

## 제 1장 서 론

오늘날 세계 각국은 정보의 산업화, 산업의 정보화, 사회의 정보화 등 여러 분야에서 진행되고 있는 고도 정보 사회를 맞이하여 주파수의 이용 촉진, 효율적인 주파수 관리 및 각 주파수대역에 관한 기술개발을 위하여 범 국가적인 노력을 기울이고 있다. 특히, 2000년대의 정보사회의 도래를 목전에 둔 현 시점에서 세계각국은 전파를 이용한 무선 통신기술의 우위를 점하기 위하여 치열한 경쟁을 벌이고 있다. 이것은 일반적인 통신 서비스 이용자들의 관심이 무선통신 서비스에 집중되고 있기 때문이다.

기존 무선통신 서비스로는 이동전화, 무선호출, 주파수 공용통신, PCS, 방송 등이 있으며, 향후에 예상되는 무선CATV, 고속양방향페이징, 무선멀티미디어, 무선로컬루프(WLL)등 서비스 폭이 확대될 것이다. 이러한 추세에 따라 선진국은 전파자원의 활용이 한정된 주파수 영역에 머물지 않고, 미 이용 주파수 영역으로 확대시켜 새로운 전파활용기술개발을 적극적으로 추진하고 있다. 특히, 미 이용 주파수 대역은 세계적으로 아직 개발되지 않은 주파수 대역으로 이 가운데에 준 마이크로파와 밀리미터파를 이용한 새로운 무선시스템과 디바이스 개발등 선진국이 앞다투어 추진하고 있는 연구과제이다.

이와 같이 주파수자원 개발 차원의 새로운 무선서비스 및 시스템에 대한 연구로 안테나의 중요성 및 새로운 안테나 연구의 필요성이 크게 대두되고 있다. 왜냐하면 새로운 서비스가 요구되는 이동통신시스템에서 안테나의 역할은 매우 중요하고 안테나의 기술 발전은 통신 시스템 발달과 함께 진행되어 왔기 때문이다.

최근 통신 시스템 중에서 급격히 그리고 주목을 받고 있는 분야는 이동통신과 위성통신 분야일 것이다. 특히, 휴대이동통신과 위성을 이용한 범세계적으로 통용할 수 있는 이동통신시스템 분야는 현재는 물론 가까운 미래에도 빠르게 성장할 분야이다. 이러한 통신 시스템의 발전추세에 비추어 보면 안테나의 기술발전 방향을 쉽게 예상할 수 있을 것이다.

안테나는 단순히 독립적인 수동소자(수신 또는 송신안테나)로 인식되어 왔

지만, 앞으로는 안테나 부착 시스템과 함께 고려해야할 소자로 인식될 것이다. 예를 들면, 안테나의 빔 패턴 적응제어(adaptive control)조정 및 합성을 위한 배열 및 집적화된 지능화 구조이다. 또한 안테나의 개발 추세에서 주목할 것은 안테나 부착 회로 뿐만 아니라 주변 환경 즉 전파 환경에 관계된 전파문제도 포함시켜야 한다는 것이다.

그림1-1은 통신시스템에서 특히 이동통신시스템 기술분야와 연계하여 연구해야 할 안테나 구조 및 성능을 정리한 것이다. 현재 가장 많은 연구를 하는 분야인 이동통신, 위성통신 그리고 위성이동통신 분야이다. 그리고 앞으로는 이동통신을 기반으로 위성통신이 연계된 위성이동통신에 대한 분야가 각광받을 것으로 예상된다. 즉 사용자가 이용하는 서비스를 다양화할 수 있도록 데이터 전송율을 기존의 디지털 셀룰러나 PCS에 비해 수백 배 늘리고, 세계적으로 표준이 공유되는 차세대 이동통신으로 대두되고 있는 IMT-2000이다. 이것은 위성을 이용한 것으로 전 세계적으로 높은 공통성 보장, 고정서비스와의 연계성, 고품질서비스, 하나의 단말기를 통하여 전세계 roaming을 구현하여 양질의 이동전화 서비스가 제공하는 서비스이다. 이처럼 다양한 서비스 및 시스템을 공유하기 위해서는 안테나는 광 대역 특성을 가져야 하며, 다기능(Multi-function)화 및 지능(Intelligence)화가 되어야 한다. 새로운 형태의 기지국 안테나의 필요성이 증대되고 있다. 이에 따라 현재 마이크로스트립 안테나가 각광을 받고 있다. 이 이유는 마이크로스트립 안테나는 기존 3차원 안테나에 비해 가볍고, 소형화(2차원 안테나, 저자세 형태)가 가능하며, 안테나의 다기능 및 지능화를 쉽게 구현할 수 있는 장점을 가지고 있기 때문이다. 그러나 마이크로스트립 안테나는 자체 구조 및 방사 메카니즘으로 인하여 주파수가 낮을수록 대역폭이 좁기 때문에 실제 이동통신용 안테나로 이용하기 위해서는 이 문제를 선결하여야 한다.

본 연구에서는 안테나의 발전방향과 동향을 분석하기 위해서 밀리미터파용 안테나, 마이크로스트립 안테나, 반사판 안테나, 이동통신용 안테나등 안테나 전반에 걸친 안테나 연구동향에 관하여 폭 넓게 고찰한다. 제 3장에서는 반사판 안테나에 관하여 고찰과 함께 이론적인 분석을 수행한다. 특히, Jacobi-Bessel 적분법에 의한 안테나 분석을 통하여 Multi-feeder를 이용한 Contour 빔 안테나

설계에 관하여 연구한다. 제 4장에서는 마이크로스트립 안테나 연구를 수행하며, 세부 연구내용은 밀리미터파 대역의 안테나 기술동향분석, 마이크로스트립을 이용한 밀리미터파 대역 안테나 연구, Cavity 모델을 이용한 마이크로스트립 안테나 연구, 마이크로스트립을 이용한 Aperture-coupled-slot 안테나 연구를 수행한다. 제 5장에서는 안테나 성능 분석 및 측정연구를 수행하며, 세부 연구내용은 안테나 측정방법 연구, Near-field 측정방법 연구를 통하여 안테나 제특성 측정 방법 연구를 수행한다.



그림1-1. 이동통신분야에서의 안테나 발전 방향

## 제 2 장 안테나 기술동향

### 제 2-1 절 밀리미터 안테나 기술동향

밀리미터파는 통신, 유도미사일, 센서 등에 널리 사용되고 있다. 특히 넓은 대역폭, 스펙트럼 잡음의 제거, 짧은 파장 등으로 인하여 안테나는 소형 및 경량화, 직접화, 신뢰성, 저가격 등 장점을 갖고 있다.

밀리미터파 대역의 안테나는 일반적인 마이크로파 대역의 안테나를 이용하는 방법과 새로운 설계 기법에 의한 안테나로 분류된다.

마이크로파 대역에서 사용되는 반사판 안테나, 혼 안테나, 렌즈 안테나를 밀리미터파 대역에서 설계하여 사용하며, 성능과 특성은 마이크로파 대역에서 사용한 방법과 동일하다.

새로운 설계기법은 마이크로스트립 밀리미터 안테나, 개방 도파관 안테나, 집적회로 기법을 이용한 안테나 등이 있으며, 이들에 대한 연구는 현재 외국에서는 활발하게 진행되고 있다.

#### 1. 밀리미터파 도파관을 이용한 안테나

유전체 도파관 및 마이크로스트립을 이용한 밀리미터 도파관은 개방도파로 구조를 갖고 있으며, 개방면을 이용한 누설에너지(leakage energy)가 공간상으로 전파된다.

이러한 누설에너지를 안테나 설계에 이용되며, 안테나 빔의 제어에도 사용되고 있다. 특히 그림2-1과 같이 유전체층의 두께변화에 의한 유전체 도파관 안테나는 안테나 빔의 방사각도를 조절하며, 주파수 변환에 의한 안테나 빔의 스캐닝 기능을 갖고 있다. 그림2-2는 개방 도파관 밀리미터 안테나이며, 주파수 스캔 기능을 갖는 누설파 안테나와 같이 동작한다.

