특집

이동통신용 안테나의 동작원리 및 설계방법

趙 榮 基
慶北大學校 電子電氣工學部

요 약

본 글은 이동통신용 안테나의 이해를 돕기 위하여 쓰여진 글이다. I장 서론에는 이동통신용 안테나에 대한 개괄적인 설명을 하고 이어서 II장에서는 이동통신용 안테나의 요구조건에 관하여 약술하였으며 III장에서는 이 분야의 소형안테나로서 널리 사용되는 대표적인 형태의 안테나들의 동작원리 및 설계방식에 대하여 논의하였다. 1절과 2절에서는 각각 헬리컬과 루프 안테나에 대하여 교과서적 수준으로 간략하게 설명하였으며 3절과 4절에서는 마이크로스트립 안테나와 평면형 역-F 안테나(PIFA)에 대하여 개념적으로 설명하되 대략적인 설계가 가능하도록 하였고 특히 실험적인 트리밍과정의 중요성을 강조하였다. 5절에서는 자동차용 뒷유리 열선 안테나에 관한 경험적인 설계방법을 간단히 살펴보았다. 이어서 IV장에서는 이동통신용 안테나의 흥미로운 일례로서 비행체에서 광범위하게 사용되는 다양한 형태의 안테나에 대하여 간략하게 설명하였으며 V장에서는 이동통신 분야에서 앞으로 그 중요성을 더해갈 다이버시티 기술에 관하여 논의하였으며 VI장에서는 이동통신용 소형안테나의 성능평가 및 설계에 도움이 되는 실험과정에 대하여 논의하여 보았다.

I. 서 론

이동통신의 초창기에는 기차, 선박, 나중에는 비행체로부터의 전신의 전송과 같은 간단한 기능을 목표로 하여 LF에서 HF까지의 대역에 걸친 주파수 대역에서 주로 모노폴 형태의 휩(whip) 안테나가 사용되었다. 그리고 이어서 VHF와 FM 기술의 도입과 함께 자동차간의 통신 또는 선박이나 비행체의 항해 시스템과 같은 공용이나 상용의 이동체 통신은 커다란 진전을 맞게 되었다. 특히 AM과 FM 방송, 나중에는 TV 방송까지 포함한 전파를 수신하는 자동차용의 수신장치 부분에서 현저한

발전을 보게 되었는데 이 경우에 사용되었던 안테나 형태도 주파수 대역에 상관없이 주로 모노폴 형태가 사용되었으며 VHF대역의 기지국 안테나로서는 다이폴 형태의 안테나가 사용되었다. HF 또는 VHF와 UHF대역의 휴대용 단말기의 경우에도 모노폴 또는 휩(whip)형태의 안테나가 주로 사용되었는데 이와 동시에 이동체 단말기의 형태나 동작 주파수에 따라 내장형의 페라이트 안테나 또는 수직모드의 헬리컬 안테나(NMHA : normal-mode helical antenna)도 널리 사용되었다. 이동통신 시스템의 사용자가 증가함에 따라 기존의 이동통신 시스템의 용량이 포화에 이르게 되면서 이동통신용으로 할당된 주파수대는 점차 높아지게 되어 중심주파수가 30MHz에서 50, 150, 250MHz를 거쳐 450MHz에 이르게 되었고 현재 이동전화의 주파수는 800MHz에서 1.5GHz의 대역(우리나라의 경우는 800MHz에서 900MHz까지의 주파수대역을 할당)으로 할당되었는데 좀 더 높은 대역의 주파수 할당이 고려되고 있다. 또한 우리나라에서 1998년도부터 실시 예정인 개인통신서비스(PCS) 시스템은 현재 준마이크로파대역으로 할당되었는데 이 경우도 머지 않아 수십GHz(38GHz)대로 높아질 전망이다. 동시에 이동통신 시스템의 사용자의 증가에 따라 역F 안테나(IFA : inverted-F antenna)나 매우 소형의 사각형의 루프 안테나와 같이 새롭고 다양한 종류의 안테나들이 개발되어 페이저나 휴대용 전화기에 사용되었으며 1980년대 초반부터는 무선전화, 다중채널 액세스 시스템과 항해 시스템이 도입된 결과로서 보다 다양한 안테나 기술이 진전되었다. 특히 도심에서의 이동통신의 경우, 다중경로 페이딩(multipath fading)을 줄이기 위한 목적으로 공간 다이버시티 또는 편파 다이버시티 방식을 채택한 안테나 시스템이 개발되기도 한 반면 이동단말기의 수요 증가 및 개인단위화로 인하여 소형 안테나의 필요성은 더욱 증가하게 되었다. 또한 안테나와 관련 회로부를 단일기판에 집적하는 집적 안테나(integrated antenna)의 개념이 휴대용 통신기기에 사용되는 안테나 시스템의 제작에 이미 적용되어 왔으며 동시에 미래공중육상이동통신 시스템(FPLMTS)과 같이 보다 발전된 형태의 개인통신 시스템이 도입됨에 따라 보다 소형의 안테나의 개발이 요구될 것으로 전망되고 있다. 그리고 앞으로는 신호처리(signal processing)를 사용한 적응 또는 지능제어(adaptive and intelligent control)분야의 연구가 소형 안테나의 개발 분야의 연구와 함께 크게 활성화 될 것이다. 최근 안테나 설계는 수치해석을 이용한 CAD(computer-aided design)에 보다 의존하는 경향을 띠는데 가장 최근의 수치해석 기법으로는 시간영역유한차분 방법(FDTD : finite difference time domain)이 널리 사용되고 있으며 이 방법은 임의 형태의 복사 소자와 단말기 몸체와 같은 이질적인 유전매질 등을 포함하여 해석하는데 유용하다고 하겠다. 또한 안테나가 도선형태(wire antenna)이고 단말기 몸체가 도체로 구성된 경우에는 와이어그리드 방법(wire-grid method)이 널리 사용되어 오고 있다. 실제로 이동통신용의 소형 안테나를 해석 및 설계를 하고자 할 때는 실험은 물론 이론적인 작업을 병행해야 하는데 휴대용 단말기의 모노폴 안테나나 역F 안테나(IFA) 및 VHF대역에서의 차량용 모노폴 안테나의 해석 및 설계에는 와이어그리드 방법과 같은 모멘트 방법(moment method)이 주로 사용되고, UHF대역에서의 차량용 모노폴 안테나의 경우에는 GTD(geometrical theory of diffraction)가, 그리고 파장에 비하여 충분히 큰 비행체에 설치된 안테나의 복사특성이나 두 안테나간의 상호결합(mutual coupling)현상을 해석하고자 할 때는 모멘트 방법과 GTD 방법을 병행하여 사용하는 하이브리드 방법(hybrid method)이, 그리고 휴대용 단말기의 역F안테나(IFA)나 그 외 간단한 안테나 형태의 해석과 설계에는 전술한 바와 같이 시간영역유한차분 방법이 사용되어 오고 있으며, 무한접지평면 위에 위치한 역F 안테나(IFA)와 같은 간단한 안테나 형태의 임피던스 특성을 조사하고자 하는 경우에는 전송선행렬 방법(TLM : transmission-line matrix method)과 본질적으로 유사한 공간회로망 방법(spatial network method)이 사용되기도 한다.

II. 이동통신용 안테나의 요구 조건

이동통신 시스템의 발전에 따라 안테나기술 역시 발전을 거듭하게 되었고 설계 개념 또한 바뀌게 되었다(물론 설계의 기본이론은 변할 수 없지만). 그 전형적인 예가 전술한 바와 같이 소형 안테나(small antenna)의 출현이다. 실제 사회생활에서 이동통신서비스가 급속히 확대되어 개인용의 이동단말기의 사용이 급증함에 따라 보다 소형의 단말기와 이에 따른 소형의 복사 시스템(안테나 구조)의 개발이 요구되어왔다. 그런데 안테나가 소형화되면 안테나 효율이 낮아지고 대역폭도 매우 좁게 되어 이러한 단점들을 극복하기 위한 회로부에서의 적지 않은 노력이 투입되어야 할뿐만 아니라 단말기 몸체까지도 복사 시스템의 일부로 고려하고 여기에 사용자의 신체의 영향도 고려하여 복사패턴이 수평면내에서 무지향성이 되도록 설계하여야 한다. 그러니까 이동통신용 단말기 안테나는 소형, 경량, 낮은 프로파일(low profile) 및 수평면내 무지향성의 요구 조건을 갖춰야 한다. 더구나 오늘날에 있어서 이동통신 시스템에서 사용되는 안테나는 시스템성능을 좌우할 수도 있는 중요한 소자로 인식되어 왔기 때문에 특히 이동통신 시스템 주변의 전파환경을 고려한 안테나의 성능과 특성에 대한 연구가 광범위하게 진행되어 오고 있다.

또한 기차와 자동차 특히 비행기와 같은 이동체의 표면에 장착되는 안테나들은 경량이어야 할뿐만 아니라 공기역학적인 면에서 저항이 극히 작아야 하므로 얇고 짧은 모노폴 안테나나 역L(inverted-L)형과 같은 낮은 프로파일의 안테나들이 널리 사용되고 있다. 특히 비행기의 경우에는 후술하게 되는 블레이드 안테나나 마이크로스트립 안테나와 같은, 비행체의 표면에 장착해도 돌출이 거의 없는(적은) 형태의 안테나가 선호되고 있다. 그리고 차량용 전화 시스템에서는 슬리브(sleeve) 안테나 또는 모노폴 안테나가 널리 사용되어 왔으며 이 안테나들은 주로 자동차의 후미 트렁크 부분이나 천장에 설치되는데 설계시 고려사항으로는 운전자의 시야에 방해가 되지 않아야 하며 복사패턴도 차체의 영향도 고려하여 무지향성이 되도록 설계해야 한다는 점이다. 또다른 차량용 안테나로서는 방송수신용(AM과 FM)으로 차량 뒷유리의 열선 윗부분에 도선(폭이 가는 스트립 형태)형태로서 프린트하여 구성한 안테나가 있는데 우리나라 자동차 업계에서도 연구가 진행중이며 앞으로는 TV 또는 GPS 신호수신용으로의 확대가 예상된다. 이 안테나의 설계에도 운전자의 시야가 방해되지 않도록 해야 하며 복사(수신)패턴도 차체영향을 고려하여 무지향성이 되어야 한다. 이러한 안테나의 구성에 투명한 도체의 적용 가능성을 타진해 보는 것은 어떨까? 또한 차량용 전화 시스템을 위하여 차량 뒷유리를 통하여 전자기적 결합(electromagnetic coupling)(즉 뒷유리의 앞 뒷면에 도체판으로 커패시터를 만들어 커패시터 결합 방식을 채택한)을 이용하여 급전되는 모노폴 안테나(on-glass 안테나라고 불리우는)가 개발되어 널리 사용되어 오고 있다. 이러한 안테나와는 달리 내부에서의 전계강도를 높이기 위하여 패치형태의 도체를 차량의 유리면에 부착하는 기술도 출현하였는데 이 경우에는 차체 외부와 차체 내부간의 결합(coupling)을 증대시키기 위한 기생소자(parasitic element)의 기능을 하는 것이다.

