



[UCI]1804:24011-200000265767

2016年 8月 碩士學位論文

이동통신 안테나시스템의 매칭네트워크에 관한 연구

朝鮮大學校 産業技術融合大學院

電氣技術融合工學科

梁浩承



이동통신 안테나시스템의 매칭네트워크에 관한 연구

A Study on the Matching Network of Antennas System for Mobile Networks

2016年 8月 25日

朝鮮大學校 産業技術融合大學院

電氣技術融合工學科

梁 浩 承





이동통신 안테나시스템의 매칭네트워크에 관한 연구

指導教授 曺 錦 培

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함.

2016年 4月

朝鮮大學校 産業技術融合大學院

電氣技術融合工學科

梁 浩 承

Collection @ chosun



梁浩承의 碩士學位論文을 認准함

委員	長	朝鮮大學校	教授	୦]	ዯ	선	印
委	員	朝鮮大學校	教授	김	남	하고	印
委	員	朝鮮大學校	教授	조	금	배	印

2016年 6月

朝鮮大學校 産業技術融合大學院

Collection @ chosun



목 차

ABSTRACT

т	21	=	
1.	저	돈	 1

- D. 매칭네트워크 ~~~~ 30





IV.	시뮬	레이	션	및	실험	결과.	고찰.			
А.	평면	안터]나·	•••••	•••••			•••••		
В.	실험	및	결과	고찰		•••••	•••••	•••••	•••••	

Reference





도목차

그림 1. 이동통신 및 전화시스템
그림 2.4G 서비스를 위한 주파수6
그림 3. 단극 안테나와 나선 안테나
그림 4. 이중 대역 PIFA
그림 5. GSM/DCS 이중 주파수 평면 단극의 구조9
그림 6. 기면 위 결합 소자들의 효과
그림 7. GSM 1800/1900 대역의 4중 대역 모델
그림 8 광대역 매칭네트워크
그림 9 부하 리액턴스를 무효화하는 두 방법
그림 10 급전점이 두 개인 안테나
그림 11. 대역폭 개선을 위해 구부린 평면 결합 소자
그림 12. 설계에서 확보한 비대칭 쌍극
그림 13. 평면 CE플레이트와 기판이 있는 기면의 반사 계수 18
그림 14. 1.04GHz에서 구조에 나타나는 전류
그림 15. 구조에 대한 Hollowing 수정 작업
그림 16. 기면에 연결된 속이 빈 CE 플레이트의 반사 계수20
그림 17. 바닥 모서리 이동기술
그림 18. 일반 구조에서 고주파수 대역 소자의 위치
그림 19. 소대역만 있는 구조의 고주파수에 미치는 전류의 영향·22
그림 20. 실험의 거리
그림 21. 정해진 단극의 반사 계수

– iii –

Collection @ chosun



22.	공진주파수의 변위
23.	단극의 길이
24.	안테나의 전체설계
25.	고주파수 대역의 반사계수
26.	소대역 주파수 대역의 반사계수
27.	소대역 방사패턴
28.	광대역 방사패턴
29.	매칭네트워크의 블록다이어그램31
30.	L-네트워크의 구성32
31.	소대역에서의 안테나 임피던스
32.	소대역의 L-네트워크
33.	매칭네트워크로 인한 속이 빈 결합 소자의 반응34
34.	광대역 매칭네트워크 설계
35.	최종 소대역 매칭네트워크
36.	최종 매칭네트워크로 인한 소대역 반사 계수37
37.	제작이 완료된 안테나
38.	네트워크 분석기에 안테나
39.	네트워크 분석기 화면
40.	소대역 운용 S22 반사 계수41
41.	광대역 운용 S11 반사 계수41
42.	송신 계수 S21 시뮬레이션과 제작품 비교42
	22. 23. 24. 25. 26. 27. 28. 29. 30. 31. 32. 33. 34. 35. 36. 37. 38. 39. 40. 41. 42.

– iv –





ABSTRACT

A Study on the Matching Network of Antennas System for Mobile Networks

Yang, Ho Seung Advisor : Prof. Geum-Bae Cho, Ph.D.

Electrical Engineering Technology Convergence Industrial Technology Convergence Graduate School of Chosun University

In this thesis, the design and manufacturing of a 4G antenna for mobile communications is described. As it is known, since the implausible development of the communications technologies, the boundaries and constraints are limiting the geometry of the devices and, the requirements and features of the services are called to have better and smaller technologies whereas the capabilities of that services are thought to be of a greater performance. From this perspective, it is necessary to reduce the space for the antenna inside the gadgets. Considering 4G frequencies, it is clear that the antenna must operate in the range of 700–960 MHz and 1.7–2.7 GHz taking into account the coverage for 2G, 3G and 4G stated frequencies. Low frequencies often require long or big dimensions of the





antenna in order to achieve resonant into the given bandwidth. However, as it is mentioned before, novel technologies need small and reduced space. At that point, this project is based in the new design techniques theories that have been demonstrated in many novel investigations where, in order to satisfy the size constraints, the ground plane - where the electronics of the mobile are located- is used as a tool for non-resonant antenna path to improve the radiation pattern and characteristics. Moreover, to cover the high frequencies, it is necessary to use a small-sized antenna, doing easy to model an ordinary monopole inside the space of the antenna.

In this manner, this thesis is divided into two main parts. On one hand, we have the design of a non-resonant part of the antenna which has to use the ground plane to help to improve the radiation in the lowest frequencies. On the other hand, we have a single monopole to create another part of the antenna so as to cover highest frequencies.

The main goal of this project is to demonstrate and to validate the results obtained in the design of the antenna for 4G given in, as well as to search for the enhancement of the proposed design by making use of new techniques of antenna designs and by changing the form of the structure evaluating the electrical fields and the coupling between the parts of the full antenna.



I. 서 론

휴대전화는 1980년대에 처음 소개되었고 당시의 이동통신 기술은 자동차와 기타 차량에 설치된 전화기 정도였다. 1973년 이전에는 Motorola가 처음으로 휴대전화를 생산했으며 핵심 기술들이 몇 세대를 거쳤다. 1세대(1G) 휴대 전 화는 아날로그 통신기술을 사용하였고 크기도 크며 가격도 비쌌기 때문에 부 의 상징으로 여겨지기도 했다. 2세대(2G) 휴대전화는 세계 이동통신 시스템 (GSM) 기술이 도입되어 한층 강력한 디지털 통신기술을 사용했기 때문에 비 용은 크게 낮추고 이메일 및 기본적인 인터넷 접속처럼 이전보다 한층 광범 위한 서비스도 제공할 수 있게 되었다. 3세대(3G) 휴대 전화는 디지털 통신 을 사용하면서 이전보다 훨씬 빠른 데이터 속도로 영상통화나 소속 인터넷 접속과 같은 한층 어려운 서비스도 제공할 수 있다. 현재의 4세대(4G) 휴대 전화는 성능과 서비스 지역이 확대되어 고속에서도 3G 기술처럼 많은 데이 터를 전송하고 서비스를 이용할 수 있다 [1].

이동통신 시스템의 성능개선을 위해 새로운 기준과 새로운 주파수 대역이 도입되면서, 기기 내부의 공간은 작은 상태로 또는 더욱 작게 유지하고 이러 한 기술들에 의해 확립된 요건을 충족할 수 있는 한층 넓은 광대역 안테나가 필요하다. 이러한 특징과 새로운 설계 기술을 고려한 안테나를 어떻게 개발 하고 구성할 것인가에 대한 연구는 전세계 수많은 공학자들에 의해 활발히 진행되고 있다 [2].

