된 소자를 설계했고, 높은 주파수 대역을 커버 하기 위해 하단거리 D2에 양면으로 인쇄된 소자를 병합하여 설계하였다. 따라 서 하나의 안테나로 광대역의 주파수를 커버할 수 있는 것으로 보인다. 그림 30과 그림 31의 방사패턴을 살펴보면 도넛 형태의 방사패턴을 나타낸다. 이러 한 사실들은 광대역의 주파수에서 임피던스을 완벽하게 적응시키는 잘 설계된 매칭 네트워크의 중요한 영향을 나타내고 있다.

그림 30과 그림 31은 제안한 이중 다이폴 안테나를 제작하여 측정한 방사패 턴을 나타낸 것으로 전형적인 다이폴 안테나의 방사패턴의 특성을 가지며 co-pol과 cross-pol의 전계와 자계의 패턴을 나타내고 있다.

그림 32는 제안 및 설계한 안테나의 시뮬레이션 및 측정 반사계수를 나타낸 것으로 두 그래프가 매우 유사함을 알 수 있으며 이는 시뮬레이션을 통하여 제 작된 안테나의 특성이 동일함을 확인 할 수 있었다.

- 69 -

그림 30. 2.58GHz에서의 방사패턴

그림 31. 5.34GHz에서의 방사패턴

- 70 -

그림 32. 시뮬레이션 및 측정 반사계수

- 71 -

V. 결 론

본 논문의 주요 목적은 국내에서 LTE-R 통합무선망에 대한 국가 정책에 따 라서 전반적인 부분은 매우 활발하게 연구 개발되고 있으나 송수신안테나 연구 가 미흡하여 본 논문에서는 철도무선통신망의 핵심기술이라 할 수 있는 LTE-R용 송수신에 필요한 안테나를 설계 제작 연구하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

첫째, 본 논문에서는 인쇄된 광대역 이중 다이폴 안테나를 설계 제작하였으 며 공진대역이 2.3~2.5GHz, 5.1~5.2GHz 인 주파수 대역을 갖는 안테나를 제 작하여 실제 기술의 모든 주파수 범위를 고려하면서 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대역을 충족할 수 있도록 설계 하였고 송수신의 방사이득을 극대화하였 다. 둘째, 이중 다이폴 안테나의 입력단 정합 특성을 위하여 접지면에 지수형 테이퍼드 매칭으로 테이퍼드 높이를 변화 시켜서 테이퍼드 높이가 16 mm일 때 최적의 공진 특성을 알 수 있었다. 셋째, 이중 다이폴 안테나의 두 드라이버 사이의 거리를 변화시켜 가장 높은 주파수 대역의 상단 드라이버 길이는 14 mm일 때이고 가장 낮은 주파수 대역의 하단 드라이버 길이는 22 mm일 때로 안테나의 최적화를 구현하여 공진 주파수간의 하모닉에 의하여 새로운 대역의 공진 주파수를 발생시킨다는 것을 알 수 있었다. 넷째, 낮은 주파수 대역을 커 버하기 위해 상단의 양면에 인쇄된 소자를 설계하고 마찬가지로 높은 주파수 대역을 위해 병합된 소자를 활용하여 광대역의 주파수에서 임피던스를 완벽하 게 매칭 시키는테 성공하였다.

결론적으로 본 논문에서 제안 설계제작된 안테나는 마이크로 스트립 급전을 이용한 이중 다이폴 안테나로 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대역의 공진 주 파수 대역을 광대역으로 설계하여 주변 환경과 기상의 변화에 의한 공진대역의 이동이 발생되어도 충분히 광대역을 확보할 수 있으므로 송·수신에 문제점이 발생되지 않아 향후 LTE-R 철도 통합무선통신망에 적용가능성을 확인하였다.

- 72 -

참 고 문 헌

- Maloratsky,L. G., "Reviewing the basics of microstrip lines," Microwave & RF,79 - 88, March 2000.
- [2] Mailloux, R. J., Phased Array Handbook, Artech House, Boston, 1994.
- [3] Navarro, J. A. and K. Chang (Eds.), Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining, Wiley, New York,1996.
- [4] Lewis, L. R., M. Fasset, and J. Hunt,"A broad-band stripline array element,"IEEE Int. Symp. Antennas Propagat. Dig.,335 337,1974.
- [5] Yngvesson,K. S.,T. L. Korzeniowski, Y. Kim,E. L. Kollbuerg, and J. F. Johansson,"The tapered slot antennas A new integrated element for millimeter-wave applications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 37,365 374, Feb. 1989.
- [6] Shin, J. and D. H. Schaubert, "A parameter study of striplinefed vivaldi notch-antenna arrays," IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol. 47, No. 5,879 - 886, May 1999. 14 Eldek
- [7] Vladimir A. Minin (1997). Development of the communications-based train control system for Moscow Metro
- [8] Johann Garstenauer (2010). GSM-R from Nokia Siemens Networks the fast track to efficient railway communications
- [9] Olivier ANDRE (2010), LTE and its applications in Railways
- [10] UIC Project EIRENE, Functional Requirements Specification, June, 2010.
- [11] UIC, GSM-R Procurement guide, Feb.2007.
- [12] Siemens communication, GSM-R The Railways Integration Mobile Communication System, May,1999.
- [13] Banedanmark, Boundaries between ETCS and the GSM-R Network,

Apr.2008.