휴대폰이나 무선전화기 또는 페이저에 사용되는 안테나는 사용자의 편의를 위하여 단말기의 몸체에 간편하게 장착되거나 단말기 몸체내부에 내장될 수 있는 소형의 안테나 형태를 지녀야 하는데 이러한 요구조건을 충족시키기 위하여 짧은 휩(whip), 수직모드 헬릭스(normal-mode helix)나 작은 루프 안테나와 같은 형태들이 주로 사용되어 오고 있다. 또한 휴대폰 시스템의 경우(일본의 경우)에는 공간 다이버시티(space diversity)의 기능을 갖도록 모노폴 안테나와 평면형의 역F형 안테나(PIFA : planar inverted F antenna)와 같이 두 개의 안테나를 하나의 단말기에 장착한 시스템이 개발되어 사용되어 오고 있다. 페이저의 경우에는 일상적으로 주머니속 또는 허리춤에 휴대되므로 작은 내장형의 루프 안테나가 선호되기도 하는데 이러한 페이저에서 사용되는 안테나의 경우에는 안테나의 성능을 저하시키는 근접효과(proximity

effect)를 제거해야할 필요가 있다. 이에 대한 대책으로서 특히 루프 안테나의 경우 다음과 같이 근접효과와 사용자 신체효과(body effect)를 적극적으로 활용하여 안테나의 성능을 향상시키고 있다[1].

첫째, 안테나소자에 인접하여 있는 회로부와 같은 도체부분을 적합하게 활용해서 다이폴모드의 전류를 형성하도록 하여 무지향성의 수신패턴을 얻도록 한다.

둘째, 루프 안테나의 사용자 신체에 의한 영상(image)이 수신기의 감도를 향상시키는 방향으로 작용하도록 사용자 신체효과(body effect)를 활용한다. 이러한 목표를 구현하는데 적합한 안테나 형태로서는 루프, 마이크로스트립 또는 평면형의 역 F형 안테나를 들 수 있다.

지금까지 논의한 안테나 시스템의 복사패턴을 기술하고자 할 때는 3차원적으로 기술해야 하며 편파특성도 복잡해지는데 예를 들면 수직 모노폴 안테나 소자를 사용한다 해도 수신기 몸체에서의 전류에 의한 복사때문에 수직편파성분뿐만 아니라 수평편파성분도 나타나기 때문이다. 안테나 이득 역시 3차원적으로 평가해야 한다. 휴대용 단말기용 안테나의 이득은, 낮은 송신출력으로 사용 가능하도록, 따라서 작은 건전지로도 사용 가능하도록, 가능한 한 높게 설계되어야 한다. 이렇게 해야만 단말기를 보다 소형, 경량으로 만들 수 있으며 동시에 건전지의 한 번 충전에 의한 단말기의 동작시간을 연장해 주기 때문이다. 이와는 별도로 특히 도심지역의 경우에는 전파환경 측면에서의 배려, 즉 다중경로에 의한 페이딩 문제를 감소하기 위한 대책이 필요하며 이를 위한 다이버시티 기능을 갖춘 새로운 형태의 안테나 시스템의 개발 또한 시급하다고 하겠다. 또한 이동체에 장착되어 있는 안테나와 위성간의 연속적인 접속을 위하여 원추형의 빔을 형성하거나 또는 위성추적용의 안테나 시스템들이 개발되어 왔는데 예를 들면 기차 또는 선박이나 버스의 경우에는 위성방송 수신용으로, 그리고 일부 차량의 경우에는 데이터 수신용으로, 마이크로스트립위상배열 안테나 시스템이 도입되고 있는 실정이다.

III. 이동통신용 소형안테나의 동작원리 및 설계방법

본 절에서는 이동통신용 소형안테나로서 휴대용 무선단말기 등에 널리 사용되는 대표적인 예로서 헬리컬 안테나, 루프 안테나, 마이크로스트립 안테나, 평면형 역 F 안테나(PIFA : planar inverted-F antenna) 및 요즘 우리나라 자동차업계에서 관심이 매우 큰 차량 뒷유리 열선 안테나에 대하여 논의하고자 한다.

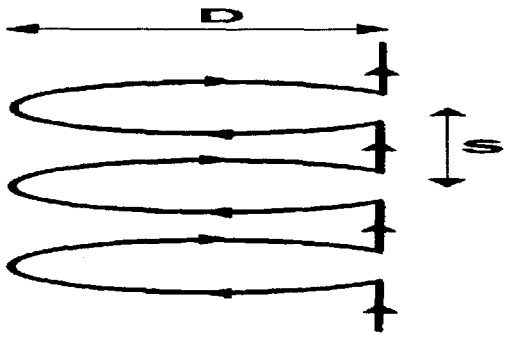
1. 소형 헬리컬안테나(helical antenna)

이동통신분야에서 선형안테나(수직편파)와 루프안테나(수평편파)의 특성을 연결하는 다양한 특성을 갖는 헬리컬안테나를 널리 사용하고 있다. 헬리컬안테나는 헬릭스의 피치각(pitch angle)과 반경에 따라서 여러가지 모드로 복사하게 된다. 그 중에서 헬릭스의 지름이 약 λ/π일 때 나타나는 축모드(axial mode)는 헬릭스 축방향으로 전장의 최대크기를 갖게 되고, 헬릭스의 치수가 자유공간 파장보다 매우 작을 때 나타나는 수직모드(normal mode)는 안테나축의 수직방향으로 전장의 최대크기를 갖게 되므로 설계하고자 하는 이동통신용 단말기에 따라 그에 적합한 복사패턴을 갖는 안테나를 구현할 수 있다.

본 글에서는 주로 수직모드 헬리컬안테나의 설계에 대해서 다루어 보겠다. 헬릭스의 치수가 자유공간 파장보다 매우 작을 때 즉 헬릭스의 turn 수를 n, 1 turn의 길이를 L이라 할 때 $nL \ll \lambda$의 경우 수직모드가 우세하게 된다. 소형 헬리컬안테나의 전류의 크기「I」가 일정하고 위상이 동일하다면 헬릭스의 직경 D와 동일한 직경을 갖는 소형 루프안테나와 turn간의 거리 S와 같은 길이를 갖는 소형 다이폴안테나가 직렬연결되었다고 생각할 수 있으므로 한 예로서 3 turn의 헬리컬안테나경우는 그림 1과 같이 등가적으로 표현할 수 있다.

소형 루프안테나의 원거리 전장의 Φ 성분은

$$E_{\Phi}=\frac{120\pi^2[I]\sin\theta}{\gamma}\frac{A}{\lambda^2},\ A=\frac{\pi D^2}{4} \qquad (1)$$



〈그림 1〉 3-turn 수직모드 헬리컬안테나의 등가적인 표현

으로 표현되고, 소형 다이폴안테나의 원거리 전장의 θ성분은

$$E_\theta = j\frac{60\pi[I]\sin\theta}{\gamma}\frac{S}{\lambda} \qquad (2)$$

로 표현된다. 식 (2)를 식 (1)로 나누면 축비(axial ratio)를 구할 수 있는데 이는

$$AR=\frac{|E_\theta|}{|E_\phi|}=\frac{2S\lambda}{\pi^2 D^2} \qquad (3)$$

로 표현된다. 여기에서 $|E_\theta|=0$일 때 수평편파, $|E_\phi|=0$일 때 수직편파, $|E_\theta|=|E_\phi|$일 때 원편파가 되며 이 경우에는 다음 조건을 만족한다.

$$C/\lambda=\sqrt{2S/\lambda} \qquad (4)$$

여기에서 C는 원주로서 πD를 의미한다. 그리고 $\alpha=0°\sim90°$일 때 타원편파가 나타나는데 여기에서 α는

$$\alpha=\sin^{-1}\left[\frac{-1+\sqrt{1+(L/\lambda)^2}}{L/\lambda}\right] \qquad (5)$$

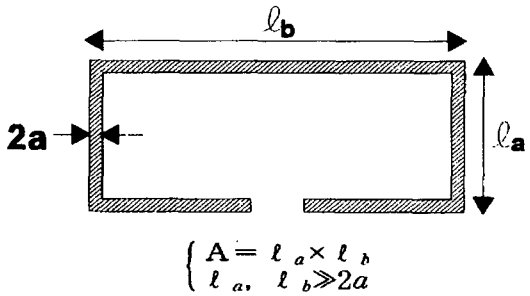
로 주어진다[2]. 보통 수직모드로 사용하는 경우에는 AR이 크게 되어 수직패턴을 얻게 되지만 식 (3)-(5)로부터 turn 간격(S), 헬릭스 직경(D), 원주(C) 그리고 피치각(α)을 가변하면 원하는 편파와 복사패턴을 주는 수직모드 헬리컬안테나를 설계할 수 있을 것이다.

그리고 수직모드 헬리컬안테나는 다른 소형안테나와 마찬가지로 사용주파수에 따라 대역폭의 변화가 큰 단점이 있으므로 안테나 설계시 시스템과의 임피던스 정합을 고려해야 한다. 그러나 이 안테나의 turn 수(N)를 늘리면 복사저항과 대역폭이 커지므로 간단한 정합회로를 사용하여도 원하는 주파수대역에서의 임피던스를 정합시킬 수 있다.

2. 소형 루프안테나

VHF와 UHF 대역의 수신기 즉 페이저와 같은 휴대용 단말기 시스템에 내장되는 소형 안테나로서 루프안테나가 널리 사용되어 왔다. 실제 사용되는 자유공간 파장의 1/10 정도의 크기를 갖는 루프안테나는 설계가 간단하면서도 쓸만한 성능을 제공한다. 대부분의 페이저와 같은 휴대용 단말기 시스템은 박스(box)형이므로 내장형 안테나구조는 주로 사각형의 루프형태가 선호되고 있으며 이러한 사각형 루프안테나에 대한 설계이론은 다음과 같다[3].

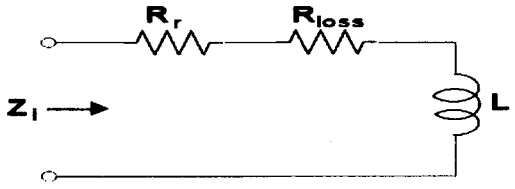
얇은 도선 또는 스트립으로 구성된 사각형 루프안테나의 구조를 그림 2에 도시하였으며 이의 등가회로를 그림 3에 도시하였다.



〈그림 2〉 사각형 루프안테나 모델.