통신 기술의 비약적인 발전, 경계와 제약 요소들이 기기의 구조를 제한하고 있기 때문에 서비스 요건과 특징에는 보다 나으면서도 크기가 작은 기술 사 항들이 필요하고 이러한 서비스 역량을 통해 뛰어난 성능이 구현되어야 한다. 이러한 관점에서 기기 내부 안테나의 공간을 줄일 필요가 있다. 4G용 주파수를 고려하면, 2G, 3G 및 4G용 주파수 범위를 생각할 때 안테나는 700~ 960MHz와 1.7 ~ 2.7GHz 범위에서 특정 대역에서 공진이 발생하려면 길거나

- 1 -





또는 큰 안테나가 필요한 경우가 많다 [3]. 따라서 본 논문에서는 크기 제약 요소를 충족할 수 있도록 모바일 기기의 전자 장치들이 위치하는 기면 (ground plane)을 방사 패턴과 특징을 개선하는 비(非)공진 안테나 설계 기술 에 기반하고 있으며 고주파를 커버하기 위해서는 소형 안테나를 이용하여 안 테나의 공간 내부에 일반적인 단극(momopole)을 채택하였다.

또한 안테나 성능을 개선하는 데 필요한 매칭네트워크를 모델화하기 위해 ADS 2011을 사용하여 4G용 안테나 설계에서 확보한 결과를 보여주고 입증 하는 것은 물론, 안테나 설계에 새로운 기술을 활용하고 완전한 안테나 부품 들 사이의 전기장과 결합상태를 검토하고자 한다.



Ⅱ. 이동통신의 이론 및 모바일 기기

A. 이동통신

현재 이동통신은 음성 및 데이터 네트워크 분야에서 중요한 역할을 하고 있다. 1980년대부터 지금에 이르기까지 이동통신은 몇 가지 프로토콜과 기술 개발에 따른 많은 변화가 있었고 이를 통해 사용자들은 전화, 인터넷, GPS, 센서 및 여러 서비스를 이용할 수 있게 되었다.

셀룰러(cellular) 이동통신 시스템은 무선통신 시스템의 기본적인 서비스 지 역인 셀(cell)을 만들기 위해 전력 소모가 적은 다수의 무선 송신기를 사용한 다. 전력 수준이 제각기 다르기 때문에 특정 지역 내의 가입자 밀도와 수요 에 따라 셀의 크기를 정할 수 있고, 모바일 기기 사용자들이 셀에서 셀로 이 동하기 때문에 끊김이 없는 서비스를 유지하기 위해 이들의 대화는 셀 간에 핸드오프(handoff) 된다 [4]. 그림 1은 일반적인 이동통신 및 전화시스템의 구 성도를 나타내고 있다.



- 3 -



각각의 모바일 기기는 셀 사이트(cell site)와 통화하기 위해 별도의 임시 무선 채널을 사용하며 모바일 기기 당 하나의 채널을 이용하여 한꺼번에 여 러 개의 모발일 기기와 통화한다. 채널들은 통신을 위해 한 쌍의 주파수를 사용하며 한 주파수는 셀 사이트로부터 전송받기 위한 순방향 링크이고 다른 주파수는 사용자로부터 통화를 수신하는 셀 사이트를 위한 역방향 링크이다. 1973년경 무선 통신의 개발된 이래, 1세대 모바일 기기는 아날로그로 900MHz 정도의 주파수를 이용하여 음성을 전송했다. 1세대(1G)로 이름 지어 진 이 시스템은 암호화되지 않아 취약하고 휴대 전화 복제(cloning)에 취약하 다는 특징을 보였으며, 주파수 분할다중접속(FDMA) 방식을 이용하여 이를 지원하기 위한 상당한 크기의 무선 범위가 필요했다.

아날로그 시스템은 이후 1990년에 디지털 AMPS(첨단휴대전화시스템)으로 대체되면서 2세대(2G)가 등장했다. 2세대의 가장 일반적인 2G 기준은GSM (세계이동통신시스템)으로 이것은 다중화(multiplexing)를 위해 TDMA를 사 용하고 업링크와 다운링크의 양방향(duplex) 통신을 위해 FDD를 사용한다. TDMA는 다수의 사용자가 무선 주파수 대역 그룹에 접속하도록 하는 표준 으로, 메시지 트래픽 방해가 없고, 이용 가능한 25MHz의 대역폭을 124개의 반송주파수(각 200KHz)로 나누는 데 사용된다. 디지털 네트워크의 중요한 이 점은 이러한 시스템이 웹브라우징을 위해 전혀 설치가 되어 있지 않더라도 이를 통해 음성 데이터 전송을 개선하고 팩스나 메시지와 같은 일부 기본적 인 용도로 활용 범위를 확대할 수 있다. 2G로 전송되는 패킷 데이터를 집계 할 수 있도록 IP 인식과 지원 기능이 추가된 2.5G가 개발되었고 주요 프로토 콜은 GPRS와 WAP이다 [5].

모든 2G 무선 시스템은 음성중심이고 GSM은 단문 메시지 서비스(SMS)가 포함되어 있어 최대 160자의 텍스트 메시지를 주고 받으면서 휴대전화에서 확인할 수 있다. 또한 대부분의 2G 시스템은 음성 경로를 통해 일부 데이터 를 지원하지만 대개의 경우 속도가 9.6Kb/s 또는 14.4Kb/s로 매우 느리다.

이후 이동통신은 화상 통화 및 복합 서비스와 연계 되었고, 대역폭과 모바

- 4 -

Collection @ chosun



일 기기의 성능이 개선되면서 3세대 시스템이 등장하여 사용자 서비스를 제 공하는 방법을 찾게 되었다. 이러한 기술 발달과 함께 사용자가 필요로 하는 서비스는 인터넷이라는 것을 알게 되었다. 이 시점부터 화상 통화 및 복합 멀티미디어 전송과 같은 기타 서비스 중 인터넷 서비스를 포함시키는 방향으 로 기술을 집중했다 [6].

3D 기술은 시간분할 다중접속(TDMA)과 코드분할 다중접속(CDMA)을 사용하고, 이러한 기술을 통해 모바일 TV, GPS(위성위치확인시스템), 화상 회의와 같은 부가가치 서비스를 제공할 수 있으며, 3G 기술의 기본적인 특징은 빠른 데이터 전송 속도에 있다. 사용자가 이동 중에 있거나 차량 안에 있는 경우에 3G 속도는 144Kb/s이고, 보행 중인 경우에는 384Kb/s, 그리고 사용자가 정지상태에 있는 경우에는 최대 2Mb/s이다. 이 기술을 이용하여 모바일 기기는 고속으로 인터넷에 연결될 수 있어 전화기 및 인터넷 접속 기기로 사용할 수 있다.





B. 4G 기술

사용자 및 서비스 지역 증가, 음성, 비디오 및 데이터 패킷과 같은 각종 데 이터를 전송해야 하는 필요성, 그리고 인간-기계 인터페이스를 편리하게 만 들고자 하는 열망 등에 부응하기 위해 지난 수 년 동안, 1세대(1G) 휴대 전 화기부터 휴대전화망은 몇 가지 변화가 나타났다. 동시에 3G 기술은 한계에 도달했고 사용자 또한 포화상태가 되었다. 대역폭과 데이터 전송속도를 늘리 는 새로운 기술의 필요성이 대두되었다. 기존의 모바일 기술을 통합하여 새 로운 차원의 사용자 경험과 멀티서비스 능력을 키우기 위해서는 4G 기술을 하나의 기준으로 확정해야 한다. 이동이 적은 사용자가 다운링크에서 최대 1Gbit/s(이동이 많은 경우 100Mbit/s), 그리고 업링크에서 500Mbit/s의 최대 데이터 속도를 구현하기 위해 QPSK, 16QAM 및 64QAM과 같은 모듈화 방 식을 사용한다. OFDMA는 다운링크에서 다중 접속할 때, 그리고 SC-FDMA 는 업링크에서 다중 접속할 때 사용한다 [7].