도파관 개방면에서 균일한 전류분포를 갖고 있으므로 균일 도파관 누설파 안테나라고도 한다. 밀리미터 도파관, 금속도체를 이용한 도파관, filtering 등을 이용한 밀리미터파 안테나의 새로운 형태의 연구가 진행되고 있다.

#### 가. 주기 유전체 안테나 (Periodic Dielectric Antenna)

그림2-1과 같이 주기적으로 유전체층의 두께가 다른 경우의 안테나를 주기 유전체 안테나(Periodic Dielectric Antenna)라고 한다. 도파관도 기본모드가 입사되면 유전체 층의 폭은 항상 고차모드 생성을 억제하고, 표면은 유전체 격자형태를 갖고며 이 격자는 유전체층과 도체판으로 구성된다.

격자구조에서 산란은 기본 유도 모드(grided mode)는 누설파로 변화됨으로 도파관은 안테나가 된다. 주파수를 증가시킴으로서 주빔은 전방향에서 도파관 진행방향으로 스캐닝하며 이때 스캐닝각도는  $20^{\circ} - 40^{\circ}$  이며, 주파수 변화는 약 10% 정도이다.

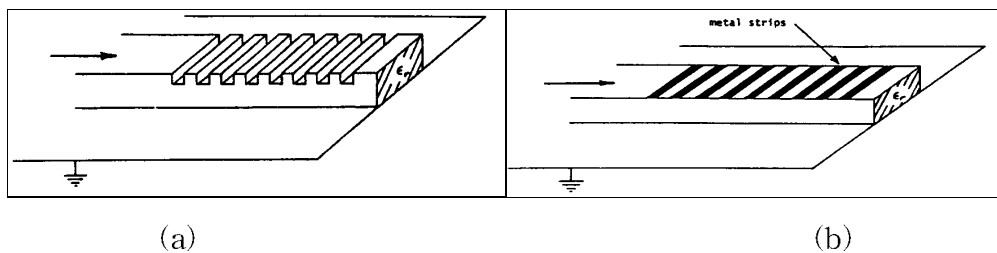


그림 2-1 주기 유전체 안테나

#### 나. 균일 도파관 누설파 안테나(Uniform Waveguide Leakage Wave Antenna)

그림2-2와 같이 도파관의 한 면이 개방된 형태로서 NRD(NonRadiative Dielectirc)Antenna 이다. 도파관의 기본모드의 전계는 수직편파이며 도파관의 중앙면이 다른 면에 비하여 넓다. 물리적으로 groove 형태를 갖고 있으며, 전기적으로 NRD 도파관이며, 기본모드보다 높은 주파수에서 동작한다.

NRD 도파관 안테나의 방사는 도파관의 개방전 면을 통하여 이루어지며, 누설

정수는 개방된 도파관 벽의 길이에 의하여 조절되며, 이때 스트립의 넓이는 비대칭구조를 갖고 있다. 스트립에서 기본모드의 산란은 직교편파 섭동 (cross-polarization perturbation)을 발생시킨다.

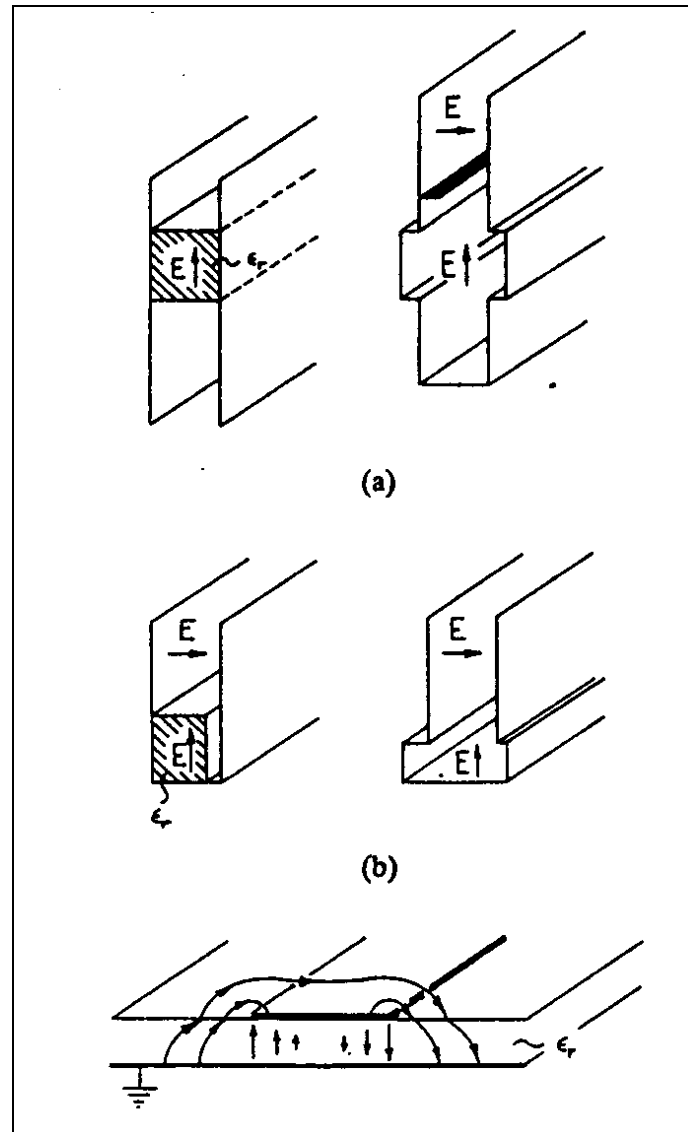


그림 2-2 균일 도파관 누설과 안테나

수평편파일 경우 차단주파수가 존재하지 않으며, 입사에너지는 공간상으로 전파된다. NRD 와 groove 안테나의 방사 방향은 주파수에 의해서 변화되며, 스캐닝각도는 안테나의 전방향과 종방향 사이가 된다. 그림2-2(b)는 NRD와 groove 안테나의 결합된 형태이며, 그림2-2(c)는 마이크로스트립을 이용한 누설파안테나이다.

#### 다. 누설파안테나 배열

그림2-1의 누설파안테나의 축상 길이는  $10\sim 50\lambda_0$  이며, 빔폭은 수직축이 좁고 수평축이 넓은 특징을 갖고 있다. 그림2-3는 누설파 안테나의 배열형태이며, 이때 신호간의 간격은  $\lambda_0/2$  이다. 이때 신호간의 영역을  $\lambda_0/2$  이면 관측영역에서 grating lobe가 생성된다.

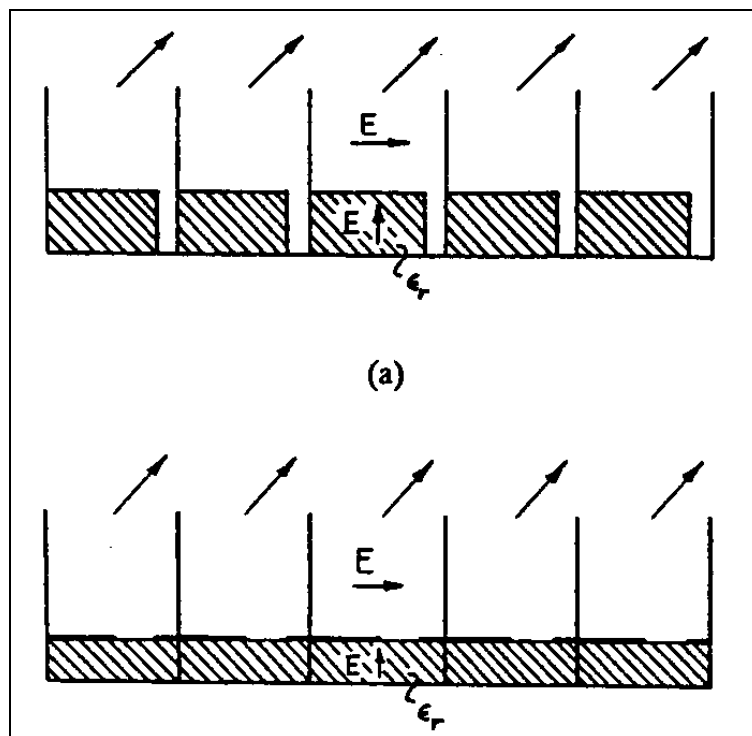


그림 2-3 배열 누설파 안테나



## 라. 테이퍼 슬롯 안테나 (Tapered Slot Antennas)

그림2-4은 얇은 유전체층을 이용하며, 이때 축 길이는  $3-12\lambda_0$ 이면 안테나 이득은 10-17dB, 작은 부엽(sidelobe), 원형편파, 넓은 주파수 대역, 일정한 임피던스를 갖고 있다. 현재 이중 편파 안테나에 관한 연구가 진행중에 있다.