이 안테나의 입력 임피던스로서의 루프 임피던스 Z는

$$Z_i = R_r + R_{loss} + j\omega L \qquad (6)$$



〈그림 3〉 그림 2의 등가회로

로서 표현되고 여기에서 R_r은 루프 안테나의 복사저항, R_{loss}는 루프의 유한한 전도도에 의한 손실저항, L은 루프자체의 인덕턴스로서 각 항들은

$$R_r = 20(k^2A)^2 \tag{7}$$

$$R_{loss} = \frac{1}{\pi a}(l_a + l_b)\sqrt{\frac{\pi f \mu_o}{\sigma}} \tag{8}$$

$$L = \frac{\mu_o}{\pi}\left[l_b \ln\left(\frac{2A}{a(l_b+l_c)}\right) + 2\{a + l_c - (l_a+l_b)\} + l_a \ln\left(\frac{2A}{a(l_a+l_c)}\right)\right] \tag{9}$$

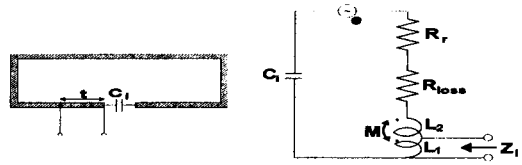
$$, \; l_c = \sqrt{l_a^2 + l_b^2} \tag{10}$$

로서 주어지며, 여기에서 $k=2\pi/\lambda$이며 A는 안테나의 면적을 의미한다. 식 (6)-(10)을 이용하여 사용주파수에 적합한 소형 루프안테나를 설계할 수 있을 것이다.

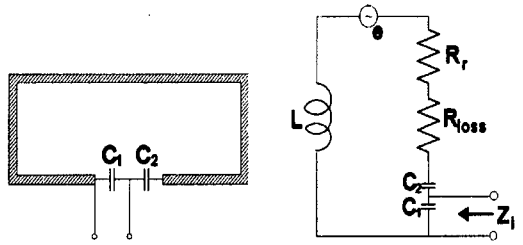
이 때 소형 루프안테나의 복사저항 R_r은 매우 작은 값을 가지므로 루프 안테나와 회로부 사이에 임피던스 정합이 필요하다. 그러나 보통의 정합회로를 사용하면 회로자체의 손실때문에 안테나 효율이 감소하므로 루프안테나 자체를 이용하여 정합회로를 설계하도록 한다. 여기에는 두 가지 방법을 들 수 있는데 그림 4와 같이 루프 안테나의 입력단으로서 길이가 t인 탭(tap)을 내고 탭을 낸 단자옆에 캐패시터 C_t를 연결하는 방법과 그림 5와 같이 캐패시터 C_1과 C_2를 연결하고 C_1의 양단을 단자로 사용하는 방법이 그것이다.

3. 마이크로스트립 안테나

마이크로스트립 안테나(microstrip antenna) 역시 소형 안테나의 일종으로서 널리 사용되어 오고 있는데 그 구조는 아래 그림 6에 주어진 바와 같이 직사각형의 패치복사기의 두 복사에지



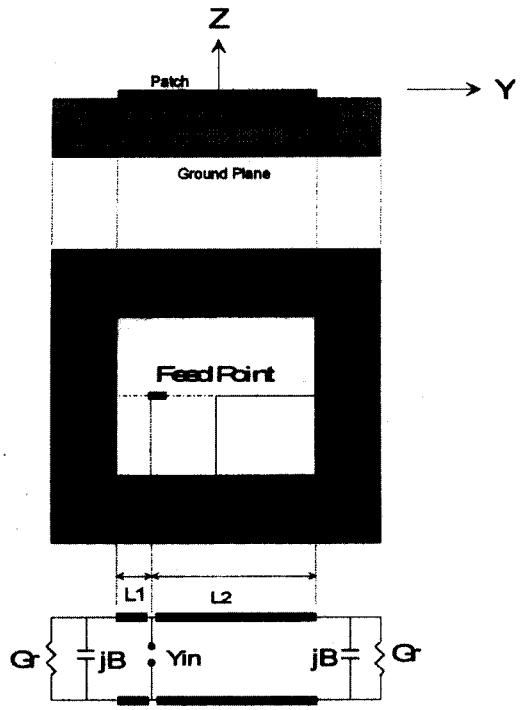
〈그림 4〉 소형 루프안테나의 정합회로와 등가회로 (VHF 대역)



〈그림 5〉 소형 루프안테나의 정합회로와 등가회로 (UHF 대역)

(radiation edge)에서의 전자계가 복사원이 되어 호이겐스 원리에 의하여 z축 방향으로 주빔(main beam) 을 구성하여 복사하게 된다. 이러한 마이크로스트립 안테나의 해석 방법으로는, 마이크로스트립 패치의 변을 따라서 자계벽(magnetic wall)으로 둘러쌓아서 내부의 윗면은 마이크로스트립패치로, 아랫면은 접지도체로 구성되고 균일한 유전체로 채워진 공진기(cavity)로 보아서 공진 주파수와 복사패턴을 구하는 공진기 모델(cavity model)이 있고 공진기 모델에서 사용했던 자계벽을 보다 적합한 임피던스 경계조건으로 대체하여 부과하는 모드전개방법(modal expansion method), 그리고 수치 해석적인 방법으로서는 Full-wave 해석방법 및 와이어그리드 해석방법등이 사용되고 있는데 여기에서는 물리적인 개념을 얻는데 비교적 간단한 모델인 전송선 모델(transmission)에 대하여 설명하기로 한다.

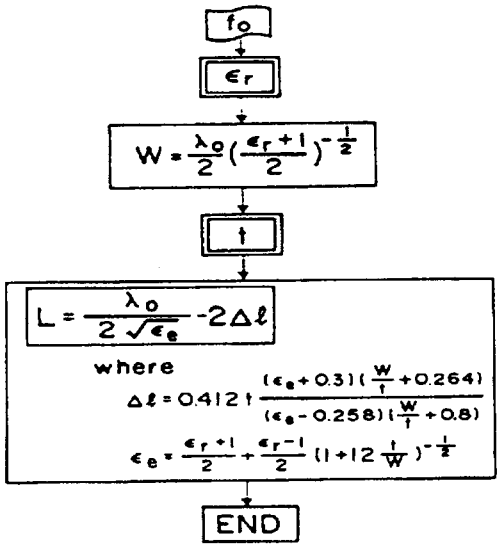
그림 6에 주어진 마이크로스트립 패치 아래에서의 전계분포는 x방향으로 큰 변화가 없는(따라서 일정하다고 가정하여) 공진모드 중에서 가장 낮은 공진 주파수를 갖는 모드는, y방향으로 반파장(패치 아래의 유전체 내부에서 정의되는)의 변화를 지니게 된다. 이는 공진기 모델에서처럼 자계벽으



〈그림 6〉 마이크로스트립 안테나의 전송선 모델.

로 대체하거나 또는 수치 해석적인 방법을 사용하여도 물리적으로 동일한 결과를 얻게 된다. 따라서 두 복사에지 근처에서의 x방향성분의 전계 즉 유전체 표면에서의 접선성분 전계는 z방향으로 보강 간섭을 일으키게 된다. 복사 에지에서의 전계는 복사에지 근처에 집중되어 있으므로 보통 패치와 접지도체사이의 유전체 두께에 해당되는 폭을 갖는 두 개의 슬롯으로 구성된 복사기로서 모델링한다. 이러한 모델에 입각하여 두 복사에지에서의 슬롯에 대한 등가 복사 어드미턴스를 구하고 두 복사에지 사이를 폭이 w인 전송선으로 표현하면 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 등가회로로서의 전송선모델을 얻게 된다. 그러니까 전송선 모델은 매우 단순하면서도 우리가 어떤 방법을 사용해서 해석하든지간에(직사각형 패치에 관한한, 따라서 직각좌표계에서 변수분리가 가능한 구조에 관한한) 도착하는 물리적 개념의 기항지로서 그 의미가 크다고 하겠다. 설계의 기본개념은 다음과 같다[4]. 그림 6에서 마이크로스트립패치의 특성 어드미턴스와 두 복사에지에서의 슬롯에 대한 등가 복사 어드미턴스를 구하고 그림 6에서와 같이 왼쪽에지로부터 거리가 L_1되는 곳에서의 입력 어드미턴스 Y_{in}를 구하여 Y_{in}의 허수부가 영이어야 한다는 조건으로부터 공진주파수를 구하고 구해진 공진주파수에 대하여 두 개의 슬롯에서의 전압(대략 크기는 같고 위상이 반대인)을 구하고 이러한 두 개의 슬롯으로 구성된 배열안테나에 대한 복사패턴을 구하면 된다. 이러한 개념으로부터 기판의 두께와 유전율을 알고 있을 때 공진주파수가 주어지는 경우에 대한 설계의 흐름도(flow chart)를 도시하면 아래 그림 7과 같다[5].

여기에서는 지면 관계상 간단한 사각형의 패치 안테나의 설계방법에 대하여 기술하였는데 임의 형태의 패치 안테나에 관해서도 일차적으로 공진기 모델(cavity model)을 사용하여 패치 아래에서의 전계분포와 공진주파수를 구하고 이어서 복사손실을 가정하고 호이겐스 원리를 사용하여 복사패턴을 구한다는 개념에 입각해서 설계 방식을 얻게 되는 것이다. 지금까지는 선형편파용에 대하여 논의하였는데 만일에 패치형태에 약간의 변형



〈그림 7〉 마이크로스트립패치 안테나 설계의 흐름도.

(perturbation)을 주어 패치에서의 전류분포가 서로 직교하고 위상차이가 90°가 나는 두 개의 공진

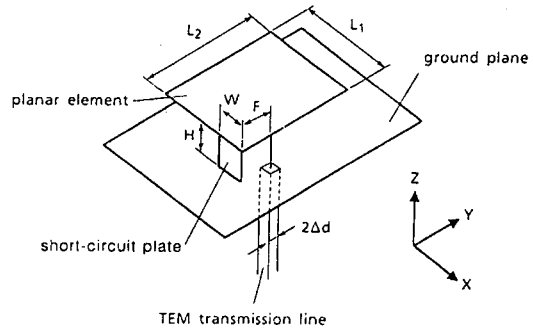
모드가 존재하도록 하면 원형편파용의 패치안테나 설계도 얼마든지 가능하게 되며 이 경우에도 공진기 모델을 써서 공진 주파수를 구하게 되고 원거리 전자계에서의 축비(axial ratio)도 기술하게 된다. 한 가지 주의할 사항으로 우리가 어떠한 방법을 사용하여 해석 및 설계를 하는 경우에도 무시하지 못할 정도의 %(예를 들어 공진주파수의 경우)오차를 경험하게 된다는 것이다. 따라서 보다 완전한 설계를 위해서는 어느 정도의 실험과정(trial and error)과 트리밍(trimming)과정이 필수적이라는 것을 유념해야 한다.