4G 기술은 특정 범위의 주파수를 사용하지만 모든 장치나 모바일 기기는 3G 주파수에서 작동되어야 한다. 이것은 4G 신호가 부족할 수 있기 때문이 고, 일부 국가나 도시의 경우에는 4G 서비스 기지국이 없기 때문이기도 하 다. 그림 2는 3G 및 4G 서비스를 이용할 수 있도록 현재 기기들이 작동되어 야 하는 주파수 범위를 나타내고 있다 [8].



그림 2. 4G 서비스를 위한 주파수

- 6 -





C. 모바일 기기용 안테나

1세대의 경우 모바일 기기의 안테나는 상단부에 하나의 단극으로서 위치했 다. 이 단극은 작동 주파수(operational frequency)의 1/4에서 작동하도록 설 계되어 있다. 따라서 작동 주파수를 알기 때문에 단극의 크기를 줄일 수 있 는 소형화 기술이 도입되었다. 이러한 소형화 작업은 안테나를 나선형으로 압축하는 것이 있는데, 다대역(multiband) 서비스에서 작동할 때 작은 휩 (whip) 안테나가 나선 안테나에 추가되어 2개의 대역을 담당한다. 그림 3은 단극 안테나와 나선 안테나로서 PCB의 길이가 1/4인 경우에 단극이 있는 PCB는 쌍극처럼 작동하기 때문에 훨씬 좋은 성능을 나타낸다.

하지만 단극-나선 안테나의 주요 단점은 외부안테나로 불편하며 방사 패턴 이 좋다 하더라도 전자파 인체흡수율(SAR)이 높다는 점이다. 1990년대에 이 러한 불편함을 없애기 위해 내부 안테나가 개발되었다 [9].



그림 3. 단극 안테나와 나선 안테나

- 7 -



그림 4는 이중대역 PIFA(평판 역 안테나)로써 안테나의 물리적 지점에 연 결된 기면이 있고, 다대역의 경우에는 전류분포를 방해할 수 있도록 판에 구 멍이 있다. 또한 전 방향성 방사형태를 보여주는 전통적인 휠 안테나와 비교 할 때 이러한 PIFA는 휴대전화 사용자에 대한 역(逆)방사(backward radiation)가 비교적 적다는 장점으로 사용자의 머리에 전자기에너지가 흡수 될 가능성이 줄어들 수 있다 [10].



그림 4. 이중 대역 PIFA

내부 안테나를 사용한 또 다른 종류에는 기면에 연결되지 않는 단순한 평 면 단극이 있다. 이러한 종류의 안테나는 적절한 성능을 발휘하기 위해서는 주변(보통 PCB 한쪽 모서리) 바닥에 공간이 있어야 한다. 비어진 소자 (parasitic element)를 추가하거나 방사 소자(radiating element)에 병렬 분지 (parallel branch)를 추가하는 기술은 다대역 운용 시에 사용할 수 있다. 현재 이러한 안테나는 GSM 서비스에 사용되고 있으며 대부분의 경우 단극을 소 형화하여 안테나 하우징 내부에 들어간다. 작동 주파수가 900MHz인 기기는 높이가 약 83mm인 직선형 평면 단극이 있어야 한다 [11]. 안테나의 크기를 줄이기 위한 일반적인 설계 기술은 2차원의 평면 단극을 3차원 구조로 구부 리거나, 접거나 또는 감싸는 것이다. 그림 5는 이중 주파수 평면 단극구조로

- 8 -





기술 발전과 새로운 개념 설계를 통해 모바일 기기에 큰 변화가 나타났다. 즉, 새로운 서비스의 필요성과 기기 내부에서 차지하는 위치에 의해 새로운 크기의 안테나와 특정 공간을 필요로 하는 기기의 기하학적 형태의 변화 및 새로운 소형화 기술의 개발을 요구하는 변화 등으로 인하여 기술 요건이 바 뀌었다.



그림 5. GSM/DCS 이중 주파수 평면 단극의 구조

구멍(slot)을 만들거나 구불구불하게 만드는 기술들은 안테나 소자 또는 PCB 위의 전류를 바꾸기 위해 활용되었고 유도성 부하(inductive load)와 용 량성 부하(capacitive load)도 이러한 목적으로 활용되었다. 본 논문에서는 전 기 근접장(near field)을 조종(안테나를 기면 가까이 구부리는 작업)하기 위해 사용되었다. 현재 이동 시스템의 또 다른 중요한 요건은 대역폭이다. 3G와 4G 기술의 경우 안테나는 200MHz 이상의 대역 주파수에서 작동되어야 한다. 대역폭 강화를 위한 중요한 기술은 매칭네트워크인데 안테나를 따라 배치하 거나 요건에 맞춰 안테나의 입력 임피던스를 준비할 수 있도록 피드(feed)에 직접 연결할 수 있다 [12].

- 9 -



D. 결합 소자 안테나

PCB상의 위치나 사양 때문에 모바일 기기의 안테나 구조가 부피를 많이 차지하지 않으려면 안테나 소자의 부피를 줄여야 한다. 기면이나 모바일 PCB의 전류 방사를 효율적으로 활용하는 것도 한 가지 방법이다. 기본적으 로 섀시의 주요 특징적인 웨이브모드(wavemode)를 가장 적절하게 결합하기 위해서 비공조 결합 소자(CE)를 사용한다. 안테나 구조는 정합회로(matching circuit)를 이용하여 공진에 맞춘다. 모바일 단말기의 PCB 기면은 특히 전체 방사의 90%가 PCB에서 900MHz로 나오는 저주파수 대역에서 방사된다 [13].

안테나 구조에 기반하는 결합 소자는 3개의 주요 부품으로 구성되어 있다. 첫 번째 부품은 모바일 단말기 섀시로 안테나 구조에서 주 라디에이터 역할 을 하며 결합 소자들은 가능한 효율적으로 섀시의 1차 웨이브모드를 발생시 키기 위해 사용한다. 트랜시버 전자 장치에 맞는 임피던스가 매칭 회로망을 통해 만들어진다. 섀시 웨이브모드에 효율적으로 결합하기 위해서는 결합 소 자의 위치와 형태를 정확하게 선택해야 한다. 섀시의 짧은 부분 위에 결합 소자를 구부리면 확실하게 결합할 수 있다.

결합 소자들의 결과와 효과가 설계 작업에 있어서 모바일 기기에서 이동통 신 대역을 이용하기 위해 이 기술을 광범위하게 사용하는 여러 새로운 조사 및 연구에서 이러한 유형의 개발이 제안되었다. 이 기술의 주요 단점은 대역 폭이 많이 확보할 수 있으나 공전 주파수에 가깝게 개선하고 결과적으로 대 역폭을 개선하기 위해서는 복합 매칭네트워크를 사용해야 한다. SMS 구성 요소들 때문에 손상될 수 있다는 것을 고려해야 한다. 그림 6은 기면 위 결 합 소자들의 효과로서 GSM 대역을 커버하기 위해 CE를 이용하는 설계를 나타내고 있다. 이 CE 기술의 또 다른 단점은 결합 소자와 PCB 사이를 구성 부품이나 금속으로부터 떼어놓아야 한다. 이러한 소재들은 전기장에 왜곡을 발생시키고 결과적으로 전체 대역폭이 손상되기 때문이다.

- 10 -





모바일 PCB에 안테나를 배치하는 것이 제한을 받고 저주파수에서는 안테 나에 PCB보다 큰 소자가 들어가야 하기 때문에 안테나 모형 제작에 있어서 저주파수 대역은 700MHz ~ 960MHz이다. 그림 7은 GSM 1800/1900 대역의 4중 대역 모델을 나타내고 있다.