테이퍼 슬롯 안테나의 방사방향은 안테나 진행방향이며, 방향성은 안테나의 축 길이에 의해서 결정되며, 상대적으로 단면적은 매우적다. 이들의 안테나는 직접화가 가능하므로 밀리미터파 안테나에 널리 사용될수 있다. 이들에 대한 변수는 고해상도 밀리미터파 영상시스템과 다중 빔 위성안테나의 급전부에 이용되고 있으며, 다른 분야로는 추적안테나와 광학소자에 의한 안테나에 이용되고 있다.

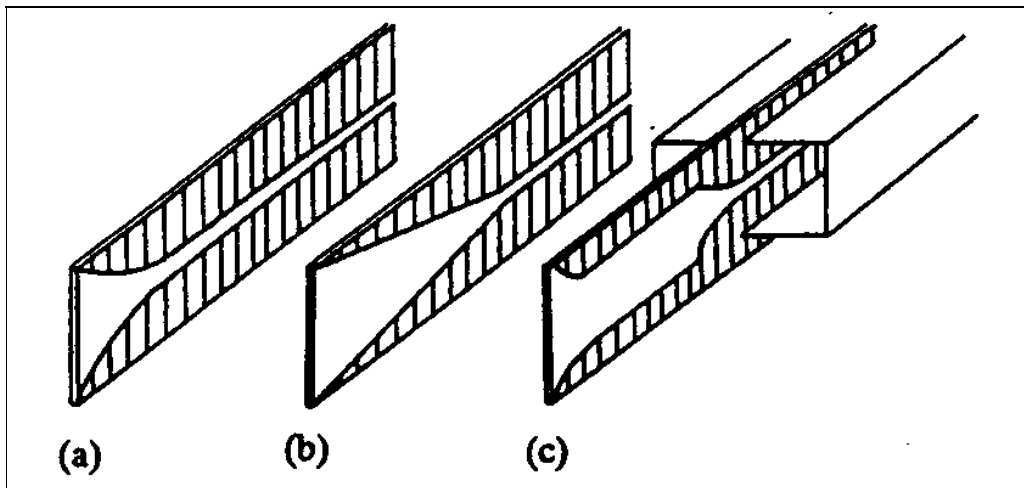


그림 2-4 테이퍼 슬롯 안테나

## 2. 밀리미터파용 마이크로스트립 안테나.

마이크로스트립 안테나는 간단한 구조, 제작의 간편성, 제조단가의 저렴성등에 의하여 저주파대 뿐만 아니라 밀리미터파용 안테나도 널리 진행되고 있다. 특히 능동배열 안테나는 능동 및 수동소자를 이용함으로써 신호처리 및 빔 제어용 안테나에 이용되고 있다. 마이크로스트립 안테나의 협 대역 특성을 광 대역 특성

을 갖도록 하기 위해서 다층 기법, 기생소자, 급적부 매칭등을 통하여 구현할 수 있다.

특히 밀리미터파 마이트로스트립 안테나는 제조기법의 어려움과 급련부 손실로 인하여 마이크로웨이브 영역에서 사용전 안테나 설계 기법을 직접 적용할 수 없다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 다층기법과 HTS등 새로운 기법이 대두되고 있다. 또한 안테나의 밴드폭을 넓게 하기 위해서 두꺼운 기판이 상용됨으로써 피터의 비균일에 의한 특성감쇠저지효과를 갖을 수 있다. 또한 표면파의 제거로 인하여 안테나성능을 개선할수 있으며, 안테나의 방사효율에 영향을 주지 못한다. 이때 방사효율은 약 50%가 되며, 밴드폭도 약 18%인 특성을 얻을수 있다. 최근의 연구에서는 안테나의 방사효율도 100%까지 높일수 있는 기법과 방사저항과 안테나 패턴을 조정할 수 있는 안테나에 관한 연구도 진행되고 있다.

### 3. 집적 안테나(Integrated Antenna)

집적 안테나는 반도체 발진기, 탐지기, 위상변위기, 필터등을 하나의 기판위에 방사소자와 같이 집적화 시킨 것이다. 기판은 여러층으로 구성될수 있으며, 집적화로 인하여 소형화시킬수 있는 장점등이 있다. 밀리미터파 대역의 안테나 개발등에 많은 연구가 진행되고 있다.

다음과 같이 4가지로 분류되어 연구가 진행되고 있다.

1. 집적믹서와 detector와 수신기 안테나를 결합
2. 집적반도체소자와 송신 안테나의 결합
3. 전자적 빔제어와 주파수채배슬롯 배열을 갖는 안테나
4. 위상변위기와 송수신기능을 갖는 위상배열 안테나.

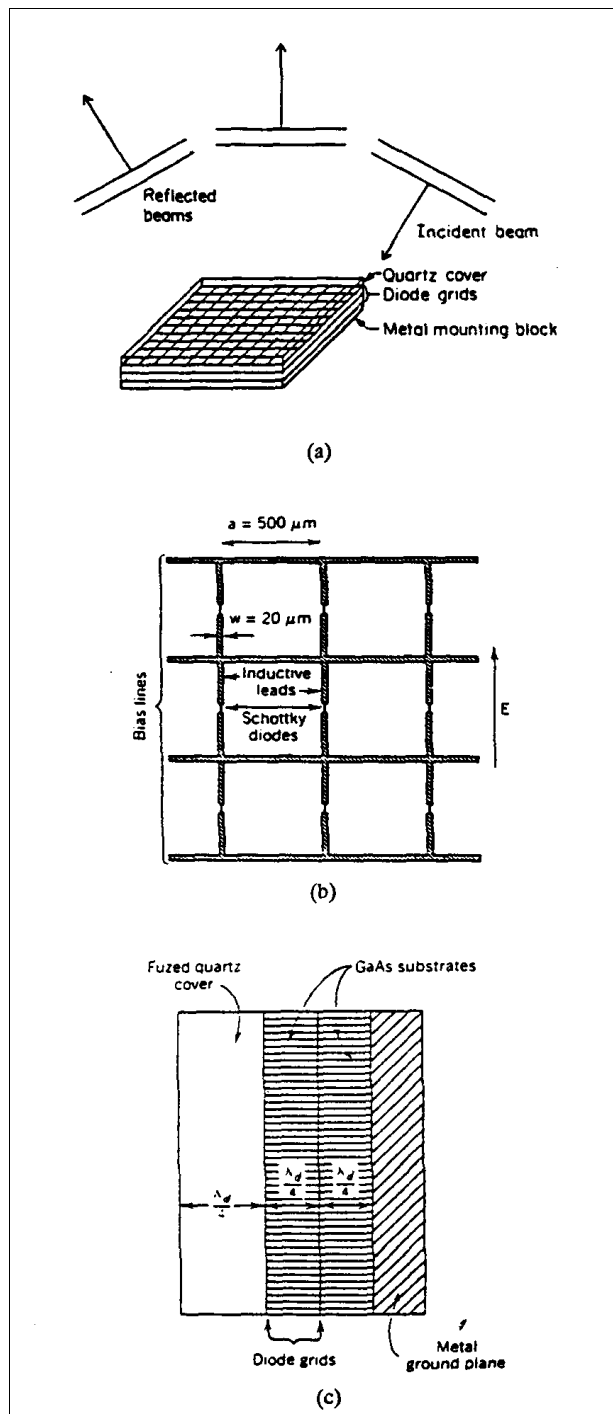


그림 2-5 전자적 빔제어와 주파수체배슬롯 배열을 갖는 안테나

## 제 2-2 절 마이크로스트립 안테나 연구동향

### 1. 마이크로스트립 안테나 개요

마이크로스트립 안테나는 현재 저자세(low-profile) 방사체를 요구하는 시스템에는 꼭 필요한 안테나 구조로 자리잡고 있다. 마이크로스트립 안테나는 표2-1과 같이 경량화, 방사체의 다양성, 제작비의 저렴성등 장점을 갖고 있으므로 마이크로파 대역에서부터 밀리미터파 대역에 이르기까지 통신 및 방송용 안테나로 널리 사용되고 있다.