4. 평면형의 역F 안테나 (PIFA : planar inverted-F antenna)

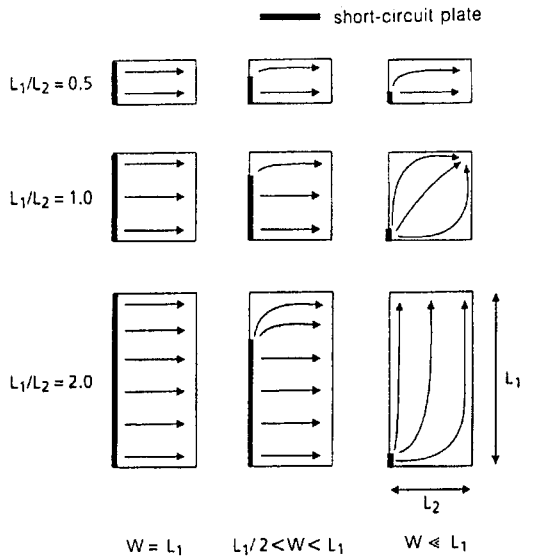
최근에 휴대폰 등에 널리 쓰이면서 그 인기를 누리는, 소형 안테나 중에서도 유망한 형태가 바로 PIFA인데 이 구조의 보다 정확한 해석을 위하여는 와이어그리드 방법이나 공간회로망 방법(SNM : spatial network method)이 사용되고 있으나 여기에서는 간단한 설계방법에 대하여 논의하고자 한다. PIFA의 기하학적인 구조는 아래 그림 8과 같다. PIFA의 동작원리를 이해하기 위하여는 앞에서 논의한 마이크로스트립 안테나에 대한 동작원리의 개념을 바로 이용할 수 있다. 앞서 그림 6에 주어진 마이크로스트립패치 안테나의 패치 아래 부분에서의 전계분포를 생각해 보면 패치 가운데 지점에서의 전계(z성분)가 영이 되어야 함을 알 수 있다.

따라서 그 지점에 전계벽(electric wall)을 놓을 수 있으며 이러한 전계벽을 패치폭 전체에 걸쳐 단락회로(short circuit)로 구성할 수 있다. 이렇게 되면 동일한 동작주파수를 지닌 안테나 크기를 반으로 줄게 하여 소형화의 목표를 부분적으로 달성하는 셈이 된다. 이러한 구조를 단락된 마이크로스트립 안테나(short-circuit MSA)라고 하자. 단락된 마이크로스트립 안테나 구조에서 L_1/L_2의 비와 동시에 단락편(short-circuit plate)의 폭 W를 가변하였을 때 도체판에서의 전류분포를 도시하면 아래 그림 9에 주어진 바와 같다[5].

그림 9의 세 번째 열(column)에 주어진 전류분포, 즉 단락편의 폭 W가 L_1에 비하여 매우 작은 경우의 표면전류분포를 살펴보면 $W=L_1$인 경우의 표면전류분포에 비하여 상당히 변형되어 있음을 알 수 있다. 보다 상세히 기술하면 $W=L_1$인 경우에 단락편으로부터 개방단, 즉 복사에지까지의 전류흐름(공진모드의)의 길이는 L_2로 주어지는데 반하여 $W<<L_1$인 경우의 단락편으로부터 전류의 흐름(공진모드의)이 종단되는 곳까지의 길이는 대략 L_1+L_2로 주어짐을 볼 수 있다. 따라서 $W<<L_1$인 경우에 공진주파수가 낮아지게 되어 또다시 소형화의 목표를 달성하게 되는 것이다. $W=L_1$인 경우에 패치의 길이 L_2는 $\lambda/4$가 될 때



〈그림 8〉 PIFA의 구조.



〈그림 9〉 L_1/L_2의 비와 단락편의 폭 W를 가변하였을 때 도체판에서의 표면전류.

공진이 된다. 이는 패치와 접지판 사이, 즉 단락된 마이크로스트립패치 안테나와 접지판 사이의 유전체는 공기임을 생각한다면 어렵지 않게 이해될 것이다-지금 우리는 단락된 마이크로스트립패치 안테나 구조에서 PIFA형태로 서서히 변형되어가는 모습을 이해하고자 하므로. 물론 $\lambda/4$의 λ는 자유공간파장을 의미한다. 동시에 $W<<L_1$인 경우의 (따라서 $W\cong 0$) 공진파장도

$$L_1+L_2=\frac{\lambda}{4} \tag{11}$$

로 주어지게 된다. 전류의 흐름이 끝나는 곳에서의 프린징 전계(fringing electric field)를 고려하여 전류 흐름의 길이를 실효길이(effective length) L_1+L_2+H로 표현하게 되면

$$L_1+L_2+H=\frac{\lambda}{4} \tag{12}$$

로 주어지게 되며 마찬가지로 $W/L_1=1$인 경우에도

$$L_2+H=\frac{\lambda}{4} \tag{13}$$

로 주어지게 된다. 만일에 안테나의 높이 H가 파장에 비하여 충분히 작은 경우라면 개방회로 에지(open-circuited edge)에서의 프린징효과(fringing effect)는 무시될 수 있으므로 식 (11)과 식 (12)로부터 계산된 공진주파수는 거의 동일한 결과를 주게 된다.

또한 $0<W/L_1<1$인 경우의 공진주파수는 경험적으로

$$f_r=r\cdot f_1+(1-r)\cdot f_2 : \frac{L_1}{L_2}\leq 1 \tag{14}$$

와

$$f_r=r^k\cdot f_1+(1-r^k)\cdot f_2 : \frac{L_1}{L_2}>1 \tag{15}$$

로 주어지는데 이 표현식에서 r과 k는 각각

$$r=W/L_1 \tag{16}$$

$$k=L_1/L_2 \tag{17}$$

이고 f_1은 식 (13)으로 표현되는 공진주파수이며 f_2는

$$L_1+L_2+H-W=\frac{\lambda}{4} \tag{18}$$

로서 표현되는 공진주파수를 의미한다.

지금까지 논의한 공진주파수는 무한 접지도체판의 전제하에서 도출된 내용이다. 따라서 PIFA가 무한 접지도체판이 아닌 실제의 휴대용 무선단말기에 장착되는 경우에는 공진주파수나 입력 임피던스와 같은 중요한 특성들이 단말기 몸체의 구조나 크기에 따라 변화하게 된다. 따라서 이 후의 설계작업은 많은 실험적인 일과 이에 따르는 트리밍 작업으로 이어지게 된다. 물론 최근의 시간영역 유한차분법(FDTD)을 이용하여 손과 머리 등을 포함한 인체의 영향을 고려하여 단말기의 성능에 대한 정량적인 평가도 할 수 있다[6].

PIFA 안테나의 대역폭을 넓히는 방법으로는, 보통 마이크로스트립 안테나의 경우에서와 같이 안테나의 높이 H를 증가하거나, 또는 단말기 몸체의 크기나 구조를 변화하면서 대역폭을 넓힐 수가 있는데 이 경우에 사용자 신체의 영향은, 단말기에서 PIFA 안테나 쪽으로 바라본 입력 임피던스를 변화시키므로, 충분히 고려되어야 한다. 또한 PIFA 안테나의 대역폭을 늘리는 또다른 방법으로 기생소자를 추가하거나 또는 이중공진(dual resonance) 구조를 이용하는 것이 효과적일 수 있는데 이러한 경우에도 소형화를 위한 노력은 계속 견지되어야 할 것이다.

5. FM/AM 대역 차량용 유리안테나

일반적으로 안테나가 자유공간에 있는 경우와, 임의의 산란체가 안테나 주위에 있을 경우의 안테나특성(예를 들면 입력임피던스, 복사패턴 등)을 비교하면 매우 다르게 나타난다. 이는 산란체와 안테나사이의 전자기적인 결합현상이 안테나의 특성에 직접적인 영향을 미치기 때문이다. 특히 차량의 앞, 옆 또는 뒷유리에 장착되는 차량용 유리안테나(window antenna 또는 뒷유리 열선 안테나)의 경

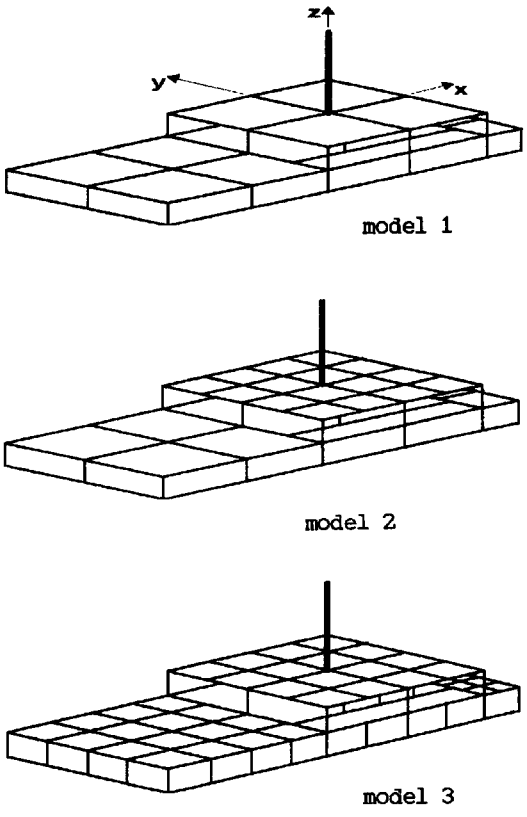
우 산란체(차체)의 형태와 안테나의 위치 등의 여러 가지 파라미터에 따라서 안테나특성이 변화하므로 이론적인 결과를 예측하기가 매우 어렵다.

차량에 설치된 유리안테나를 수치적으로 해석하기 위해서는 먼저 안테나가 설치된 차체를, 적합한 모델-예를 들면 와이어그리드 모델, tri-plate 모델 또는 surface- patch 모델 등-로 모델링한 후 여러 가지 파라미터들 즉 유리안테나가 설치될 위치, 안테나 급전점의 위치, 급전방법, 전체 안테나의 형태 그리고 안테나의 폭 등을 결정하여야 한다. 한 예로서 폴 안테나가 설치된 차체에 대한 세 가지의 와이어그리드 모델을 그림 10에 도시하였다.

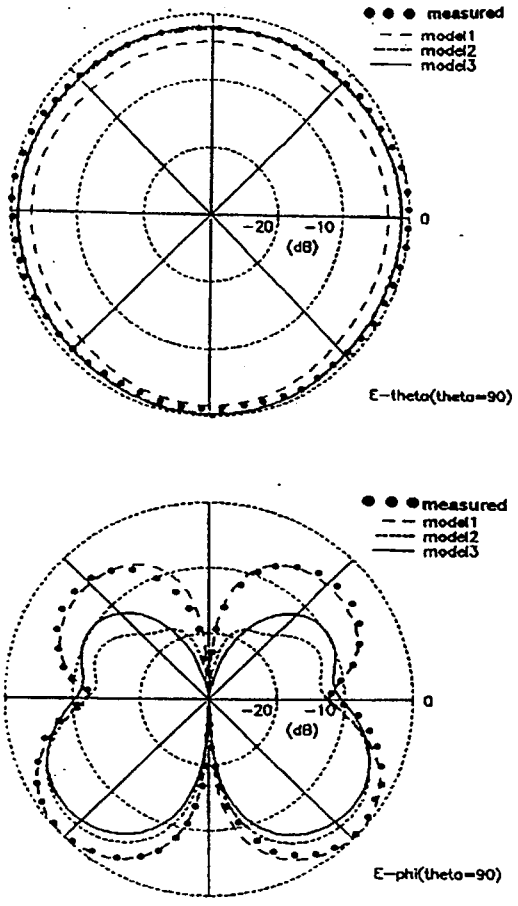
이 모델들에 대하여 동작주파수가 80 MHz일 때 와이어그리드 방법을 사용하여 구한 복사패턴의 이론치와 실험치를 그림 11에 도시하였다.