그림 6. 기면 위 결합 소자들의 효과



그림 7. GSM 1800/1900 대역의 4중 대역 모델

- 11 -



어떤 종류의 안테나 설계에서도 중요하고 요건을 충족하기 위해서는 특히 대역폭과 반사계수 요건을 맞추려면 모든 모바일 기기에서 매치 네트워크를 실행하는 것이 필요하다. 매칭네트워크(MN. Matching Network)의 사용은 특 정 파라미터에 거의 제한되어 있으며 매칭네트워크가 다른 성능 특성을 개선 한다고 하더라도 매칭네트워크가 방사특성의 손상을 초래할 수 있기 때문에 매칭네트워크 선택에 신중해야 한다 [13]. 안테나가 큰 저주파수의 경우, 매칭 네트워크는 안테나 소자의 크기를 줄이는 해결방법이다. 안테나가 상당한 대 역폭 범위에서 작동해야 하는 모바일 기기의 경우, 단순한 매칭네트워크는 생각할 수 없다. 반대로, 모든 대역폭을 커버할 수 있는 것이 필요하다. 이것 은 복합 대역폭 매칭네트워크의 사용을 의미하며 안테나의 손상을 피하기 위 해서는 최대 두 개의 순서 네트워크를 이용하는 것이 바람직하다. 전통적인 매칭네트워크는 L-네트워크로 인덕터(inductoe)와 커패시터(capacitor)로 구성 되며, 필요한 용도에 따라 네트워크는 소대역(low-band) 또는 광대역 (high-band) 필터가 될 수 있다. 안테나 설계에는 복합 매칭네트워크가 필요 하고, 이것을 확보하는 기술은 두 개 이상의 L-네트워크로 직렬 접속되어 각 각 대역폭 개선에 필요한 낮은 대역폭을 갖는다.



- 12 -

Collection @ chosun

그림 8은 광대역 매칭네트워크를 나타낸 것으로 두 개의 L-네트워크가 연 속으로 직렬 접속되어 있는 것을 보여 주고 있다. 직렬 접속된 부분에서 가 장 적은 Q(가장 넓은 대역폭)는 중간 임피던스가 소스(source) 임피던스와 부하(load) 임피던스의 중간에 있을 때 나타난다. 넓은 대역폭과 평편한 임피 던스 곡선은 임피던스 비율이 적고 이에 따라 각 부분의 Q가 적은 추가적인 중간 임피던스가 있는 부분과 직렬 접속하면 나타난다. 그러나 구성 요소가 늘어나서 손실이 발생하면 안테나에 의해 방사되는 에너지가 감소할 수 있 다. 에너지의 일부가 해당 구성 요소에 의해 흡수될 수 있기 때문이다. 따라 서 2 ~ 3개 이상의 L-네트워크를 사용하는 것은 바람직하지 않다 [14]. 그림 9는 리액턴스를 무효화하는 두 방법을 보여 주고 있다.



- 13 -





F. 단일 급전과 복수 급전

대부분의 안테나 설계에 있어서, 2G와 3G의 모든 표준 주파수 범위를 커버 하기 위해서는 송수신전환기(duplexer)가 많아지면 기기가 RF 전단부에서 스 위치 역할을 하고 또한 송신기-수신기(트랜시버)처럼 작동되기 때문에 하나 의 급전점(feed point)를 갖는 것이 필요하다. 4G 체계에서는 두 개의 대역에 서 음성 데이터와 트래픽 데이터를 수신하는 것이 가능한데, 이것은 동시에 기기로 들어가려고 하는 데이터 패킷이 두 개 있다 [15].

900MHz와 2.2MHz로 데이터를 전송하는 것은 불가능하나 단일 급전점은 두 개의 안테나 소자를 활성화할 수 없고 송수신전환기는 단지 송신 또는 수 신만 선택한다.



그림 10 급전점이 두 개인 안테나

- 14 -





그림 10은 급전점이 두개인 안테나로 안테나에 복수 급전점을 만들며 각각 의 안테나 소자는 각각의 주파수 대역을 커버하는 단일 접점에 연결하여 4G 복수 발송 데이터 문제가 발생하지 않도록 해야 한다. 그러나 이렇게 되면 포트간(port-to-port) 분리절연이라는 또 다른 문제로 이어질 수 있으나 포트 간 결합을 피하고 효율성이 떨어지지 않도록 하기 위해서는 분리절연이 필요 하다 [16]. 따라서 제대로 분리절연을 하기 위해서는 한쪽 안테나의 소자위치 가 다른 소자 위치를 방해하지 않아야 하고, 안테나에 할당되는 적은 공간을 고려하면서 완전한 안테나 설계에서 이러한 요소들을 고려 및 분석해야 한 다.





소십내역

Ⅲ. 비평면 4G 안테나

A. 저주파수 대역소자

아테나를 위해 확보하 공간 때문에 소자는 저주파수 범위인 700 ~ 960MHz의 주파수 범위에서는 공진이 나타날 수 없다. 이때 결합 소자라는 개념을 도입하는데, 이것은 비공진 소자로서 특히 PCB기면에 적절한 전류를 발생하도록 설계되어 있다. 이러한 경우, 주파수가 필요한 주파수 범위에 들 어가거나 또는 이에 근접하게 되는 기면의 공진 주파수에 가깝게 전류를 강 하게 만들어주는 결합 소자의 용량효과에 의해 전류가 기면에 유도된다. 모 바일 기기에는 안테나가 들어갈 수 있도록 PCB 상단에 작은 구멍이 있는 경 우가 많다. 사용된 크기 내에서 섀시 웨이브모드에 강력하게 결합할 수 있는 것으로 알려진 기술 하나는 결합 소자를 기면 끝부분에 오도록 하는 것이다. 모듈 방식을 통해 GSM900 및 GSM1800과 같은 일부 개별적인 주파수 대역 을 커버하도록 몇 가지 결합 소자를 사용할 수 있다. 전형적인 결합 소자는 용량효과에 의해 전류를 유도하는 플레이트(plate)가 될 수 있다. 이 플레이트 를 평면 결합 소자 또는 단순히 평면 CE라고 부른다. 그림 11은 대역폭 개선 을 위해 구부린 평면 결합 소자를 나타내고 있다. 기판(substrate)을 제거하고 평면 CE 플레이트를 기면에 연결하면 두 소자들이 결함되면서 비대칭 쌍극 으로 작동하고, 공진 주파수에서 이러한 결합의 임피던스는 각각의 독립적인 임피던스에 좌우된다는 것을 알 수 있다. 평면 CE 플레이트는 PCN에 전류 를 유도하는 좋은 기술이므로 주파수 범위의 파장보다 작은 소자를 사용한 다. 그림 12는 설계에서 확보한 비대칭 쌍극 구조로 완전한 안테나를 위해 확보한 모든 공간을 이용하고 있다. 원래 구조와 동일 수준으로 새로운 구조 의 특성, 성능을 유지하는 공간 효율적인 구조를 확보하기 위해 기존의 평면 CE를 기하학적으로 수정하 속이 빈 평면 CE플레이트 기술을 검토하였다.