표 2-1 마이크로스트립 안테나의 장. 단점

장 점	단 점
<ul style="list-style-type: none"> <li>• 저자세(low-profile)</li> <li>• 경량</li> <li>• 제작 용이성 및 재연성</li> <li>• 임의의 형태로 제작 가능</li> <li>• 제작비 저렴</li> <li>• 다른 회로와의 친화성</li> <li>• 배열제작이 용이함.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 저효율</li> <li>• 협대역</li> <li>• 급전선 및 불연속점에서의 방사</li> <li>• 표면파 발생</li> <li>• 사용기관에 대한 온도 및 기계적 특성의 안정성</li> <li>• 배열시 급전선 설계의 복잡성</li> <li>• 편파 특성 저하</li> </ul>

현재 마이크로스트립 안테나는 신뢰성 있는 제조 방법 등을 기초로 한 혁신적인 설계기술을 요구하고 있고 현재 시스템 요구사항이 점차 저자세(low-profile), 저 가격 및 소형경량의 안테나를 필요로 하고 있기 때문이다. 이러한 요구조건으로 안테나 제작 과정에 대한 연구뿐만 아니라 새로운 형태의 안테나 구조에 관한 연구 및 이를 수학적으로 적절하게 모델링하는 연구의 필요성이 크게 대두되고 있다.

마이크로스트립 안테나 개념은 1950년초에 Greig, Englemann, Deshamp에 의해 처음 제기 되었으며, 얇은 스트립 선로로 만들어진 회로에서 원하지 않는 방사에 대한 연구가 진행되어 도체 스트립의 기관 두께를 줄임으로써 원하지 않는

방사를 줄일 수 있음을 밝힘으로써 새로운 개념의 마이크로스트립 선로를 연구하였다. 1960년 Lewin이 스트립 선로로부터의 방사에 대한 연구를 하였으며, 미사일에 필요한 저자세 안테나의 필요성이 대두된 1970년 초까지만 하더라도 선로의 방사를 이용한 마이크로스트립 안테나는 별다른 연구가 진행되지 않았다.

표 2-2 마이크로스트립 안테나 기술의 응용 분야

항공기용 안테나	통신 및 항해, 고도 측정, Blind-landing시스템
미사일 및 거리측정	Stick-on 센서, Proximity fuzes 군사용 소자
미사일 유도용	탐색용 monopulse 배열 통합 radome arrays
적응 배열	Multi-target acquisition 반도체 집적 배열 안테나
군사용 통신 및 감시	이동 차량용 표면 부착 안테나
위성통신	가정용 DBS수신기 차량용 위성수신 안테나 Switched-beam
이동통신	호출기 및 휴대전화
Reflector feeds	Beam switching
Remote Sensing	대형 경량 안테나
의학	암치료용
Covert 안테나	침입자 경보기, 개인 통신

1970년 이후 마이크로스트립 안테나 연구 및 기술이 크게 발전되기 시작하였다. 마이크로스트립 안테나에 대한 중요한 파라미터를 계산할 수 있는 해석 방법을 본격적으로 연구하기 시작한 때이다. 또한 안테나 급전선 및 배열시 안테나와 급전선을 일체로 인식하여 연구되기 시작하였으며, 배열시 급전선과 안테

나 구조 즉 배열 구조(array topology)를 최적화하기 위한 연구가 시작된 시기이기도 하다.

표 2-3 시스템 설계에 있어서 고려해야할 마이크로스트립 안테나 특성

정 합	급전선과의 정합 정도
주빔(Main beam)	이득 및 빔 특성
부엽	부엽 크기
편파	교차 편파 특성
원형편파	축비(axial ratio)
효율	전력 손실
개구면 효율	개구면에서의 전류 분포 및 방사패턴
대역폭	시스템 요구에 따른 주파수 특성(VSWR)
시스템요구	전체적인 안테나 크기,제작비, 무게등

마이크로스트립 안테나의 발전에 있어서 중요한 요소는 표2-3과 같은 시스템의 요구조건과 밀접한 관계를 갖고 있다. 예를 들면, 통신시스템에서 필요한 광대역기법, 레이더에서 특히 필요한 편파를 제어할 수 있는 방법 그리고 기계적인 빔 스캐닝을 전자적으로 할 수 있는 기법등이다. 특히 군사분야에서 주로 응용할 수 있는 빔 스캐닝을 위해 안테나와 반도체와 결합된 능동배열 구조(active-array architecture)의 평면구조 안테나 구조등이다. 이러한 국부적인 시스템 요구조건에 의한 발전요소외에 앞으로 마이크로스트립 안테나의 발전방향은 크게 두가지 나누어 생각할 수 있다. 첫 번째 실제 제작에 응용할 수 있어 안테나 제작의 생산성을 향상시킬 수 있는 정확한 CAD기법을 개발하는 것이고, 둘째로 미래의 새로운 시스템 요구에 맞는 획기적인 안테나 개발(안테나 구조 및 안테나 사용 매질 등을 포함)이다.

## 2. 마이크로스트립 안테나 구조 및 특성

마이크로스트립 안테나는 얇은 기판에 만들어지기 때문에 큰 배열 안테나의 급전 시 많은 손실을 발생하는 원인이 된다. 또한, 높은 Q값을 갖고 있기 때문에 마이크로스트립 안테나의 밴드 폭이 매우 좁게 되어 밴드 폭이 넓은 시스템에 사용하는 데 많은 제약이 있다.

표 2-4 마이크로스트립 안테나 종류별 특성비교

항 목	마이크로스트립 안테나	스트립 슬롯안테나	Cavity Backed Printed 안테나	프린트 다이폴 안테나
구조	얇음	없음	두꺼움	얇음
제작	매우쉬움	쉬움	어려움	쉬움
편파	선형, 원형	선형	선형, 원형	선형
이중공진	가능	불가능	불가능	불가능
방사체 모양	제약없음	직사각형	제약없음	직사각형, 삼각형
Spurious 방사	있음	있음	없음	있음
대역폭	1 - 5%	1 - 2%	~10%	~10%

그림2-6은 프로브로 급전된 사각형 마이크로스트립 안테나 구조이다. 급전 프로브와 접지면 사이의 전압은 도체인 패치 위에 전류를 발생하며, 패치와 접지 사이에는 수직방향으로 전계를 생성시킨다. 패치와 접지면사이 유전체 기판의 높이는 전기적으로 매우 작기 때문에( $d < 0.05 \lambda_0$ ) 접지면과 수직한 전계 성분은 매우 적어 무시할 수 있다.

패치의 길이는 거의 반 파장 길이를 갖도록 함으로써 해당주파수에서 공진이 일어나도록 한다. 이러한 마이크로스트립 안테나의 방사 메카니즘은 등가정리(equivalence theorem)에 의해 간단하게 설명할 수 있다. 그림2-6에서 안테나를  $x=0$  그리고  $x=L$ 에 슬롯형태의 방사체가 있고,  $\vec{M} = \vec{E} \times \hat{n}$ 의 자류(magnetic current)로 인하여 방사가 일어난다. 또한 인가된 전압에 의해 패치에 유기된

표면전류밀도  $\vec{J} = \hat{n} \times \vec{H}$  에 의해 방사가 일어난다고 해석할 수 있다. 이와 같이 자류 및 패치위의 유기 전류에 의해 마이크로스트립 안테나의 방사 메커니즘을 간단하게 설명할 수 있다.