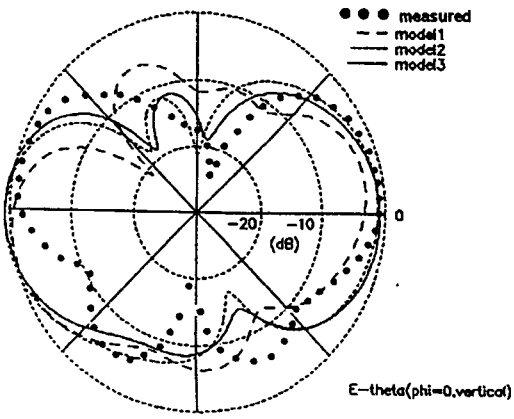
앞에서와 같이 와이어그리드 모델을 사용하여 대우자동차(주)의 프린스 승용차에 대하여 먼저 차체를 와이어그리드 형태로 구성하기 위하여 보넷은 6×6, 천정은 8×8, 트렁크는 8×4의 조각으로 반경이 1mm인 와이어그리드로 대체하였고, 열선(heating wire)은 동일한 반경으로 13×8인 와이어그리드로 대체하였다. 또한 급전점 근처에 위치한 필라(pillar)는 20×1, 나머지 3개의 필라들은 5×1의 와이어그리드로 대체하였다. 이 수치들은 와이어그리드의 수와 도선의 반경을 변화시키면서 전류계수의 수렴도를 계산하여 컴퓨터의 계산시간과 오차율의 비가 가장 적합하도록 선택한 것이다. 이를 그림 12에 도시하였다.

차량용 유리안테나를 설계할 때 대부분의 경우 뒷유리판에 설치하는데 이는 차량의 엔진에 의한 잡음을 줄이기 위한 것이며 이와 동시에 성에를 제거하기 위하여 열선에 인가되는 DC 12V에 의한

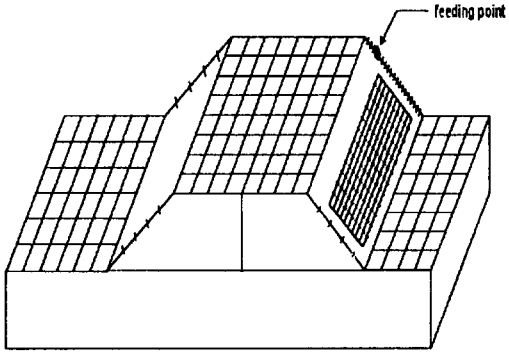


〈그림 10〉 폴 안테나가 설치된 차체에 대한 몇 가지 모델.





〈그림 11〉 그림 10의 모델에 의한 복사패턴(f= 80MHz)

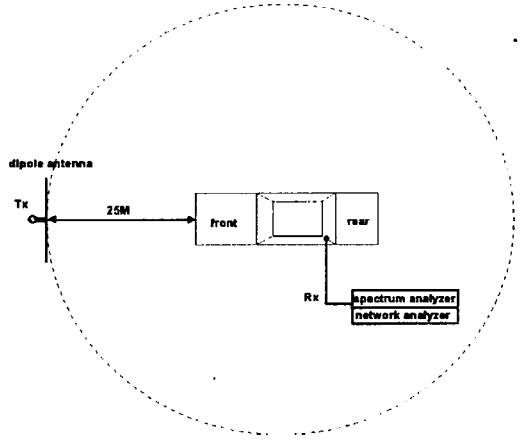


〈그림 12〉 시뮬레이션을 위하여 와이어그리드로 대체된 차량산란체 모델

열잡음의 영향을 줄이기 위한 방법을 고려해야 한다. 그 외에 차량용 유리안테나 시스템이 가능한한 무지향성(omnidirection)을 가지도록 유리안테나의 형태와 위치를 선택해야 하고 폴 안테나와 비교하여 이득이 적으므로 이를 개선하기 위하여 보조안테나들을 사용해야 한다[7].

차량 안테나시스템(차체와 유리안테나를 포함)의 복사특성과 입력임피던스를 측정하기 위한 테스트 시스템은 무반사실 내부의 회전판(turntable)위에 테스트 차량을 올려놓고 송신안테나 패턴을 측정하는 방법과 테스트 시스템의 외부로부터의 전파잡음이 미약한 장소에서 테스트 차량을 고정하고 다이폴 안테나로 송신하여 차량 안테나 시스템의 수신안테나 패턴을 측정하는 방법이 있다. 후자의 방법은 실제 전파환경과 동일한 환경에서 측정하는 것이므로 이 방법을 선택할 경우 실제 설계시 유리한 장점이 있다. 이의 테스트 시스템을 그림 13에 도시하였다.

그림 12에서 제시된 와이어그리드 형태로 재구성된 차량산란체 모델과 임의의 안테나 형태를 와이어그리드 방법을 이용하여 대략적인 복사패턴을 이론적으로 계산해 가면서 유리 안테나의 적합한 형태를 결정해 나가고 동시에 그림 13의 테스트 시스템으로 안테나 시스템의 특성을 측정하여 이론치와 비교해 나아간다. 유리안테나의 위치, 형태를 결정하는 것은 매우 어렵고 많은 시간이 소모되는 일이다. 즉, 보다 바람직한 복사(수신)패턴과 임피던스특성을 갖는 차량용 열선 안테나의 설계



〈그림 13〉 차량용 유리안테나의 복사패턴을 측정하기 위한 테스트 시스템

를 위하여는 많은 실험과정(trial and error)이 반복되어야 한다.

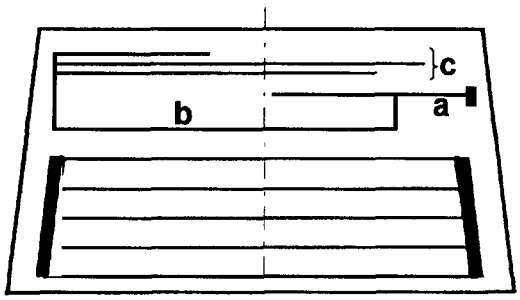
위에서 언급한 여러가지 파라미터들을 가변해 가면서 이론 및 실험을 통하여 확정된 유리안테나의 전체구조(차량의 뒤쪽에서 바라본 구조)를 그림 14에 도시하였다. 이 안테나 구조는 주안테나(main antenna), 위상조정 안테나(phase adjusting antenna) 그리고 2개의 보조안테나(auxiliary antenna)로 구성되어 있다.

그림 15는 그림 14에서 제시한 안테나구조의 입

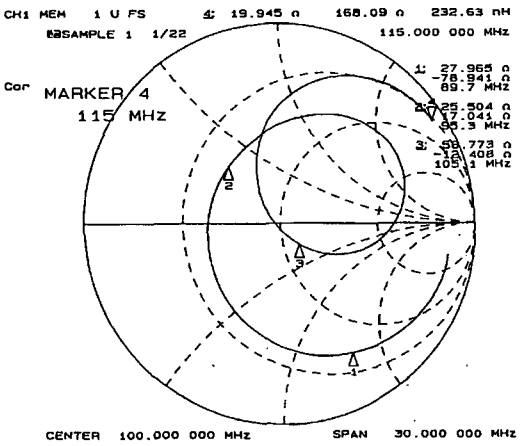
력 임피던스이다. 또한 최적의 안테나구조를 결정하여 89.5, 95, 105.5MHz일 때 수평편파, 수직편파에 대한 복사패턴의 이론치와 실험치를 각각 그림 16과 그림 17에 도시하였다. 각 동작주파수에서 최대치와 최소치의 차가 9, 10, 12dB로서 무지향성에 가까운 복사패턴을 얻을 수 있음을 확인하였다. 지금까지의 과정에 의하여 실제 상용으로 사용할 수 있는 임의 형태의 차량용 유리 안테나를 설계할 수 있다.

IV. Case study : 항공기용 안테나

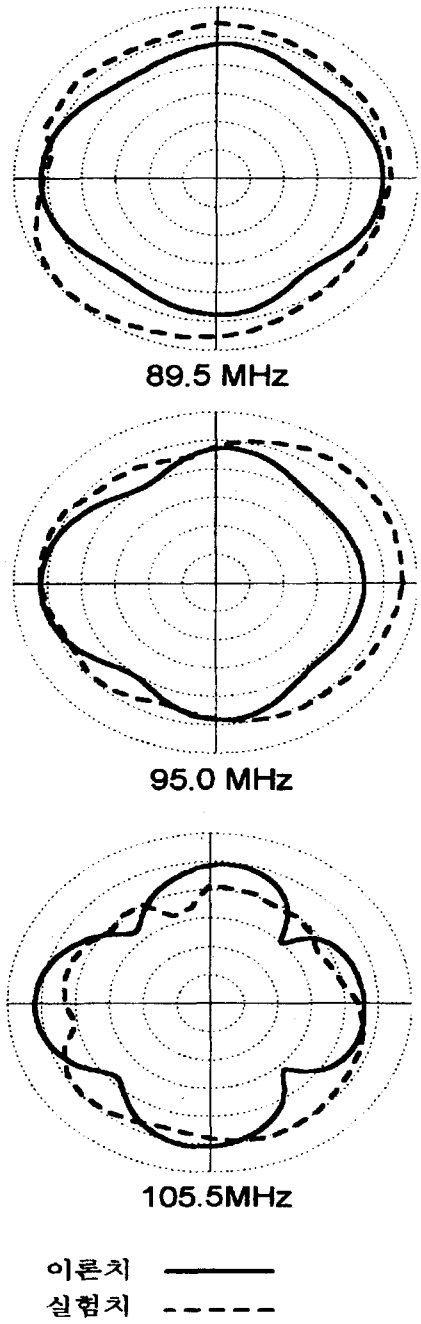
항공기는 통신용이나 항해 또는 레이다용과 같



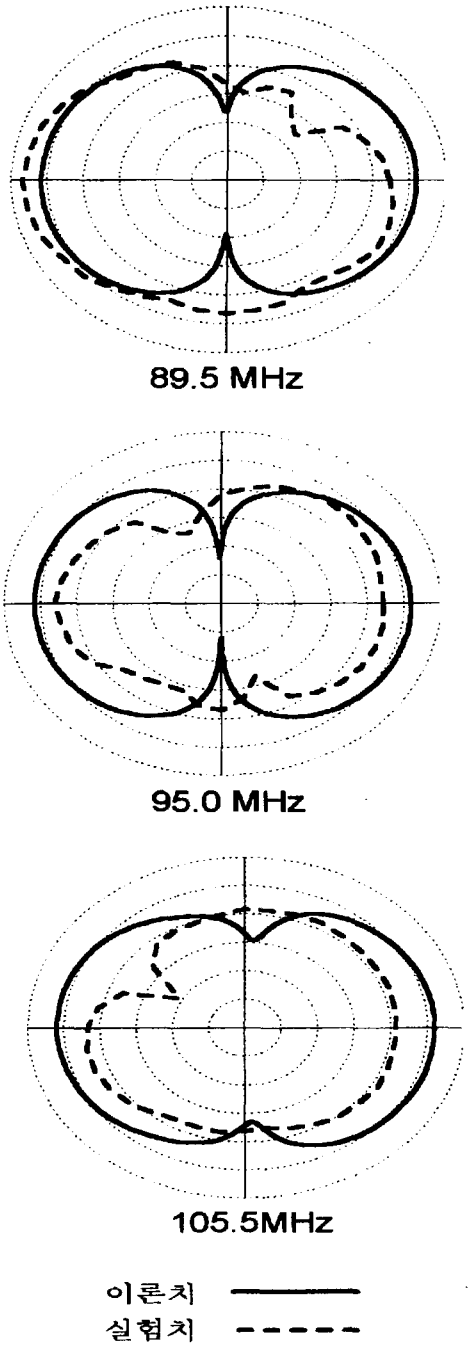
〈그림 14〉 적합한 유리안테나의 구조 [a : 주 안테나, b : 위상조정 안테나, c : 3 개의 보조 안테나]



〈그림 15〉 그림 14 구조의 입력 임피던스.