- 16 -

Collection @ chosun







- 17 -

Collection @ chosun

평면 CE 플레이트와 구조의 전류 분포의 그림 14는 1.04GHz에서 구조에 나타나는 전류로 플레이트와 기면의 중심 부분은 공진 주파수에 가까운 1.04GHz의 전류에서 약간 영향을 받는다. 플레이트와 기면의 중심 부분은 및 공진 주파수에 가까운 1.04GHz에서 약간의 영향이 나타난다. 안테나의 나머 지 부분과 모서리에 0.1cm의 공간이 생기도록 CE 플레이트의 중심 부분을 이동했다. 그림 15는 구조에 대한 Hollowing 수정 작업을 나타낸 것이고, 그 림 16의 결과로 나타난 반사 계수 측정값으로 -6dB의 대역폭이 421MHz라는 것을 알 수 있다. 이것은 필요한 저주파수 대역에서 구조가 작동되지는 않더 라도 사양으로써 충분하다. 안테나 소자의 성능은 바꾸지 않았고 새로운 형 태로 인해 손상되는 부분도 없기 때문에 특정 주파수를 커버할 수 있도록 한 다. 그림 17은 바닥모서리 기술을 나타낸 것으로 비대칭 쌍극 기능을 유지하 기 위해 속파기 플레이트의 바닥 모서리를 상하로 움직여 수정했으며 모서리 를 위로 이동하여 공진 주파수의 우측이 변위되고 모서리를 아래로 이동하여 공진 주파수의 좌측이 변위된다. CE 플레이트와 구조의 전류는 700 ~ 960MHz 대역을 커버해야한다. 다른 실험 결과처럼 모서리의 폭을 1mm에서 2~3mm로 구부리거나 늘리면 구조의 행동에 근본적인 영향을 주지 않았다.



그림 13. 평면 CE플레이트와 기판이 있는 기면의 반사 계수

- 18 -







그림 14. 1.04GHz에서 구조에 나타나는 전류



그림 15. 구조에 대한 Hollowing 수정 작업

- 19 -







그림 16. 기면에 연결된 속이 빈 CE 플레이트의 반사 계수



그림 17. 바닥 모서리 이동기술

- 20 -



B. 고주파수 대역소자

1.7 ~ 2.7GHz 범위에 있는 고주파수 대역을 커버하기 위해서는 이전 설계 에 새로운 소자들을 도입하였다. 평면 CE 플레이트의 속파기 작업과 해당 위 치의 전류에 미치는 영향 때문에 공간을 확보했다는 사실은 새로운 소자(고 주파수 소자)를 삽입하기 위해 자유영역을 사용할 수 있고, 이에 따라 기판 위에 소자를 직접 설계할 수 있다. 범위 내에서 중간이 되는 주파수는 2.2GHz이므로, 이 주파수에 해당하는 단순한 쌍극 안테나는 6.6cm이 되어 주 어진 공간에서는 클 수도 있다. 이에 따라 1/4λ에서 작동하는 단극은 3.2 ~ 3.5cm 사이에서 공진한다. 그림 18은 일반 구조에서 고주파수 대역 소자의 위치로 저주파수 소자로 둘러싸인 영역으로 단극이 삽입되었다. 해당 영역의 전류 영향이 적어 구조에 전기장이 적게 발생한다. 하나의 소자는 작동하고 다른 하나는 작동하지 않는 경우에 전류가 들어오는 것을 막을 수 있도록 포 트 간 분리절연이 잘 나타나도록 하려면 단극의 위치를 정확하게 선택하는 것이 중요하다.



그림 18. 일반 구조에서 고주파수 대역 소자의 위치

- 21 -



구역 내에서 할당하기 위해서는 단극을 단극 형태로 그대로 두어서는 안 되고 접어야 하며 단극의 전체 크기는 3.2 ~ 3.5cm이 되어야 한다. 그림 19 는 완전한 안테나를 구하기 위해 시뮬레이션 작업을 하는 모델을 나타내고 있다. 단극에 대한 평가는 항상 소대역(low-band) 소자(속파기 결합 소자)의 가장자리에 만들어진 경계를 생각하면서 진행해야 한다. 제시한 단극은 PCV 에서만 실험했으며 크기 및 기판의 존재 때문에 예상하는 것처럼 공진 주파 수는 2.08GHz이다. 저주파수 대역 소자 내부에 단극을 적용하기 전에, 단극 이 최고의 성능을 발휘하는 위치를 확인하였다. 그림 20에 표시된 공간의 경 우, 단극은 -13dB의 반사 계수와 -6dB에서 1.854 ~ 2.394GHz의 대역폭을 보여주며 이를 통해 540 MHz의 대역폭이 확보된다.



그림 19. 소대역만 있는 구조의 고주파수에 미치는 전류의 영향

- 22 -



완전한 안테나를 위해 확보한 공간을 따라 단극을 이동시키려고 시도했으 며 단극의 이동을 위해 수정되는 거리 또는 파라미터는 그림 20에 "w" 및 "h"로 표시되어 있고, 단극의 크기는 고주파수 대역(1.7 ~ 2.7GHz)의 중심 주파수에 영향을 주지 않도록 하였다. 거리 "w"가 0.9cm이 되도록 옮기면, 1.827GHz에서 2.411GHz까지의 614MHz의 대역폭과 -13.06dB의 반사 계수를 구할 수 있고, 거리 "h"까지 소자를 옮기면 0.55cm가 되어 대역폭이 약간 늘 어나지만 중심 주파수는 2.1GHz에서 1.8GHz로 변위된다.

단국의 길이를 수정하기 위해 또 다른 실험도 진행했다. 접힌 단국은 높이 가 1.45cm이고 길이가 2.15cm이며, 편의상 반사 계수에 미치는 영향을 보기 위해 길이만 수정했다. 길이를 2.55cm으로 늘리면 공진 주파수는 1.87GHz로 변위되고(그림 22 a) 길이를 1.95cm으로 줄이면 공진 주파수가 2.28GHz로 변 위된다(그림 22 b). 접힌 단국의 길이가 짧을 수록 대역폭이 커진다는 것을 알 수 있다.



그림 20. 실험의 거리

- 23 -







그림 22. 공진주파수의 변위

- 24 -

Collection @ chosun

따라서 단극의 행동에 분명한 영향을 주는 위치 변화는 안테나를 위해 확 보한 공간의 상단 및 하단에서 나타난다. 길이가 작아지고 공진 주파수가 합 리적으로 커지는 경우, 접힌 단극의 길이를 수정하면 대역폭이 개선된다. 또 한, 마지막으로 소자의 두께를 변경하는 몇 가지 기본적인 실험에서는 대역 폭의 변화가 조금 나타나지 않았다. 이러한 변화로 두께가 0.1cm(원래 크기) 인 경우보다 대역폭이 약간 커진다. 고주파수 대역에서 발생하는 실제 영향 을 확인하기 위해서는 속이 빈 결합 소자(소대역 소자)가 있는 단극을 두어 야 두 소자들이 함께 있는 경우에 완전한 안테나의 동작을 평가할 수 있다.



a) 2.55cm

b) 1.95cm

그림 23. 단극의 길이

- 25 -





C. FULL 안테나

접힌 단극을 속이 빈 결합 소자로 둘러싸인 공간 안쪽에 두어야 해당 영역 의 전류에 의해 어느 정도 영향을 받을 수 있다는 장점이 있고 확보한 공간 (안테나를 위해 비워둔 공간)을 안테나를 위해 활용할 수 있었으며 단극이 안테나가 있는 바닥 모서리와 가까울 수록 성능이 좋아진다는 것을 확인했 다.

속이 빈 결합 소자를 수정하거나 위치를 바꿀 수 없기 때문에 여러 가지 실험을 진행했지만, 접힌 단극은 속이 빈 CE의 아래쪽 공간에 접힌 단극을 이동시켜 이에 대한 실험을 실시했다. 안테나 요건을 거의 갖춘 설계는 그림 24에 나타내고 있다. 단극은 속이 빈 CE의 바닥 가까이에서 보다 좋은 특성 을 보이고 접힌 단극이 크고 안테나의 두 소자가 쉽게 결합될 수 있기 때문 에 만족할 만한 수준의 대역이 만들어진다.



그림 24. 안테나의 전체설계

- 26 -



그림 25는 고주파수 대역의 반사계수로 속이 빈 결합 소자 또한 단극의 성 능에 영향을 주어 대역폭을 개선하는 데 도움을 준다는 것을 알 수 있다.