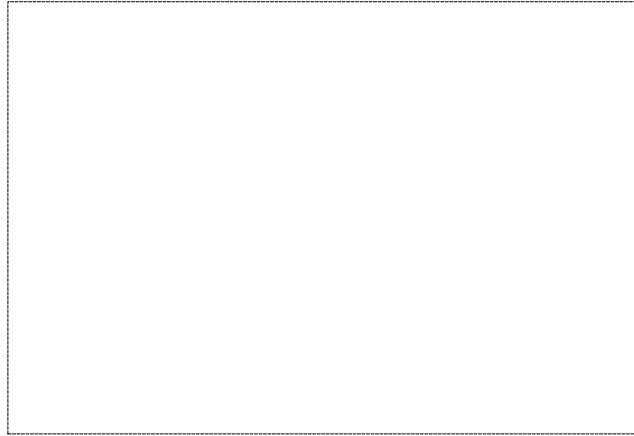


그림 2-6 마이크로스트립 안테나 방사 메커니즘

그림2-6에서 전계 및 자계의 분포를 직관적으로 알아보기 위해 cavity방법을 이용하면 패치 주위를 자계벽(magnetic wall)이라고 하면, 기본공진모드(dominant resonant mode)의 전계 및 자계의 분포는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{수직 전계 성분} = E_z = E_o \cos \frac{\pi x}{L} \quad (2-1a)$$

$$\text{수평 자계 성분} = H_z = H_o \sin \frac{\pi x}{L}. \quad (2-1b)$$

물론 고차모드들은 x축과 y축 방향으로 더 많은 변화를 갖는다. 또한 정확한 공진 주파수를 계산하기 위해서는 위의 식에서 무시한 가장자리 효과(fringe effect)를 고려해야 한다.

또한, 그림2-1을 전송선로 모델을 이용하면, 안테나는 가장자리 효과 및 방사 효과를 무시한다면 개방된 전송선로와 같다. 이 때 전송선로의 전압과 전류는



간략하게 다음과 같이 표현된다.

$$\text{전압} = V(x) = V_o \cos \frac{\pi x}{L} \quad (2-2a)$$

$$\text{전류} = I(x) = \frac{V_o}{Z_o} \sin \frac{\pi x}{L} \quad (2-2b)$$

위의 결과로부터 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스 ( $Z_{in} = \frac{V}{I}$ )의 변화를 쉽게 설명할 수 있다. 급전점이 방사면에 있다면( $x=0$  또는  $L$ ), 전압은 최대가 될 것이며, 전류는 최소가 되기 때문에 입력 임피던스는 최대값을 갖게된다. 그리고 급전점이 안테나의 중앙에 있다면( $x=L/2$ ), 전압은 최소값을 갖고 전류는 최대값을 갖기 때문에 입력임피던스는 최소가 될 것이다. 그러므로 입력임피던스의 변화는 급전점의 위치에 따라 제어할 수 있음을 알 수 있다. 일반적으로 마이크로스트립 안테나의 입력임피던스 값은  $150 \Omega$  에서  $300 \Omega$ 의 범위내의 값을 갖는다.

마이크로스트립 안테나는 기판의 전기적 두께(electrical thickness)가 얇기 때문에 Q(Quality factor)가 높기 때문에 밴드 폭이 매우 좁다. 즉 기판의 두께가 두꺼울수록, 기판의 유전율 값이 작을수록 밴드 폭이 넓어진다. 그러므로 마이크로스트립 안테나용 기판은 유전율이 작고 기판의 두께가 두꺼워야 한다. 그러나 한편으로 안테나에 급전을 하기 위한 급전선의 기판은 방사를 최소화하기 위해 기판의 두께가 얇아야 하고 유전율 값이 크면 클수록 좋다. 이러한 상반된 기판의 요구조건으로 안테나 배열시 급전선의 손실이 매우 커진다는 마이크로스트립 안테나의 구조적 단점을 가지고 있다.

마이크로스트립 안테나에서의 손실은 도체손실, 유전체 손실과 표면파에 의한 손실이 매우 얇은 기판을 제외하고는 도체 및 유전체 손실은 방사효율의 수%이다. 표면파에 의한 방사는 유전체 기판에 의해 발생되며, 안테나의 주 방사 패턴과는 다르기 때문에 손실로 인정한다. 이러한 표면파는 기판의 두께가 증가하면 증가할수록 유전체의 값이 크면 클수록 커지면 주 방사패턴에 영향을 주어 방사

패턴 및 편파특성에 왜곡을 일으킨다.

표 2-5 안테나 특성과 파라미터와의 관계

항 목	기관 두께	기관의 상대 유전율	패치넓이
• 높은방사 효율	두꺼움	낮음	넓음
• 낮은 유전체 손실	얇음	낮음	—
• 낮은 도체 손실	두꺼움	—	—
• 광대역특성(임피던스)	두꺼움	낮음	넓음
• 낮은 표면파 발생	얇음	낮음	—
• 낮은 교차 편파	—	낮음	—
• 경량	얇음	낮음	—
• 견고성	두꺼움	높음	—
• 오차에 대한 낮은 특성변화	두꺼움	낮음	넓음

그리고 낮은 유전체 기관을 마이크로스트립 안테나에 사용하는 또 다른 이유는 매우 큰 배열 안테나인 경우 표면파의 상호간섭으로 표면파의 영향을 최소화할 수 있으며, 방사효율을 극대화할 수 있기 때문이다. 그러나 이 효과의 반대 효과도 동시에 나타나는 데 일정 각도에서의 표면파 보강으로 인해 scan blind 효과가 나타나기도 한다.

표2-5는 마이크로스트립 안테나 설계 파라미터가 안테나 특성에 미치는 상반된 영향들을 정리한 것이다.

### 3. 급전 구조 및 기술

마이크로스트립 안테나 설계에 있어서 패치 안테나의 설계만큼이나 중요한 것이 급전 구조이다. 급전에 대한 정확한 해석이 없이는 패치가 정확하게 설계되더라도 안테나로서 좋은 특성을 보이기 힘들다. 좋은 급전 설계를 위한 기본적인 설계방향은 삽입손실이 적고, 공간 점유율이 적고, 쉽게 구현 가능해야 하며,

급전선의 불연속에 의한 원하지 않는 특성변화를 최소화해야 한다.

또한 급전 구조는 선로자체 손실로 인하여 배열 급전 설계시 선로의 길이 및 선로에 사용되는 기판등에 충분한 고려해야 한다.

### 가. 전송선로 직접급전

마이크로스트립 패치를 급전하는 가장 간단한 방법은 같은 기판(평면)위에 제작된 안테나의 끝에 급전선을 직접 연결하는 것이다. 급전선과 방사체인 마이크로스립 안테나와 동일 평면에 있는 단층(single layer)이기 때문에 전체 공간이 커지고 급전선의 spurious방사와 안테나 방사 특성과 합쳐져 복사특성을 나쁘게 한다. 그리고 패치와 완전한 정합이 항상 가능하지는 않다.

그리고 선로나 패치와 같은 마이크로스트립 구조는 서로 상반된 특성(안테나는 전자파를 효율적으로 방사하기 위함이고 급전선은 전자파를 방사함을 최소화하며 전송되도록 함)을 갖고 있기 때문에 기판을 동시에 최적화하는 것은 불가능하다.

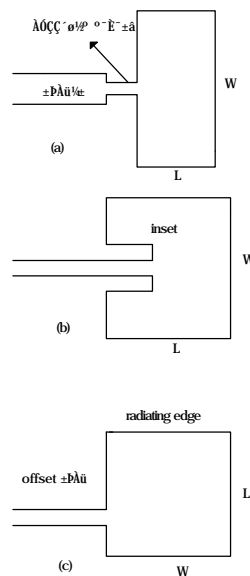


그림 2-7 전송선로 직접 급전방식 종류

전송선로 직접급전방식에는 그림2-7와 같이 세가지로 다시 나눌 수 있다. 그림2-7(a) 방법은 가장 많이 쓰이는 방법이며 해석이 간단하다. 안테나의 입력임피던스와 급전선과 정합을 위해  $\lambda/4$  변환기를 사용하는 방법이다. 그러나 이 방법은 안테나 입력 임피던스가 높기 때문에 배열 구조에서 불연속이 많이 생기는 단점이 있다.