- [14] Banedanmark, Requirements on the GSM-R Network for ETCS Support, Apr.2009.
- [15] BellLabs TechnicalJournal, Mission Critical Communication networks for Railways,2011.
- [16] G. M. Shafiullah, A. Gyasi-Agyei, P. Wolfs(2007), "Survey of Wireless Communications Applications in the Railway Industry", The 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications, AusWireless 2007, pp. 2–3.
- [17] Choi June Young(2014), "A Study on the Optimization of LTE based Railroad Wireless Communication Network in Korea", Ph.D. Thesis, Woo-song University.
- [18] Norman FRISCH(2012), "Huawei GSM-R: Future proof, flexible and reliable", Huawei technologies.
- [19] Yu Fuyong(2012), "Huawei eLTE Solution Seccess Case for Zhengzhou Subway", Huawei technologies.
- [20] Achim Vrielink, Kampschulte, Dirk Brucks(2014), "GSM-R Interconnection & Roaming Situation, Future plans", UIC ERTMS World Conference, Istanbul Turkey.
- [21] Bernd Kampschulte, Reinhard Pospischil(2012), "GSM-R International public roaming: Increasing availability for subscribers", Rail Technology Review 4, pp. 22–26.
- [22] Chiel Spaans(2012), "GSM-R: Borderless Communication", UIC Conference 2012, Stockholm Sweden.
- [23] Steffen Amundsen(2013), "Future Rail Communication Implementation Scenarios for LTE", Master of Science in Communication Technology,

Norwegian University.

- [24] Danijel Kuti(2012), "The Future of interoperable Railway Communications", Nokia Siemens Networks, Rail Networks Solution 2012.
- [25] Olivier Andre(2011), "The business model and 10 reasons for a wireless broadband rail system", Acatel-Lucent.
- [26] Alcatel-Lucent(2010), "LTE and its applications in Railways".
- [27] Netovate(2012), "service opportunities, threats and challenges for the rail industry". http://netovate.com/docs/LTERailOpportunity.pdf
- [28] Johann Garstenauer(2010), "GSM-R evolution towards LTE", Nokia Siemens Networks.
- [29] Huawei(2015), "Huawei eLTE Solution for Urban Rail".
- [30] Trafiverket(2013), "Coexistence between GSM-R and 3G/4G-Systems in the 900MHz Frequency Band - Swedish View".
- [31] Alain BERTOUT(2012), "Next Generation of Railways and Metros Wireless communication systems", IRSE ASPECT 2012, London UK.
- [32] Henry Chor, Yves Vidal(2013), "LTE FOR METRO RAILWAY OPERATIONs", Alcatel-Lucent.
- [33] Olivier Andre(2010), "LTE and its applications in railways", in Proc. of Network and the Economy, Cambridge.
- [34] Peter Tiburg(2009), "GSM-Rrailway Yesterday, Today and Tomorrow", Nokia Siemens Networks.
- [35] Nokia Networks(2014), "Best onboard experience".
- [36] Huawei Technologies(2012), "Huawei Digital Railway Solution".
- [37] Huawei Technologies(2013), "LTE High Speed coverage solution".
- [38] 3GPP TS 23.401 v10.4.0(2011), "General Packet Radio Service (GRPS) enhancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network

(E-UTRAN) access", Release 10, 2011.

- [39] 3GPP TS 22.220 v11.2.0(2012), "Service Requirements for Home Node B(HNB) and Home eNode B (HeNB)", Release 11, 2012.
- [40] Dino Flore(2015), "3GPP & Unlicensed Spectrum", IEEE 802 Interim Session, Jan 2015.
- [41] 4G Americas(2015), "Mobile Broadband Evolution Towards 5G : Rel-12 &Rel-13 and Beyond".
- [42] John Son, Jin Sam Kwak, Geonjung Ko(2015), "A Study on the Next Generation WLAN IEEE 802.11ax HEW Standardization Status", The Korean Institute Communication and Information Sciences Summer Proceeding, Jeju, pp.148–149.
- [43] InterDigital(2012), "Cellular–Wi–Fi Integration; A comprehensive analysis of the technology and standardization roadmap".
- [44] T.Kanakis and Z. Ghandialy(2014), "4.5G:Intergration of LTE and WiFi Nnetworks", eXplanoTech, June, 19th, 2014.
- [45] 4G Americas(2013), "Integration of Cellular and Wi-Fi Networks".
- [46] Rohde & Schwarz(2012), "WLAN Traffic Offload in LTE".
- [47] 3GPP SA2 TS 23.327 v10.2.1(2011), "Mobility between 3GPP-Wireless Local Area Network (WLAN) Interworking and 3GPP Systems", Release 10, 2011.
- [48] A. de la Oliva, C.H. Bernardos, M, Calderon(2011), "IP Flow Mobility : Smart Traffic Offload Future Wireless Networks", IEEE Communications Magazine, 10. 2011.
- [49] 3GPP TS 22.261 v10.1.0(2012), "IP Flow Mobility and Seamless Local Area Network (WLAN) offload", Release 10, 2012.
- [50] Netmanias Consulting(2015), "Korea Communication Review Q3 2015".