고주파수에서는 안테나가 -6dB에서 772MHz의 대역폭을 갖는다는 것도 관 찰되는데, 이를 통해 단극이 PCB에서만 작동할 때에 확보한 대역폭이 개선 되었다. 그림 26은 소대역 주파수 대역의 반사계수로 이점은 포트 간 분리절 연이 크다는 것인데, 이것 때문에 속이 빈 CE의 상위 작업 모드가 있는 단극 의 결합이다. 고주파수에서 확보한 좋은 결과에도 불구하고 소대역 급전을 끄고 광대역 급전을 켜는 경우에 소대역 주파수 대역에서는 안테나의 행동에 아무런 영향을 주지 않는 것으로 나타날 수 있는데, 이것은 단극이 속이 빈 결합 소자의 성능에 전혀 영향을 주지 않는다는 것을 의미한다.



그림 25. 고주파수 대역의 반사계수

- 27 -



그림 26은 소대역 주파수 대역의 반사계수로 대역폭이 295MHz이고 반사 수준이 -9dB라는 것을 나타내고 있다.

대역폭이 421MHz이고 반사 계수의 정도가 약 13.5dB인 그림 25의 결과와 비교할 때, 대역폭이 조금 줄어들고 반사 계수의 크기 또한 감소하기 때문에 속이 빈 CE에 대한 단극의 영향은 부정적인 것을 알 수 있다. 그림 26은 소 대역 주파수 대역의 반사계수로 포트 간 분리절연이 일부 전류가 한 포트에 서 다른 포트로 흘러가고 있다는 것을 나타내고 있다.

그림 27은 소대역 매칭네트워크를 포함하는 완전한 안테나의 방사 패턴으 로 주 라디에이터가 기면이고, 소대역 구조가 비대칭 단극과 같기 때문에 소 대역 운용 시에 패턴이 쌍극 형태의 방사패턴을 나타내고 있다. 그림 28는 광대역 운용에 필요한 방사 패턴을 나타내고 있다. 광대역에서는 형상이 뚜 렷하지 않지만, 운용 주파수에서는 이동통신에서 중요한 각이 큰 영위 패턴 이 나타나고, 이러한 패턴에서는 항상 360도를 커버한다.



그림 26. 소대역 주파수 대역의 반사계수

- 28 -







a) 754MHz

b) 958MHz

그림 27. 소대역 방사패턴



그림 28. 광대역 방사패턴

- 29 -



D. 매칭네트워크

소신내의

속이 빈 결합 소자와 접힌 단극이 있는 평면 상태의 안테나는 정해진 거의 모든 요건을 커버하는 것으로 볼 수 있다. 그러나 거의 대부분의 경우에 완 전한 안테나의 성능과 정밀도를 강화하기 위해서는 매칭네트워크를 설계해야 한다. 이 안테나에는 2개 포트의 급전점이 있기 때문에(각각 소대역 주파수 및 광대역 주파수용 포트), 각 대역이 사양을 만족시키기 위해서는 2개의 매 칭네트워크를 만드는 것이 필요하다.

저주파수 대역의 경우에는 700MHz에서 960MHz까지, 고주파수 대역에서는 1.7GHz에서 2.7GHz까지 커버하는 것이 바람직하다. 최적화 된 안테나는 883MHz에서 1178MHz까지, 그리고 1.738GHz에서 2.51GHz까지 커버 하고 있 음을 알 수 있다. 안테나 소자의 설계 요건을 충족하기 위해 몇 가지 실험을 통해 설계되었다.(접힌 단극 및 속이 빈 결합 소자) 이들 소자는 시뮬레이션 을 통해 가능한 최선의 상태로 개발되었다. 기면과 FR4 기판은 본 연구의 사 양 때문에 수정되어서는 안 된다. 매칭네트워크를 준비하는 것도 또 다른 해 결 방법이 될 수 있다.

안테나가 특정 주파수에서는 임피던스 매칭에 도달하지 않았기 때문에 주 파수의 범위는 700 ~ 883MHz, 1.7GHz에서 1.738GHz까지, 그리고 2.51GHz 에서 2.7GHz까지이다. 마이크로웨이브 부품이나 시스템의 경우에는 임피던스 매칭이 대규모 설계 과정에서 중요한 부분이 되는 경우가 많다. 임피던스 매 칭의 기본개념은 그림 29에 설명되어 있는데, 부하 임피선스와 송신 라인 사 이에 놓인 임피던스 매칭네트워크를 보여 주고 있다. 매칭네트워크란 불필요 한 전력 손실을 막는 이상적인 무손실 네트워크를 말하며, 매칭네트워크로 유입되는 임피던스가 Z₀가 되도록 설계하였다.

매칭네트워크를 사용하여 얻는 이점 중의 하나는 비교적 큰 규모의 대역폭 을 확보하고 이를 통해 매칭네트워크 순위가 빨라지는 집단 부품들이 많이

- 30 -



필요하다는 것인데, 결과적으로 네트워크에 이러한 구성 부품들을 적용하므 로 손실이 적고(인덕턴스 및 커패시턴스), 이들의 내부 저항은 신호를 약하게 한다. 그러나 임피던스 매칭이 잘 되면 저주파수 대역의 요건을 충족시킬 수 있다. 임피던스 매칭은 부하가 선에 매칭되면(발전기가 매칭되는 것으로 가 정) 최대 전력이 전달되고, 급전의 전력 손실이 최소화된다. 임피던스 매칭에 민감한 수신기 구성 요소(안테나, 저소음 증폭기 등)은 시스템의 신호 대비 소음 비율을 개선할 수 있다. 배전 네트워크(안테나 배열 급전 네트워크)의 임피선스 매칭은 진폭과 위상 오차를 줄일 수 있다. 특정 매칭네트워크 선택 에 있어서 중요한 요소로는 복잡성, 대역폭, 실행 및 조절 가능성 등이 있다.

그림 30은 L-네트워크의 구성으로 L-네트워크는 두 가지 구성이 가능하다. 주파수가 충분이 적거나 또는 회로 크기가 충분히 작으면 실제 집중 커패시 터와 인덕터를 사용할 수 있다. 최대 약 1GHz까지 가능할 수 있고, 지금과 같은 마이크로웨이브에서도 통합 회로는 이러한 집중 요소를 고주파수에서도 사용할 수 있을 정도로 작다.



그림 29. 매칭네트워크의 블록다이어그램

- 31 -



부하 임피던스를 Z_L=R_L+jX_L로 정의하고 발전기나 급전점의 임피던스를 Z₀ 으로 정의하면, R_L>Z₀인 경우에는 그림 30의 우측 회로를 적용하고 R_L<Z₀인 경우에는 그림 30의 좌측 회로를 적용해야 하는 것으로 생각할 수 있다. 그 림 31에서 보는 것처럼 안테나의 임피던스(부하 임피던스)는 830MHz에서 11.18 ~ j16.53(저주파수 대역의 중심 주파수)이기 때문에 모든 계산은 해당 주파수와 관련하여 진행한다.



그림 30. L-네트워크의 구성



그림 31. 소대역에서의 안테나 임피던스

- 32 -





Ⅳ. 시뮬레이션 및 실험 결과고찰

A. 평면 안테나

그림 32에서 보는 것처럼 MATLAB를 이용하여 Agilent ADS에 회로를 구 성했다. L-네트워크에 2개의 인덕터 요소로 구성한다. 이후 매칭네트워크의 S-파라미터를 FEKO에 입력하고 안테나에 연결한 시뮬레이션 결과는 그림 33과 같다. ADS에는 대역폭이 잘 나타났지만, 안테나를 이용하여 FEKO에서 시뮬레이션 한 경우에는 대역폭이 저주파수 대역에 있다 하더라도 대역폭이 약 120MHz까지 줄어드는 것으로 나타났다. 그림 33은 매칭네트워크로 인한 속이 빈 결합 소자의 새로운 반응으로 소대역 커버에 필요한 사양에 맞추기 위해서는 위에서 언급한 복합 광대역 매칭네트워크이다.