그림2-7(b)는 급전선로를 안테나의 끝에 직접 연결하는 대신에 안테나 내부로 접속(inset)하는 inset 급전 방법이다. 이러한 삽입 급전방법은 공진주파수에 크게 영향을 미치지 않지만, 안테나의 입력임피던스를 변화시킬 수 있으므로 안테나의 정합에 매우 유용하게 사용할 수 있다. 즉, 삽입의 깊이를 적당히 선택함으로써 전송선로와 패치는 정합된다.

그림2-7(c)는 Non-radiating edge 급전방식으로 offset양에 따라 안테나의 입력임피던스가 변화되는 점을 이용한 방법이다. 특히 이 방법은 병렬 배열일 때 급전선의 길이를 줄일 수 있다. 직렬 배열의 경우 두 포트간의 거리를 조정하여 복사 전력을 조절할 수 있다. 그리고 Cross polarized radiation이 상대적으로 높으나 W/L을 조정하여 최소화할 수 있다.

## 나. 동축급전

동축급전은 그림2-8과 같이 동축케이블의 중심 도체는 유전체 기판을 통과하여 안테나와 연결되어 있다. 입력임피던스는 피더의 위치에 영향을 받으며 패치는 적당하게 위치한 피더에 의해 급전선로와 정합된다.

마이크로스트립 안테나의 이론적 해석은 동축급전을 기본으로 사용하고 있으며, 동축급전의 고유방사는 매우 적으며, 얇은 기판에서는 무시할수 있지만 인접한 요소들이 배열된 피드가 다른 것과 쌍으로 결합된 경우같이 기판이 두꺼우면 중요하게 다루어 져야 한다. 특히, 여러개를 배열할 경우에는 동축급전 방식은 기판을 뚫거나 천공 작업이 필요함으로 실제로 구현하기가 어렵다.

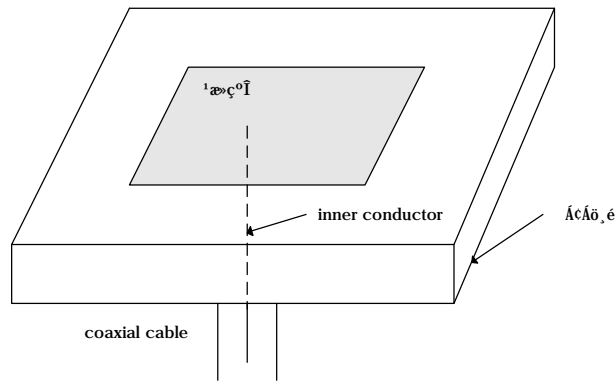


그림 2-8 동축 급전 구조

#### 다. 결합 급전

방사체인 패치와 직접 연결되지 않는 구조로 그림2-9와 같이 급전선과 근접 결합에 의해 방사체를 여기시키는 방법이다. 급전 방식은 반도체와 같이 사용되는 경우에 응용할 수 유용한 방식이다. 또한 배열시 같은 선로로 여러개의 패치를 간단하고 쉽게 여기시킬 수 있다. 그러나 선로와 패치가 같은 기판에 위치함으로 선로와 방사체를 동시에 최적화시킬 수 없다는 단점을 가지고 있다.

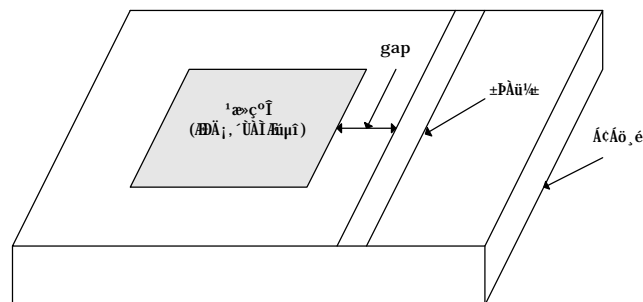


그림 2-9 결합 급전구조

## 라. 전자기 결합 급전

전자기 결합 급전은 방사체와 급전선의 상호 결합으로 인해 방사체를 여기시키는 방법이며, 급전선과 방사체가 서로 다른 평면에 놓인 구조로 그림2-10과 같다. 방사체와 급전선을 이루는 기관이 서로 다르기 때문에 급전선 방사는 사용기관을 얇고 유전율이 높은 기관을 사용함으로써 최소화할 수 있고 방사체에 사용된 기관은 원하는 밴드폭을 구현하기 위해 유전율 값이 적고 기관의 두께가 두꺼운 기관을 사용하여 방사체의 밴드폭 특성을 최적화할 수 있어 급전선과 방사체를 동시에 최적화할 수 있다.

그리고 두 층 사이의 capacitive gap을 통해 패치와 결합을 하기 때문에 이 구조는 급전선과 패치사이의 높이를 증가시킬수록 대역폭 (6~8%)과 효율을 증가시킨다. 그리고 급전선과 접지면이 패치보다 가깝기 때문에 spurious radiation이 줄어든다. Electromagnetic coupling의 효과는 급전선 끝에 있는 타원형 면으로 묘사되며 이 면 한에서는 언제나 정합이 가능하다.

해석방법은 매우 복잡한 해석방법을 이용해야하는 단점이 있다. 그리고 이 구조는 제작이 복잡하고 정밀성을 요구하며, 동축 급전과 같이 방사체와의 연결의 필요성이 없지만 급전선이 방사체 아래 위치하고 있기 때문에 급전선에 부가적인 회로를 연결시킬 수 없다는 단점도 가지고 있다.

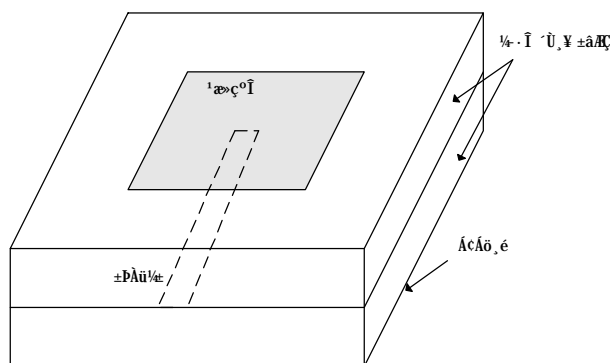


그림 2-10 전자기 결합 급전

## 마. 슬롯 급전

슬롯 급전은 전자기 결합 급전을 한층 더 발전시킨 방법으로 그림 2-11과 같이 급전선과 방사체 사이에 접지판을 위치시켜 두 부분을 독립적으로 최적화시킬 수 있는 구조로 두 부분은 접지면에 위치한 슬롯으로 서로 결합이 되는 구조이다. 일반적으로 급전선에 사용된 유전율 값이 방사체에 사용된 유전율보다 크다. 이 구조에서는 급전선에 의한 원하지 않는 방사를 급전선 주위를 차폐함으로써 거의 완벽하게 억제할 수 있으며, 접지면 사이에 급전선과 방사체를 이루는 서로 다른 기판을 사용함으로써 급전선의 전송파가 접지면으로 인하여 안테나에 의해 방사되는 전자파에 영향을 주지 않기 때문에 안테나 특성을 향상시킬 수 있다.

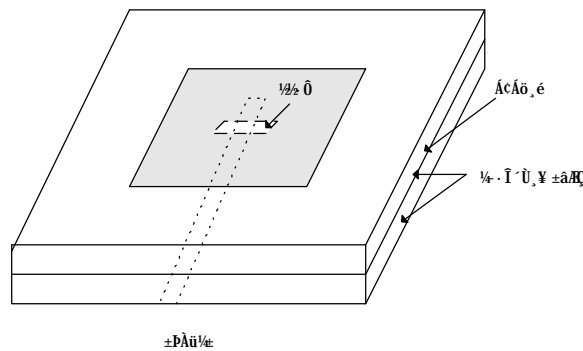


그림 2-11 슬롯 결합 급전 구조

또한 슬롯의 길이를 조정함으로써 안테나와 급전선과 부가적인 회로없이 정합이 가능하다. 두 기판의 유전체를 이용해 scan blindness와 대역폭 모두 증가시킬 수도 있다.

접지면에 위치한 슬롯에 의해 급전선의 전력이 방사체로 결합이 되기 때문에 슬롯의 공진 주파수는 안테나 동작 주파수 대역에서 멀리 이격되어 있어야 하며 슬롯은 방사부의 모서리에서 벗어난 중앙 부분에 위치되어야 한다. 또한 슬롯에 유기된 전자계에 의해 급전선 쪽으로 원하지 않는 방사가 이루어져

안테나의 F/B 특성을 나쁘게 한다.