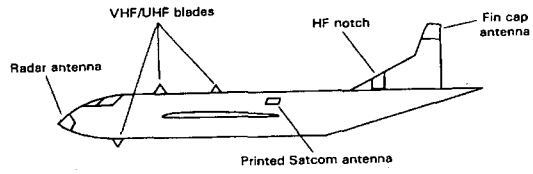
〈그림 16〉 최적 안테나의 복사패턴(수평편파)



〈그림 17〉 최적 안테나의 복사패턴(수직편파).

이 다양한 기능을 갖는 안테나들을 필요로 한다. 통신용 주파수대역은 HF(2 MHz이상)에서 VHF를 포함하여 UHF(대략 400 MHz까지) 대역까지를 포함한다. 복사패턴은, 적당한 앙각의 복사범위에 걸쳐서, 항공기의 수평면내의(모든 방위각에 걸쳐) 모든 방향의 범위를 망라해야 하며 일반적으로 선형편파(linear polarization)를 사용하고 있다. 항공기의 위성통신 시스템이나 항해 시스템은 일반적으로 1 GHz 이상의 주파수대역을 사용하고 있으며 안테나 시스템의 복사범위는 전형적으로 항공기의 수평면의 위쪽 반구(upper hemisphere)를 커버하며 원형편파(circular polarization)를 사용한다. 레이다 시스템 역시 1GHz 이상의 주파수대역을 사용하는 경향이 있으며 일반적으로 특정한 복사각의 범위에 걸쳐 빔의 주사(scan)가 조정가능한 고이득(high gain)의 안테나들을 필요로 한다. 비행체의 안테나는 공기역학적인 면과 구조적인 면을 고려하여 표면에 설치하기 적합해야 하므로 그 형태나 크기에 있어서 많은 제약이 따른다. 아래 그림 18은 전형적인 형태의 항공기용 안테나들의 한 예를 보여주고 있다.

먼저 HF 대역에서 널리 사용되는 노치(notch) 안테나의 전형적인 형태를 살펴보면 아래 그림 19에 주어진 바와 같이 항공기의 핀(fin : 항공기의 수직 안전판) 부분에 설치하는데 그림으로부터 알 수 있듯이 공기역학적인 관점에서 설치하기가 적합하지만 노치 안테나를 구성하기 위하여 비행체의 핀 부분에서 제거해야 할 금속부의 양은 구조적인 강도의 면에서 당연히 제약을 받으므로 노치 안테나를 구성하는 부분은 그 물리적인 크기가 작



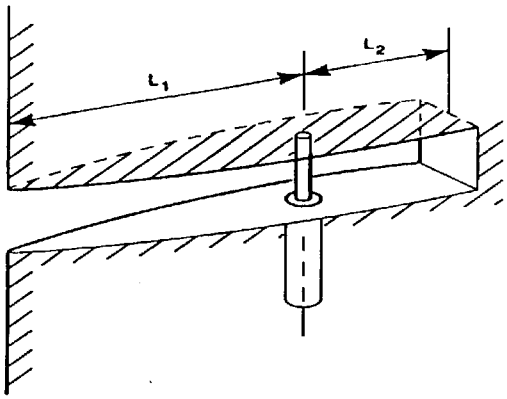
〈그림 18〉 항공기에 사용되는 다양한 안테나 형태.

게 되어 특히 HF 대역의 낮은 주파수대역에서는 효과적인 복사기의 성능을 기대할 수 없게 된다. 물론 그림에서와 같이 동축선로로 구성된 급전부의 위치를 L_1과 L_2를 가변함으로써 부분적인 임피던스 매칭의 효과를 얻을 수도 있지만 보다 넓은

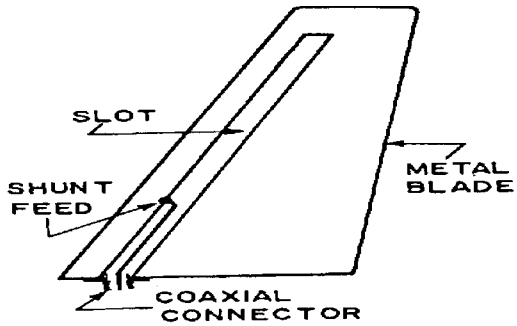
주파수대역에서 노치 안테나의 입력 임피던스와 50Ω 시스템의 정합을 위해서 스위치 형태 또는 가변의 커패시턴스나 인덕턴스로 구성된 안테나 튜닝 유닛(ATU : antenna tuning unit)이 요구된다.

또한 VHF나 UHF 대역에서 수직편파용 안테나로서 널리 사용되는 형태로서 블레이드 안테나(blade antenna)가 있는데 좀더 상세하게 도시하면 아래 그림 20에 주어진 바와 같다.

이러한 블레이드 안테나는 모노폴(monopole) 안테나의 변형된 형태로서 원통형의 도선대신에 공기역학적인 측면에서의 저항을 줄이기 위하여 평면상의 도체로서 만들어지며 그림 20에 주어진 바와 같이 슬롯(shunt-fed slot)을 통하여 급전되며 비교적 넓은 주파수대역에서의 임피던스 정합



〈그림 19〉 간단한 형태의 노치 안테나

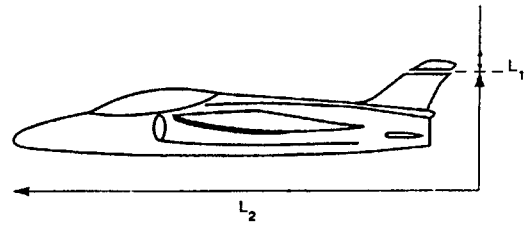


〈그림 20〉 금속으로 된 VHF용 블레이드 안테나의 기본적인 구조

을 위하여(전형적인 예로서 116 MHz에서 156 MHz의 대역에 걸쳐서 정재파비가 2이하가 되도록) 간단한 병렬 스터브 정합회로(shunt-stub matching network)를 사용한다. 그러니까 그림 20에서 금속 블레이드(metal blade)를 모노폴 안테나의 변형으로 보면 된다. 그리고 이러한 블레이드 안테나의 표면을 화이버글라스와 같은 재질로 둘러쌓아 레이돔(radome)을 구성하고 있다.

그리고 그림 18에서의 핀 캡 안테나(fin-cap antenna)는 아래 그림 21에 도시되어 있는 바와 같이 두 도체의 길이가 L_1과 L_2로서 서로 다른 비대칭형 다이폴 안테나(asymmetrically-fed dipole)의 한 형태로 생각하면 된다.

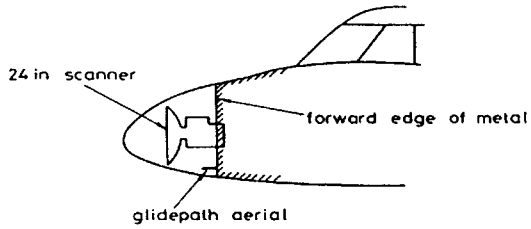
또한 비행체의 맨 앞머리 부분(nose cone부분)의 레이다 안테나는 아래 그림 22에 도시되어 있는 바와 같이 원뿔 형태의 레이돔 내부에 비행체의 전방부를 관장하는 작은 크기의 초고주파 대역의 반사기 안테나(예를 들어 접시 안테나)가 탑재되어 있는데 이러한 안테나는 수직 또는 수평면으로 회전할 수 있도록 되어 있으며 기상 레이다용의 접시 안테나로 사용되기도 한다. 참고로 접시 안테나 아래에 위치한 안테나는 계기비행때(ILS : Instrumental Landing System) 무선신호에 의한



〈그림 21〉 핀 캡 안테나는 일종의 비대칭형 다이폴 안테나이다.

활강진로(gliding path)를 지시하는데 사용되는 안테나인데 접시 안테나와의 간섭문제를 극소화하기 위하여 신중히 설계되어야 한다.

끝으로 그림 18에서 프린트 방식으로 제작되는 위성통신용(printed satcom) 안테나에 대하여 알아 보기로 하자. 이 안테나는 마이크로스트립 배열(microstrip array) 안테나로서 항해용 시스템으로 사용되기도 한다. 아래 그림 23은 1975년경 위성통신용이나 비행체의 위치확인용으로 ATS-6 위성

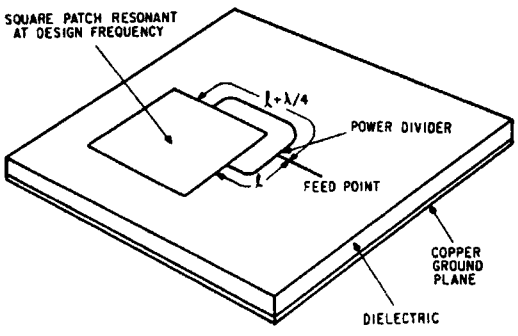


〈그림 22〉 비행체 앞머리 부분(nose cone부분)에 탑재되어 있는 접시형 안테나(scanner)

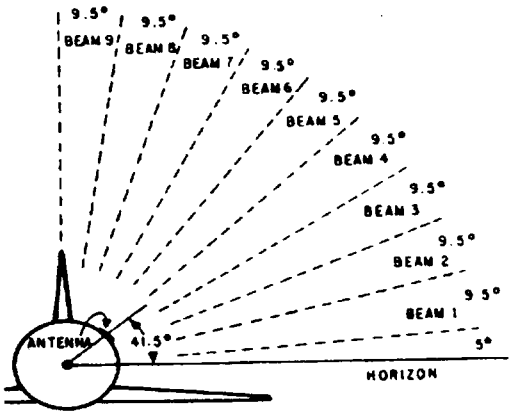
으로부터의 신호수신을 목적으로 실험되었던 마이크로스트립 위상배열 안테나의 기본소자와 배열 안테나의 복사각도의 할당범위에 대한 그림인데 기본소자는 원형편파용 마이크로스트립 패치로 구성되어 있다. 실험 당시에는 비행기에 직접 탑재하여 위성으로부터 수신된 신호에 대한 비트 오차율(bit-error ratio), 다중경로 제거(multipath rejection), 음성인식(voice intelligibility)과 레인징(ranging)의 관점에서 그 성능을 평가하여 상업적인 응용의 가능성도 높은 것으로 평가받은 바 있다.