그림 32. 소대역의 L-네트워크

- 33 -



4G 이동통신 서비스를 위한 평면 안테나는 저주파수 대역을 커버하기 위해 기판 3mm 위쪽에 속이 빈 결합 소자가 오도록 설계했고, 평면 CE는 플레이 트의 중앙에 있는 금속을 제거하여 속이 비도록 하여 성능에 아무런 영향을 주지 않으면서 공간을 확보한다. 고주파수 대역을 커버하기 위해 1/4λ에서 공진하는 단일 단극을 접어 전류가 약하고 해당 위치에 아무런 영향을 주지 않는 속이 빈 CE의 중앙 부분에 오도록 한다. 확보한 커버 영역은 각각 883MHz에서 1178MHz까지, 그리고 1.738GHz에서 2.51GHz까지이다. 소대역 의 성능 강화를 위해, T-타입의 매치 네트워크를 설계하여 완전한 형태의 안 테나는 -6DdB에서 721MHz에서 960MHz까지, 그리고 1.738GHz에서 2.51GHz까지 커버한다.



그림 33. 매칭네트워크로 인한 속이 빈 결합 소자의 새로운 반응

- 34 -



모든 소자의 트랙은 0.1cm 두께로 만들고 트랙의 폭을 약간 변형하더라도 저주파수 대역 및 고주파수 대역 모두에서 행동에 별다른 영향을 주지 않는 것으로 나타났다. 또한, 속이 빈 CE 형태의 중요성이 입증되었는데, 고주파수 대역에서 광대역 단극이 광대역 소자 역할을 할 수 있도록 함으로써 접힌 단 극의 행동에 중요한 영향을 준다. 속이 빈 CE의 경우에는 쌍극 타입의 형태 로 만들고 접힌 단극의 경우에는 완벽한 기하학적 형태가 없으며 패턴에는 해당 대역의 일부 방향에 아무런 영향을 주지 않는 것으로 나타났다. 복합 매칭네트워크의 경우, 직렬접속 L-네트워크를 사용했다.

광대역 매칭네트워크를 확보하는 방법은 리액턴스를 제거할 수 있도록 안 테나 옆으로 분로(分路)된 인덕턴스를 이용하여 T 모델 네트워크를 활용하는 것이다. 그림 34는 ADS에서 파라미터 작업 및 최적화 작업을 통해 시뮬레이 션이 진행되는 모델을 보여주고 있다. 인덕터의 값이 동일하지 않지만 회로 는 T 모델 L-C-L로 구성되어 있다. 부하 리액턴스를 없애기 위해 3번째 인 덕터가 분로되어 있다. 이후 송신선을 추가하여 임피던스 매칭이 급전점 포 트와 안테나 소자 사이의 결합에 영향을 주지 않도록 한다. 그림 35는 최종 소대역 매칭네트워크로 최종 소대역 매칭네트를 위해 구한 값이다.

최적화 프로그램에서 반사 계수의 진폭 및 대역폭의 요건은 - 6dB에서 700 ~ 960MHz이다. 결과적으로 확보한 네트워크를 snppp file 형태로 FEKO로 전송하여 2개의 소자와 매칭네트워크가 있는 완전한 안테나의 S-파라미터를 시뮬레이션 하였다. 그림 35에서는 대역폭이 -6dB에서 721MHz에서 960MHz 까지 커버된다는 것이 관찰되는데 이것은 거의 최적화 된 대역폭이다. 시뮬 레이션 결과를 보면 사양에 맞출 수 있도록 매칭네트워크를 사용하는 것이 유익하다는 것을 알 수 있었다. 그림 36은 최종 매칭네트워크로 인한 소대역 반사 계수로 광대역 범위의 행동에 아무런 영향이 없고 안테나가 1.738GHz 에서 2.51GHz까지 성능을 유지한다는 것을 나타내고 있다.

- 35 -





그림 34. 광대역 매칭네트워크 설계



그림 35. 최종 소대역 매칭네트워크

- 36 -









B. 실험 및 결과고찰

> 평면 모델의 제작 과정으로 커넥터에 필요한 공간을 만들기 위해 소자 안 에 송신선을 적용하여 FR4 PCB의 불필요한 구리를 제거하고 커넥터를 배치 하여 Network Analyser Agilent N5242A를 이용하여 측정했다. 그림 37은 최 종적인 실제 안테나의 모습을 나타내고 있다. 안테나에 매칭네트워크가 없다 는 것을 확인할 수 있었다.

> 제작에 있어서 가장 중요한 부분은 커넥터의 위치로 용접 시에 세심한 주 의가 필요하여 커넥터는 안테나의 최종 반응과 분석기 케이블에 손상을 유발 할 수 있다. Network Analyser는 실체 안테나 시제품의 S-파라미터를 입증 하고 측정하였고 안테나가 분석기에 연결되면, 정확한 측정을 위해 분석기를 조절하는 것이 중요하다. 케이블을 안테나에 연결하며 간섭 현상이 발생할 수 있는 금속 소재가 없는 공간에 있도록 한다. 평가할 주파수의 범위를 정 하고 진폭 표시기를 준비한다. 케이블과 커넥터가 손상되지 않도록 하였고, FEKO 또는 MATLAB와 같은 기타 소프트웨어에서 표시할 수 있도록 측정 을 통해 구한 S-파라미터를 전송하도록 하였다.



그림 37. 제작이 완료된 안테나

- 38 -







그림 38. 네트워크 분석기에 안테나



그림 39. 네트워크 분석기 화면





제작된 안테나의 S-파라미터는 시뮬레이션 결과와 비교하기 위해 전송되었 다. 그림 40은 소대역 운용 S22 반사 계수이고, 그림 41은 광대역 운용 S11 반사 계수이다.

저주파수 대역에서는 원하는 운영 주파수와 논리적으로 비슷한 내용이 나 타날 수 있고, 주파수가 늘어나면 곡선이 좌측으로 이동하는 경향이 있다. 실 제로, -6dB에서는 대역폭이 감소하면서 883MHz부터 1185MHz를 커버한다.

고주파 운용에서도 동일한 현상이 발생한다. 그림 40에서 볼 수 있는 것처 럼, 1.8GHz 이후에는 제작된 안테나 곡선이 좌측으로 이동하는 경향을 보이 게 된다. 또한, 반사 계수의 크기가 최대 -3.7dB인 경우에는 1.0GHz ~ 2.3GHz의 저지 손실이 있다.

제작된 안테나의 S-파라미터 결과는 그림 40, 41 및 42에서 나타내었다. 소 프트웨어에서 설계한 모델과 비교할 때, 곡선들이 서로 상당히 유사하다는 것을 알 수 있었다. 소대역의 경우에는 대역폭이 감소하고 광대역의 경우에 는 1,9GHz ~ 2.3GHz의 저지 수준의 손실이 있으며 실제 안테나는 여러 가 지 주변 조건에 노출되고 금속, 테이블, 의자 둥과 같은 여러 소재들이 영향 을 줄 수 있다. 기판 모형 작업 FR4를 선택했기 때문에, 실제로는 소재의 정 밀도가 떨어진다. 구리의 드릴 작업으로 FR4의 두께가 줄어들어 유전율에 의 해 값이 바뀌어 대역폭에 변화가 생기고 저지 수준을 떨어뜨리는 손실과 결 합이 나타난다. 실제로 임피던스는 용량 반응에 따라 변하여 구리 드릴 작업 과 소자의 경로에 드릴 작업을 하므로 기계가 완벽하지 않은 경우에는 폭에