단점은 구조의 복잡성으로 해석이 어렵고 제작시 높은 정밀성을 요구한다는 것이다. 특히 접지면에 슬롯을 정확히 에칭하고 급전선과 방사체와의 위치를 정확하게 하는 것은 제작시 매우 중요한 문제이다. 급전 구조와 현재 진행하고 있는 급전구조에 대한 장,단점을 표 2-6에 요약, 정리하였다.

표 2-6 급전 구조 종류별 장,단점

급전 방법	장 점	단 점
프로브 급전	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 급전선이 필요 없음</li> <li>· 급전선에 의한 방사가 없음</li> <li>· 방사부와 급전선과의 결합이 적음</li> <li>· 급전 위치에 따라 입력 임피던스를 변화시킬수 있음</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제작 과정이 복잡</li> <li>· 배열시 급전이 어려움</li> </ul>
방사부 직접 급전	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 한번에 급전선 및 방사부를 구현가능</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 방사부와 급전선의 특성을 동시에 최적화 불가능</li> <li>· 밀리미터파에서 급전선에 의한 불요파 발생</li> </ul>
전자기 결합 급전	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 방사부와 급전선의 특성을 동시에 최적화 가능</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 두가지 종류의 기판이 필요</li> <li>· 능동소자와 방열판과의 연결이 어렵다</li> </ul>
슬롯 급전	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제작이 용이</li> <li>· 능동소자와 방열판과의 집적화가 쉬움</li> <li>· 패치와 슬롯을 동시에 제작 가능</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 슬롯에 의한 불요파 방사</li> <li>· 피딩네트워크의 크기 제약</li> </ul>
코플레너 급전	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 슬롯급전과 동일</li> <li>· 급전에 의한 불요파 방사가 적음</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 피딩네트워크의 크기 제약</li> <li>· 넓은 급전선 공간 필요</li> </ul>
Aperture 결합 급전	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 급전선 설계 용이</li> <li>· 안테나와 급전선을 동시에 최적화 가능</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 가격이 비싸다</li> <li>· 구조가 복잡하다</li> <li>· 접지면 아래에 공간이 필요</li> </ul>



#### 4. 이중공진 마이크로스트립 안테나

최근 무선 통신 분야가 매우 빠르게 성장하면서 범세계 정보통신 망 구축이 진행되고 있다. 이러한 범세계 정보통신 망 구축의 중요한 부분으로 98년 하반기부터 범세계 위성 이동통신(GMPCS)의 출현은 위성과 단말간의 Up-Down Link 시의 주파수가 다르기 때문에 단말기용 이중공진 마이크로스트립 안테나(DFPA: Dual Frequency Patch Antenna)의 개발은 매우 중요한 문제가 되고 있다. 또한 유럽에서는 무선통신 가입자의 폭발적인 증가로 무선채널수의 증가가 매우 필요한 문제가 되었다.

이를 해결하는 수단으로 단일 단말기로 GSM(0.9GHz cellular system)과 DSC1800(1.8GHz cellular system)을 동시에 사용 가능한 통신 서비스를 일반 사용자에게 제공할 예정이다. 이처럼 DFPA는 광대역 마이크로스트립 안테나, 주파수가 상이한 두 개의 무선망을 공유하기 위한 안테나등 응용범위가 매우 크기 때문에 선진국에서는 매우 활발하게 연구되고 있다.

지금까지 연구된 DFPA의 종류를 종합하면 대개 다음의 3가지 방식으로 분류된다. 즉, Orthogonal Modes Dual-Frequency Patch Antennas(OMDFPA), Multi-Patch Dual-Frequency Patch Antennas(MPDFPA), Reactively-Loaded Dual-Frequency Patch Antennas(RLDFPA)등으로 분류되고 있다.

##### 가. OMDFPA(Orthogonal Modes Dual-Frequency Patch Antennas)

OMDFPA 중 대표적인 안테나의 구조를 그림 2-12에 나타내었다. OMDFPA는 급전 방식이 급전점이 한 개인 단일 급전 구조와 두 개인 이중 급전 구조로 나뉜다. 이러한 안테나는  $TM_{100}$ 과  $TM_{010}$ 모드를 공진 모드로 사용하는 방식이기 때문에 두 공진 주파수의 비 FR(frequency ratio)은 두변의 길이의 비와 거의 같은 값을 가진다. 단일 급전 구조의 안테나는 한 개의 급전 구조로 두 공진 주파수에서의 입력 임피던스를 동시에 정합할 수 있으며 사각형 패치의 표준 설계 공식을 이용할 수 있기 때문에 설계가 간단한 장점을 가지고 있다.

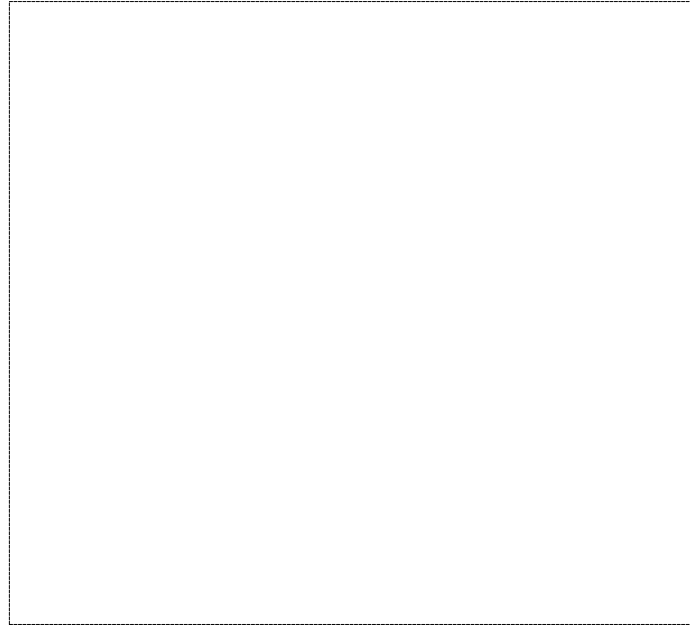


그림 2-12 Orthogonal mode를 이용한 마이크로스트립 안테나

반면에 그림 2-12(c)와 (d)같이 이 중의 급전 구조를 갖는 OMDFPA는 두 포트의 격리도가 30dB이상으로 비교적 높고 FR의 조절 범위가 1.5 정도로 비교적 넓은 장점을 가지고 있다.

그러나 모든 OMDFPA는 두 공진 주파수의 편파가 서로 수직인 특징을 가지고 있기 때문에 편파의 방향이 고려 대상이 되지 않는 제한된 분야에만 응용이 가능한 단점이 있다.

#### 나. MPDFPA(Multi-Patch Dual-Frequency Patch Antennas)

MPDFPA중 대표적인 안테나의 구조를 그림 2-13에 나타내었다. MPDFPA는 2개 이상으로 마이크로스트립로 이루어져 있으며 단면의 구조가 다층 및 단층 구조로 나뉜다. 다층 MPDFPA는 동일 기판에 1개의 패치 안테나만 존재하고 이러한 층이 여러개로 구성되어 있으며, 단층 MPDFPA는 동일 기판에 2개 이상의 마이크로스트립 안테나로 구성된다.

다층 MPDFPA는 두 공진 주파수의 편파가 동일한 특징을 가지고 있으며, 패치 모양은 원형, 고리모양, 사각형, 삼각형 등 다양하고 급전 방식은 보통 아래층 패치에서 이루어지고 위층 패치는 아래층 패치와의 근접 커플링에 의해 급전된다. 두 공진 주파수 중 높은쪽 공진 주파수가 사라지지 않게 하기 위해서는 두 패치의 크기가 서로 비슷해야 하며 이로 인해 FR은 1 근처로 매우 제한된다. 다층 MPDFPA의 FR에 대한 제한성을 개선하는 방법으로 위층 패치에서 급전하는 방법이 있다. 이 방법은 FR을 1.15 이하에서 조절하여 설계가 가능하나 두 주파수에서의 입력 임피던스의 차이가 크기 때문에 DFPA로 사용하기에 적절하지 못하다.