V. 다이버시티

이동통신에 있어서 다이버시티는 전파매질이나 경로의 변화에 의해 발생되는 수신 신호전력의 일시적 변동인 신호페이딩(signal fading)에 의한 수신상의 문제점을 극복하기 위한 기술로서 수신된 페이딩신호간의 상관성(correlation)을 최소화하



(a) 기본소자



(b) 빔의 구성

〈그림 23〉 위성통신용(satcom) 마이크로스트립 배열 안테나의 기본소자와 빔의 구성예

게 된다.

페이딩에는 거시적(macroscopic)인 long-term 페이딩과 미시적(microscopic)인 short-term 페이딩이 있으며 각각의 페이딩을 줄이기 위해 그에 부합되는 거시적인 다이버시티와 미시적인 다이버시티를 사용하여야 한다. Long-term 페이딩은 지형(terrain contour)의 변화에 의한 국부적인 신호의 평균값(local mean or long-term fading signal)의 변화에 의한 것이고, short-term 페이딩은 송신된 신호중에서 각종 산란체(집, 건물, 인공구조물 등)로부터 산란되어 다중경로로 전파되는 간접파성분에 의한 것으로서 다중경로 페이딩, Rayleigh 페이딩이라고도 하며 이동통신에 있어서 가장 문제가 되는 페이딩이다.

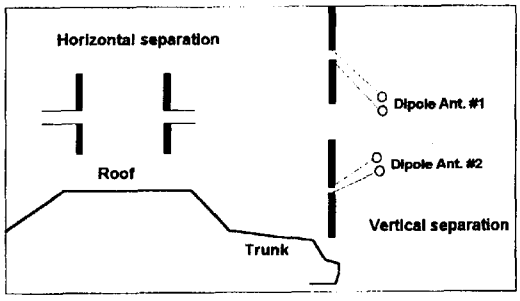
따라서 본 글에서는 상기 두 가지 페이딩중 short-term 페이딩을 줄이기 위한 다이버시티기법에 대해서 주로 논의하고자 하는데 이 경우 이동수신국에서는 둘 또는 그 이상의 안테나(혹은 주파수)가 필요하게 되고 이 때 사용되는 각각의 다이버시티의 개념, 특징 및 용도는 다음과 같다.

1. 공간 다이버시티(space diversity)

두 개의 수신안테나 사이에 적절한 간격(D)을 두어서 수신된 페이딩신호들간의 상관계수를 낮추

어서 페이딩의 영향을 줄이는 다이버시티 기법으로서 일반적으로 안테나의 높이(h)의 증가에 따라 안테나간의 간격 D를 증가시켜야 동일한 다이버시티효과을 얻을 수 있기 때문에 안테나의 크기가 큰 저주파영역과 기지국(충분한 공간 다이버시티 효과를 얻기 위해 파장의 10배 이상의 안테나간격이 필요[8])에서는 그에 따른 큰 안테나간격이 필요하기 때문에 구현상의 어려움이 있다. 공간다이버시티에는 접지면에 대해 수직방향으로 안테나간의 간격을 주는 vertical separation방법과 수평방향으로 간격을 주는 horizontal separation방법이 있는데 일반적으로 horizontal separation방법이 vertical separation방법과 비교하여 다이버시티성능이 우수하고 안테나간격을 증가시키면 페이딩에 의한 영향이 감소되어 다이버시티의 이득이 증가하게 된다. 다이버시티 이득은 두 개의 수신안테나에 수신된 신호강도가 서로 근접한 값일 때 얻을 수 있고 공간다이버시티의 설계는 파라미터 η(=h/D, h : 실제 안테나의 높이, D : 안테나간의 간격)를 근거로 하며 실험적인 최적의 η는 horizontal separation방법의 경우에 대해서 약 11[9]이다.

Horizontal separation방법을 이용한 차량용 다이버시티 안테나는 차량의 지붕에 설치되는 rooftop안테나(그림 24의 roof 윗부분에 설치된 두 개의 다이폴 안테나)에 적합하고 vertical separation방법은 수신된 두 신호의 신호강도가 서로 달라져서 다이버시티 이득을 얻기 어렵기 때문에 horizontal separation방법보다 안테나간격을 크게 하여야 하며 horizontal separation방법이 제약을 받는 경우(예를 들면, 그림 24의 트렁크부분에 설치된 두 개의 다이폴 안테나)에 주로 사용된다. 그림 24에서 자동차의 후미 트렁크에 장착된 안테나는 현재 상용중인 차량용 안테나 중에서 가장 많이 사용되는 형식의 안테나이며 전형적인 안테나의 외형과 비슷하게 유지하기가 쉽기 때문에 수직 공간 다이버시티가 사용된다.



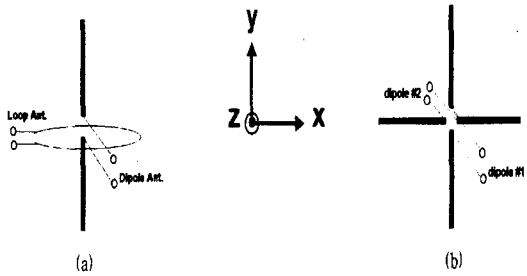
〈그림 24〉 차량에 설치된 공간 다이버시티의 구성예

2. 편파 다이버시티(polarization diversity)

기지국의 송신안테나와 이동수신국 안테나간에 두 개의 편파된 성분(예를 들면, 그림 25에서 E_x,E_y)을 송수신하여 수신신호의 페이딩을 줄이는 다이버시티 기법으로서 공간 다이버시티에서는 두 안테나 사이에 충분한 거리를 두어야 하는데 비해 편파 다이버시티에서는 두 개의 편파안테나를 근접한 곳에 위치하여도 좋은 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 단점은 송신국에서의 송신전력이 두 개의 서로 다른 편파성분을 주는 안테나로 나누어져 공급되어 3-dB 감소되는 것이다. 아래 그림 (25a)와 (25b)는 루프안테나와 다이폴안테나로 이루어진 편파 다이버시티와 두 개의 다이폴을 교차시킨 편파 다이버시티를 각각 보여준다.

3. 주파수 다이버시티(frequency diversity)

송신되는 두 신호의 주파수를 대역폭(좀 더 상세한 표현으로는 두 신호의 주파수간격) BWc로 분리시켜서 송신하여 수신국에서 수신된 페이딩신



(a) 다이폴안테나와 루프안테나로 이루어진 편파 다이버시티.

(b) 두 개의 다이폴안테나를 교차시킨 편파 다이버시티.

〈그림 25〉 편파 다이버시티의 구성예.

호간의 상관성을 감소시키는 다이버시티 기법으로서 반송주파수가 30MHz이상인 경우에서 요구되는 두 신호주파수간의 대역폭 BWc는 도심지역에서는 약 50kHz이상이고 변두리지역에서는 약 300kHz이상의 값[10]을 갖는다.

4. 전자계성분 다이버시티(field component diversity)

전자계성분 다이버시티는 "산란체가 없는 영역에서 전자파가 전파될 때 전계와 자계는 진폭비가 일정하고 동일한 위상을 갖고 있으나 다중경로를 거치면서 전계와 자계의 산란체로부터의 반사특성(진폭과 위상)이 각각 달라서 진폭비와 위상이 서로 달라지게 되나 전자계의 각 성분들은 상관성이 없다(uncorrelated)"는 전자기이론을 근거로하여 전계성분과 자계성분을 함께 수신해서 합하는 다이버시티 기법으로서 안테나간에 물리적인 거리를 둘 필요가 없어서 100MHz이하의 저주파영역에서 주로 사용된다.

5. 각 다이버시티(angle or directional diversity)

페이딩신호들이 서로 다른 경로를 거쳐서 각각 다른 빔각도로 수신안테나에 도달되는 경우에 사용되는 기법으로서 두 신호들간의 상관성을 피하기 위해 두 신호의 빔이 수신안테나에 도달되는 각도간에는 충분한 차이가 있어야하고 도달되는 신호의 빔폭이 좁을수록 페이딩에 의한 영향은 줄어들며 주파수가 10GHz이상인 마이크로파 대역에서 구현이 용이하게 되는데 이는 주파수가 높아서 지향성안테나(directional antenna)를 소형으로 제작할 수 있기 때문이다.

6. 시간 다이버시티(time diversity)

동일한 신호를 다른 시간에 여러번 시분할방법으로 전송하여 수신국에서의 페이딩신호들의 상관성을 감소시키는 기법으로서 다중채널(multi-channel)에서 상호변조(intermodulation)를 줄이는데 효과적인 방법이다.

IV. 소형 안테나의 설계에 필요한 실험

소형 안테나의 일반적인 실험과정은 참고문헌[1,3,5]을 참조하기 바라며 본 글에서는 소형 안테나와 관련하여 가장 어렵고도 중요한 문제 중의 하나인 안테나효율(antenna efficiency)을 얻는 방법에 대하여 개념적 논의를 진행하고자 한다. 소형 안테나의 이론 분야는 아직 완전하게 정립되지 않은 상태이므로 이 경우에는 실험적인 연구가 필수적이며 동시에 이론적인 연구와 상보적이어야 한다. 실험적인 연구는 이론적인 접근방법에서 간과할 수 있는 문제점들, 즉 엉성한 납땜 접합부나 도체부의 불완전한 전도도 또는 정합 또는 튜닝 회로부에서의 손실과 같은 물리량들에 기인된 결과치를 우리에게 줄 수가 있다. 따라서 실험 및 이론적 접근방법은 각자 별도로 유용하지만 상호 시사적이며 보완적이므로 실험적인 연구가 필수적으로 수행되어야 하는 것이다. 먼저 임의 형태를 갖는 소형 안테나의 (송신)효율을 정의하면

$$E=\frac{P_R}{P_I}=\frac{P_R}{P_R+P_L} \tag{19}$$

로 주어지는데 여기에서 P_R은 총 복사전력,P_I는 총 입력전력이고 P_L은 안테나의 일부로서 정합 또는 튜닝회로부에서의 손실뿐만이 아니라 안테나부의 손실까지도 포함한 총 손실전력을 의미하고 있다. 또한 효율을 또다른 형태의 등가적인 표현으로

$$E_w=\frac{R_R}{R_R+R_L} \tag{20}$$

로 주어지기도 하는데 이 표현식에서 R_R은 복사저항이며, R_L은 손실저항으로 여기에서 R_R+R_L은 안테나 입력임피던스의 실수부로서 보통 실험적으로 회로망분석기(Network analyser)를 이용하여 용이하게 측정된다. P_R+P_L의 경우도 용이하게 측정되므로 안테나효율을 구하기 위해서는 총 복사전력 P_R을 구해야 한다. 이 때 사용 가능한 방법 중에 하나가 패턴적분방법(Pattern integration

method)인데 이 경우에 구해야 할 P_R은 다음 식으로 표현된다.

$$P_R=\phi_s P(\theta,\phi)\sin\theta d\theta d\phi \qquad (21)$$

여기에서 $P(\theta,\phi)$는 복사세기(radiation intensity)를 의미하고 적분구간은 안테나를 둘러싼 구형표면이 된다. 근거리장(near field)에서 $P(\theta,\phi)$를 측정하는 것은 어려우므로 보통 원거리장(far field)의 조건을 만족하는 영역에서 측정하게 되는데 이 때 필요한 실험 데이터들을 정확히 얻기 위해서는 무반사실(Unechoic chamber)이 필요하게 되고 많은 시간이 소요되어야 한다. 따라서 여기에서는 안테나 효율을 측정하여 구하고자 할 때의 간편한 방법으로서 Wheeler의 방법과 Q인자(Q factor) 방법에 대하여 설명하고자 한다.