그림 40. 소대역 운용 S22 반사 계수



그림 41. 광대역 운용 S11 반사 계수

- 41 -











V. 결 론

본 연구는 4G 이동통신을 커버할 수 있는 안테나를 설계하고 구성하였다. 몇 개 채널의 송신 요건을 충족할 수 있도록 독립적인 급전점을 갖추고, 커 버되는 각 대역에 하나씩 두 개의 소자를 사용하는 것을 검토하였다. 첫 번 째 소자는 플레이트 위에 구성되는 결합 소자로, 두 번째 소자가 들어갈 수 있도록 확보한 공간을 사용하기 위해 속을 파내었으며 나머지 자유 공간은 전류 영향이 적은 것으로 생각된다. 속이 빈 결합 소자는 기면에 전류를 적 절하게 유도하여 비대칭 단극으로 작동하고 방사 특성을 강화했다. 두 번째 소자는 1/4λ에서 공진하는 접힌 단극이다. 포트간 분리절연이 크고, 요건을 맞출 수 있도록 대역폭을 개선하는 소대역 소자가 있어 단극이 도움을 받는 소자 사이에 커플링이 생겨 안테나가 사양을 충족하지만 지금의 휴대전화 하 우징에 사용하기에는 적합하지 않다. 특히 소자의 크기가 줄어 들어 공진 주 파수가 대역 내에 들어가지 못하는 자주파수 범위에서, 관련 행동을 개선하 기 위해 매칭네트워크를 사용하여 확인했다. 매칭네트워크가 제안되었고 구 성 부품이 상용화되어 있지 않고 실제 시제품에 실행하는 것이 어렵기 때문 에 매칭네트워크의 사용에 대해서는 검토하였다. 평면 안테나 설계를 통해 소프트웨어 설계의 S-파라미터에 대응하는 S-파라미터가 있는 실제 시제품 을 제작했으며 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이터는 해당 구조가 완벽하 것으로 간주하여 결과를 보여주고 있지만 환경적 영향은 고려하고 있지 않 다. 드릴 기계의 여러 가지 사용 방식에 따라 FR4 소재의 두께가 줄어들어 해당 소재의 효과적인 유전율이 바뀌게 된다. 또 다른 관련 요소는 PCB의 커넥터를 같은 곳에 배치할 수 있도록 송전선을 추가하는 것이다. 평면 안테 나는 매칭네트워크를 이용하여 -6dB에서 721MHz부터 960MHz까지, 그리고 1.738GHz부터 2.51GHz까지 커버하고 또한 매칭네트워크를 이용함을 확인하 였다.

- 43 -





Reference

- Christopher Cox. Introduction to mobile telecommunications. Cambridge University Press.
- [2] Aykut Cihangir, Fabien Ferrero, Gilles Jacquemod, Patrice Brachat, Cyril Luxey. Integration of Resonant and Non-Resonant Antennas for Coverage of 4G LTE Bands in Handheld Terminals. University of Nice Sophia Antipolis.
- [3] History of mobile phones. Wikipedia. Analog cellular networks -1G.
- [4] Vasco Pereira and Tiago Sousa. Evolution of Mobile Communications: from 1G to 4G. July 2004.
- [5] Amit K. Mogal (2012). Wireless Mobile Communication A Study of 3G Technology. Volume: 03 Issue: 05 Pages: 01–06.
- [6] Aykut Cihangir. Antenna designs using matching circuits for 4g communicating devices. Ph.D. dissertation. March 6, 2014.
- [7] Kin-lu Wong (2003). Planar antennas for wireless communications.Wiley Series in Microwave and Optical Engineering.
- [8] Corbett Rowell and Edmund Y. Lam. Mobile-Phone Antenna Design. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 54, No. 4, August 2012.
- [9] J. Villanen, J. Ollikainen, O. Kivekäs, and P. Vainikainen, Coupling element based mobile terminal antenna structures. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 7, pp. 2142
 2153, July 2006. Copyright @ 2006 IEEE.
- [10] J. Villanen, J. Ollikainen, O. Kivekäs and P. Vainikainen. Compact antenna structures for mobile handsets. IEEE VTC2003 Fall





Conference, Orlando, Florida, October 2003, CD-ROM (0-7803-7955-1), paper 08A_02.pdf.

- [11] Juha Villanen, Jari Holopainen, Outi Kivekäs, and Pertti Vainikainen. Mobile broadband antennas. Helsinki University of Technology.
- [12] Gary Breed. Improving the Bandwidth of Simple Matching Networks. From March 2008 High Frequency Electronics.
- [13] Qinjiang Rao and Dong Wang. A Compact Dual-Port Diversity Antenna for Long-Term Evolution Handheld Devices. IEEE transactions on vehicular technology, vol. 59, no. 3, march 2010.
- [14] Pertti Vainikainen, Member, IEEE, Jani Ollikainen, Outi Kivekäs, and Ilkka Kelander. Resonator-Based Analysis of the Combination of Mobile Handset Antenna and Chassis. IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 50, no. 10, october 2002.
- [15] David M. Pozar. Microwave Engineering. Fourth Edition. Chapter5 "Impedance Matching and Tuning".
- [16] Ángel Cardama Aznar, Lluís Jofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeu Robert, Sebastián Blanch Boris. Antenas. 2nd Edition: September, 2002. Chapter 4 "Análisis de antenas básicas".





감사의 글

논문이 완성되기까지 많은 사람들의 도움을 받았고, 그분들의 도움이 없었다 면 논문이 나올 수 없었을 것이라고 생각합니다. 먼저 언제나 논문에 대한 아낌 없는 지도를 해 주시는 지도 교수님이신 조금배 교수님께 깊은 감사의 뜻을 전 합니다. 논문에 대해서 아무것도 모르던 저를 교수님께서는 논문 쓰는 방법뿐만 아니라 논문에 필요한 많은 것들을 가르쳐 주셨습니다. 그 결과 저는 무사히 이 논문을 작성할 수 있었습니다. 처음에 대학원을 진학을 하게 이끌어 주신 박채옥 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 대학원을 진학 후 중간에 휴학을 하고, 학업을 중단 할 수 있었는데, 그때 정현숙 선생님의 말씀과 격려로 학업을 중단하지 않 고 끝까지 다닐 수 있었습니다. 그때 붙잡아 주셔서 이렇게 좋은 결실을 맺을 수 가 있어서 감사합니다. 멀리서 열정을 가지고 강의 해 주신 이우선 교수님, 조금 배 교수님, 김남훈 교수님, 최효상 교수님, 서길모 교수님께 진심으로 큰 감사드 립니다. 매번 바쁘신 와중에서도 격려와 용기를 주셔서 감사합니다. 새로운 인연 으로 맺어진 교수님들과의 만남을 소중하게 잘 간직하겠습니다. 그리고 석사 학 위논문을 무사히 마칠 수 있도록 항상 성심성의껏 지도 해 주시고, 인생에 있어 서도 많은 조언을 해주신 이우선 교수님, 조금배 교수님 감사드립니다. 좋은 사 람들을 만나 너무 행복했던 2년 6개월 이었습니다. 항상 저를 믿어 주시고 묵묵 히 응원 해주시는 사랑하는 부모님께 감사드립니다. 항상 이해해 주시고 믿어 주 셔서 제가 여기까지 할 수 있었고, 한 발짝 더 나아가겠다는 결심도 할 수 있었 습니다. 이외에도 여기에 미처 적지 못한 많은 분들께 감사드립니다. 사실 이 논 문을 쓰면서 여러 차례 힘든 점도 있었지만, 그 때마다 주위의 많은 분들께서 직 간접적으로 큰 도움을 주셨습니다. 그분들께 감사의 말씀을 전할 좋은 기회로 삼 고, 고개 숙여 인사 올리려 합니다. 마지막으로 논문을 쓸 수 있도록 지켜봐 준 가족들에게도 감사합니다.

2016년 7월 11일 양호승 올림

Collection @ chosun