- [51] IFSTTAR (2012), "SYSTUF project", 2012.
- [52] Achieved at http://systuf.ifsttar.fr/index-en.php
- [53] Laurent Gallo, Jerome Harri(2014), "Dedicated LTE Communications for Public Transportations", EUROCOM.
- [54] Arwa Khayt, Mohamed Kassab(2014), "LTE based telecommunication system for urban-guided transports", Transport Reserch Arena 2014, Paris, pp.3-10.
- [55] Seoung-chon Koh, Kyu-Hyoung Choi(2015), "Access Delay Characteristics of Wi-Fi Network According to User Increase in Subway Section", Journal of Korea Academia-Industrial cooperation Society Vol.16, No.5, pp. 3455–3461.
- [56] Qualcomm(2015), "the WI-FI Evolution an integral part of the wireless landscape".
- [57] IEEE(2012), "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications", IEEE Std 802.11–2012, March 29 2012.
- [58] 3GPP TR 37.834 (2013), "Technical Specification Group Radio Access Network; Study on Wireless Local Area Network (WLAN) – 3GPP radio interworking", V12.0.0, Dec. 2013.
- [59] Anritsu(2012), "Understanding WLAN offload in cellular network".
- [60] J. F. Jurose, and K. W. Ross (2013), "Computer Networking: A Top-Down Approach", 6th edition Addison-Wesley, pp. 539–570.
- [61] E. Perahia, and R. Stacey (2012), "Next Generation Wireless LANs", 2nd edition Cambridge, pp. 271–274.
- [62] T. Sakurai, and H. L. Vu (2007), "MAC Access Delay of IEEE 802.11

DCF", Wireless Commun., vol. 6, pp. 1702 - 1710, 2007.

- [63] S.C. Kim(2012), "Performance Analysis on the Impact of Mutual Interference and the Interference Suppression Method for CBTC System in the Presence of WPAN System", Journal of the Korean Society for Railway, Vol.15, No.5, pp. 454–458.
- [64] J. Hastad, T. Leighton, and B. Rogoff (1996), "Analysis of backoff protocols for multiple access channels", SIAM J. Comput., vol. 25, pp. 740 - 774, 1996.
- [65] M. M. Carvalho and J. J. Garcia-Luna-Aceves (2003), "Delay analysis of IEEE 802.11 in single-hop networks", in Proc. of 11th IEEE International Conference on Network Protocols (ICNP), Atlanta, 2003, pp. 146 - 155.
- [66] H. Zhai, Y. Kwon, and Y. Fang (2004), "Performance analysis of IEEE 802.11 MAC protocols in wireless LANs", Wireless Commun. Mobile Comput., vol. 4, pp. 917 - 931, 2004.
- [67] Seoung-chon Koh, Kyu-hyoung Choi, Roony Yongho Kim(2014), "A Distributed Wireless Local Area (WLAN) Access Scheme for Efficient WLAN Communication in Busy Train Station", Journal of the Korean Society for Railway Vol.17, No.6, pp. 402–409.
- [68] H. Wu, Y. Peng, K. Long, S. Cheng, and J. Ma (2002), "Performance of reliable transport protocol over IEEE 802.11 wireless LAN: analysis and enhancement", in Proc. IEEE INFOCOM 2002, pp. 599 - 607.
- [69] G. Bianchi (2000), "Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function", IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 18, pp. 535 -547, 2000.
- [70] B.-J. Kwak, N.-O. Song, and L. E. Miller (2005), "Performance analysis

of exponential backoff", IEEE/ACM Trans. Networking, vol. 13, pp. 343 - 355, 2005.

- [71] A. Kumar, E. Altman, D. Miorandi, and M. Goyal (2005), "New insights from a fixed point analysis of single cell IEEE 802.11 WLANs", in Proc. IEEE INFOCOM 2005, pp. 1550 - 1561.
- [72] T. Sakurai, and H. L. Vu (2007), "MAC access delay of IEEE 802.11 DCF", Wireless Commun., vol. 6, pp. 1702–1710.