A. Wheeler의 방법

식 (20)을 사용하여 주어진 소형안테나의 효율을 구하고자하는 경우에 대하여 생각해보자. 식 (20)에서 분모인 R_R+R_L항은 안테나의 입력 임피던스를 측정하여 그 실수부를 읽어내면 된다. Wheeler는 측정하고자하는 소형 안테나를 반경이 대략 $\lambda/2\pi$(λ; 파장)인 구형의 도체표면으로 둘러싸게 되면 R_L값을 소거할 수 있을 것이라고(복사가 없어지므로) 제안한 바 있다[5]. 물론 이러한 제안은 측정하고자 하는 소형 안테나를 둘러싼 구형의 도체표면을 설치해도 측정하고자 하는 안테나에서의 전류분포의 변화를 초래하지 않는 경우에 타당할 것으로 생각된다(이러한 관점에서 Wheeler의 방법은 아직도 연구테마로서 흥미를 지니고 있다). 만일에 그의 제안(또는 가정)이 옳다면 구형의 도체표면이 설치된 경우의 입력 임피던스(이 실험은 누구나 쉽게 회로망분석기를 사용하여 해볼 수 있다)의 실수부가 R_L만으로 주어지게 되므로 두 번의 임피던스 측정에 의하여, 즉 회로망분석기를 사용하여 구형의 도체표면을 설치한 경우와 설치하지 않은 경우에 대하여 각각 R_L과 R_L+R_R을 읽어내어 안테나 효율을 구하게 된다. 이러한 방식으로 안테나 효율을 구하는 방법을 Wheeler의 방법이라고 하고 이렇게 구한 효율을 Wheeler의 효율이라고 칭한다. 앞에서 설명한 구형의 도체표면을 Wheeler의 캡(Cap)이라고 부르는데 그 형태는 구형뿐만 아니라 직육면체 형태도 가능하다.

B. Q 인자(factor) 방법

안테나 효율을 측정하는 또다른 방법으로 Q 인자(factor) 방법이라 불리는 방법이 있는데 이는 이상적인 Q 값과 측정된 Q 값을 비교하여 구하게 되며 이러한 방법으로 구한 효율을 Q 효율이라 한다. 먼저 실제의 안테나에 대한 Q_{RL}을 정의하면

$$Q_{RL}=\frac{\omega\times\text{축적에너지의 첨두치}}{\text{평균복사전력}+\text{평균손실전력}} \qquad (22)$$

로서 표현되고 이로부터 도체 및 유전체에서의 모든 가능한 손실이 없는 경우의 이상적인 안테나에 대한 Q를 정의하면

$$Q_R=\frac{\omega\times\text{축적에너지의 첨두치}}{\text{평균복사전력}} \qquad (23)$$

이 되므로 여기에서 실제의 안테나와 이상적인 안테나에서의 전류분포가 동일하다고 가정하면 축적에너지도 또한 동일하게 되어 실제 안테나의 효율은 간단하게

$$E_Q=\frac{Q_{RL}}{Q_R}=\frac{\text{복사전력}}{\text{복사전력}+\text{손실전력}} \qquad (24)$$

로서 주어진다. 일상적인 회로이론에서의 Q의 정의를 이용하면 Q_{RL}은

$$Q_{RL}=\frac{f_0}{\triangle f} \qquad (25)$$

로서 표현되며 이 표현식에서 f_0는 안테나의 동작주파수이고 $\triangle f$는 안테나 시스템의 입력 임피던스에서 저항성분과 리액턴스 성분이 같게 되는 두 주파수 사이의 밴드 폭이 된다는 것을 알 수 있다. 물론 안테나가 급전선로와 정합이 된 경 에는$\triangle f$를 결정하는 반 전력이 되는 주파수는 전력의 반사계수가 0.5인 경우(즉 전압의 반 계수가 $\sqrt{0.5}$이

고 따라서 SWR=5.83이 될 때)의 주파수로서 결정된다. 따라서 Q_{RL}은 Wheeler 방법의 경우와 같이 회로망분석기를 이용하여 실제 안테나의 임피던스를 측정함으로써 구할 수 있다. 물론 반 전력이 되는 주파수를 정확히 측정하기 위하여 정확한 주파수 카운터를 사용해야 한다.

계속해서 식 (24)를 이용하여 안테나 효율을 구하려면 이상적인 무손실의 안테나의 Q_R을 구해야만 한다. 이를 위한 예비단계의 논의로서, 하나의 간단한 예로서, 무한의 접지 도체에 있는, 폭이 일정하고 길이가 무한대인, 이차원적인 어퍼쳐(슬롯)를 생각해 보자. 어퍼쳐로부터 여기될 수 있는 전자계는 퓨리에 변환 관계식을 이용하여 파수영역에서의 무수히 많은 연속적인 파수를 갖는 평면파로 구성된 것(적분형태)으로 생각할 수 있으며 이러한 평면파들은 어퍼쳐로부터 원거리장의 영역으로 전파할 수 있는 모드와 어퍼쳐로부터 지수함수적으로 감쇠하여 어퍼쳐 근처에서의 축적 에너지에 기여하는 모드로 분류되므로 복사에너지와 축적에너지를 기술할 수 있게 된다. 이렇게 하여 이른바 어퍼쳐 Q(Aperture Q)를 정량화 할 수 있는 것이다.

Chu[11]와 Harrington[12]은 이러한 개념을, 외구의 반경이 무한대인 구형도파관의, 일반적인 경우로 확장하여 무손실의 안테나 시스템(산란체)을 몇 개의 구형도파관 모드로서의 전파모드를 복사하는 경우로 생각하고 Q_R을 구하는 방법을 제시하였다. 하지만 그들의 방법을 사용하려면 다음의 두 가지의 까다로운 질문에 대한 답을 얻어야만 한다.

첫째, 안테나 시스템을 완전히 둘러싸는 가장 작은 구형표면(spherical surface)의 크기는 어떠 한가?

둘째, 안테나 시스템에 의하여 복사되는(복사공간을 외구의 반경이 무한대인 球形도파관으로 보고) 구형도파관에서의 전파모드의 분포는 어떠한가?

먼저 첫 번째 질문에 대하여 자유공간에 위치한 유한한 크기의 단순한 안테나 시스템의 경우에는 안테나의 물리적인 길이 중에서 가장 큰 값으로 하면 되는데 두 번째 질문에는 정확한 답을 얻기가 매우 어려우므로 근사적으로 전파모드의 분포를 결정하는 방법이 요구된다. 이를 위하여 소형 안테나의 경우에는 가장 낮은 차수의 복사(또는 전파)모드 하나 또는 두 개로서, 다양한 형태의 소형 안테나 설계에 용이하게 적용될 수 있는, 근사적인 안테나 효율 값을 결정하는 방법을 사용할 수 있다.

지금까지 논의한 두 가지 방법은 무반사실이 없는 경우에도 간편하고 신속하게 안테나의 복사효율을 측정할 수 있다는 점에서 참으로 매력적이다. 이러한 방법 외에도 특히 단말기 몸체나 사용자 신체의 영향을 고려한 안테나 복사효율을 측정하는 방법으로서 제안되었던 랜덤전계측정(RFM: random field measurement) 방법[5]도 수용할만한 가치가 있는 측정방법이라고 사료된다.

VII. 결 론

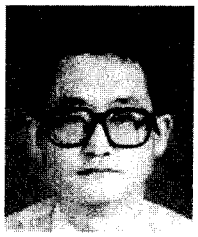
본 글에서는 이동통신용 안테나기술의 현황 및 이동통신용 안테나의 요구조건에 관하여 간략히 기술하고 실제 널리 쓰이는 소형안테나의 대표적인 예로서 헬리컬, 루프, 마이크로스트립 안테나와 PIFA 그리고 차량용 뒷유리의 열선안테나에 관한 동작원리와 이론 및 경험적인 설계방식에 관하여 살펴보았으며 또한 비행체에 널리 사용되는 소형 안테나에 관하여 간략하게 논의하였다. 그리고 앞으로 이동통신 단말기의 기술분야에서의 실험적인 연구의 중요성을 강조하면서 소형안테나의 중요한 파라미터인 안테나 복사효율에 관한 실험적인 연구방법에 관하여 기술하였다.

참 고 문 헌

[1] K. Fujimoto and J. R. James, *Mobile antenna systems handbook*, Artech House, 1994.

〔2〕 J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill, 1950.
〔3〕 A. Henderson, K. Hirasawa, and J. R. James, *Small antennas*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 75-89, 1987.
〔4〕 조 영기, 마이크로스트립 어레이 안테나의 기술개발, 체신부국책사업 연구과제 최종보고서, 제 2 장, 1993
〔5〕 K. Hirasawa and M. Haneishi, *Analysis, design, and measurement of small and low-profile antennas*, Artech House, 1992.
〔6〕 M. Jensen and Y. Rahmat-Samii, "Em interaction of handset antennas and a human in personal communications," *IEEE Proc.*, 83, pp. 7-17, 1994.
〔7〕 조영기, 차량용 glass 안테나의 이론과 설계 기술에 관한 연구, 한국안전유리(주) 최종보고서, 제3장, 1996
〔8〕 Y. Yamada, Y. Ebine, and N. Nakajima, "Base station/vehicular antenna design techniques employed in high-capacity land mobile communications system," *Review of the Electrical Communications Laboratories*, vol. 35, no. 2, pp. 115-121, 1987.
〔9〕 W. C. Lee, "Mobile radio signal correlation vs. antenna heights and spacing," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 290-292, Aug. 1977.
〔10〕 W. C. Lee, *Mobile communications design fundamentals*(2nd ed.) - Ch. 3, John Wiley & Sons, Inc., 1993.
〔11〕 L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas," *Jour. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
〔12〕 R. F. Harrington, *Time harmonic electromagnetic fields*, New York : McGraw-Hill, 1961, pp. 264-316.

저 자 소 개



趙 榮 基

1954年 9月 12日生
1978年 2月 서울대학교 전자공학과 학사
1981年 8月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사)
1990年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(박사과정)

1981年 9月～현재 경북대학교 전자공학과 교수

관심 분야 : 안테나공학, 전자기산란(주기구조) 및 응용전자기학