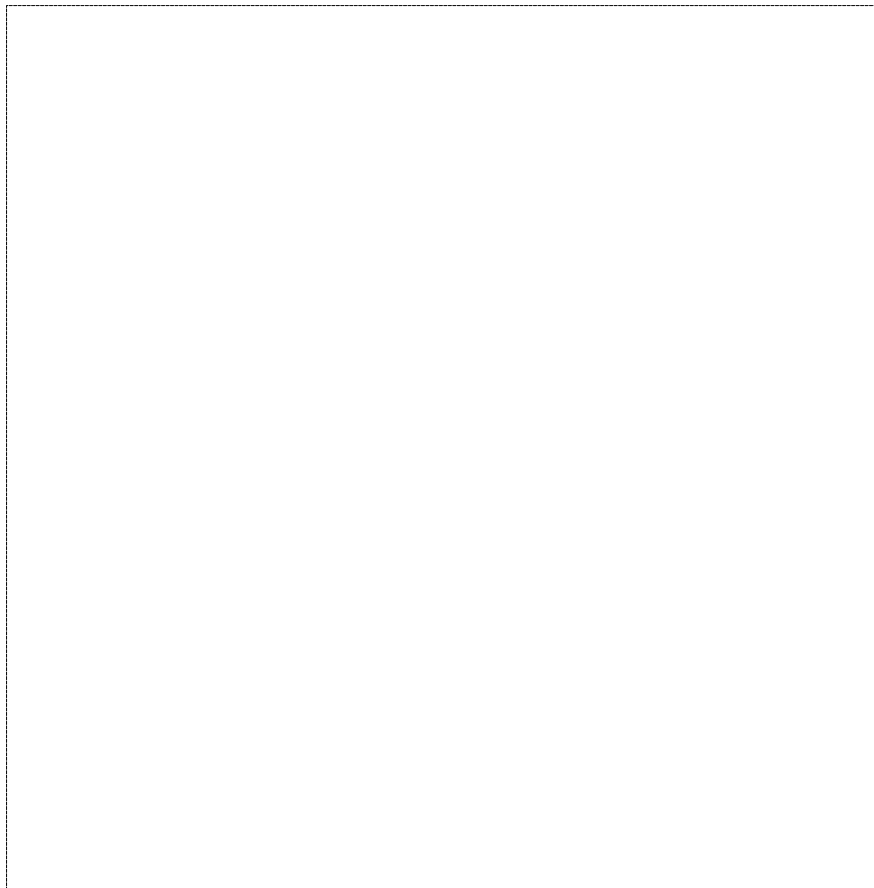


그림 2-13 다층기판을 이용한 마이크로스트립 안테나

단층 MPDFPA 중 대표적인 방법인 다음의 두 안테나를 소개하기로 하자. Croq와 Pozar는 공진 주파수 각각이 2쌍의 사각형 패치형 다이폴에 의해 구성되는 안테나를 제안하였다. 이 안테나의 구조가 그림 2-13(c)에 나타나 있다.

급전 구조는 슬롯형이며, 6개의 패치형 다이폴이 서로 나란히 배열되어 3개의 공진 주파수를 가지며, FR은 1.35이고, 복사 패턴의 모양이 비교적 균일하며 제작이 간단한 장점을 가지고 있다. 지금까지 언급한 MPDFPA는 모두 FR이 제한된 특징을 가진다. SAR, scatterometer, 레이더등은 주로 큰 FR을 갖는 안테나를 가장 단순한 안테나가 그림 2-13(d)에 주어져 있다. 여기서 십자형 패치는 낮은 쪽 공진 주파수를 작은 4개의 사각형 패치는 높은 쪽 공진 주파수를 치는 위한 것이다. 이 안테나의 FR은 2.9~3.2의 조절 범위를 갖고 있다. 그러나 이 방법은 급전 구조가 프로브 형이기 때문에 소형화와 집적화에 어려움이 따른다.

#### 다. RLDFPA(Reactively-Loaded Dual-Frequency Patch Antennas)

위에서 언급된 OMDFPA나 MPDFPA 보다 자주 이용되는 방식은 단일 패치에 리액티브층 부하를 다는 RLDFPA 이다. 여러 유형의 RLDFPA를 그림2-8에 나타내었다. 이 중 가장 간단한 것은 패치의 모서리에 스테르브를 연결하여 공진을 위한 안테나의 길이를 길어 보이게 함으로서 낮은 쪽의 공진주파수를 만들어 내는 방식이다. 스테르브를 이용하여 RLDFPA를 제조하는 방식이 처음으로 시도되었으며 이에 대한 구조가 그림2-14(a)에 나타나 있다. 이 구조는 FR을 조율하여 설계하기가 용이한 구조이나 고주파에서 설계하기가 까다롭고 잘 맞지 않는 단점을 가지고 있다. coaxial 스테르브를 마이크로스트립으로 대체함으로서 두께가 얇고 컴팩트한 마이크로스트립 안테나의 구조적 장점을 살릴 수 있는 보다 실용적인 RLDFPA가 제안되었다.

그림 2-14(c) 및 (d)와 같이 Inset과 spur-line을 각각 리액티브 부하로 이용하는 RLDFPA는 마이크로스트립 스테르브와 같은 부하효과를 주면서 안테나의 크기를 줄이는 특성을 갖고 있다. 그러나 위에서 언급된 모든 안테나는 복사 패턴의 왜곡없이 FR을 조절할 수 있는 범위가 1.2 이하인 제한성을 갖고 있다.

FR을 조절할 수 있는 범위를 높이기 위해서는 여러 가지 다른 방법이 제안되

었다. 패치와 접지판 사이에 단락핀이나 lumped 커패시터를 사용하는 방법으로 그림 2-14(e)에 나타나 있다. 이 방식은 단락핀을 증가시켜 FR을 2에서 3까지 변화시킬 수 있다. 그러나 이 방식은  $TM_{300}$  모드에 의한 복사패턴의 왜곡이 큰 단점을 가지고 있다. 패치와 접지판 사이에 두 개의 varactor 다이오드를 커패시터의 대용으로 사용함으로써 4~5정도의 매우 높은 FR을 얻을 수 있는 방법이 있다. 특히 낮은 주파수의 조절 범위가 32%로 매우 넓은 특징을 갖고 있다.

또 다른 종류의 RLDFPA는 패치에 슬롯을 두는 방법이 있다. 이 방법은 FR의 조절 범위가 매우 넓은 장점을 가지고 있다. 특히 그림 2-14(g)처럼 슬롯과 단락핀을 동시에 사용하는 경우 FR의 조절 범위가 1.3~3으로 매우 넓어짐을 볼 수 있다. 그림 2-14(h)는 패치에 슬롯을 주는 RLDFPA로 FR의 조절 범위가 1.6~1.9인 특징을 갖고 있다.

기존의 모든 DFPA는 공진 주파수 각각에 대하여 VSWR이 2.0 이하인 대역폭이 2~3% 이내로 좁기 때문에 두 개의 통신서비스 공용으로 사용하는 안테나로는 적합하지 못하다. 예를 들어 GSM(0.9-GHz)과 VSWR이 2.0 이하인 대역폭이 10% 이상되어야 한다. 광대역 DFPA에 대한 응용성의 확대를 최근 광대역 DFPA에 대한 연구가 시작되고 있으며 앞으로 매우 활발하게 진행될 것으로 생각된다.

현재까지 DFPA의 설계 방법은 대부분 다음과 같다. 먼저 원하는 성능을 얻을 것으로 예측되는 안테나 파라미터(예, 급전 구조, 급전점의 위치, 슬롯의 모양, 패치의 모양 등등)값을 엔지니어링 감각으로 변경한 후 이에 대한 안테나 성능을 측정하거나 혹은 소프트웨어를 이용하여 조사한 후 원치 않는 결과가 나오면 다시 파라미터를 변경하는 방식을 여러번 반복하여 설계하고 있다.

그러나 최근의 DFPA는 성능 개선을 위해 구조가 더욱 복잡해지고 있으며 이로 인해 성능 조절 파라미터들(예, 급전 구조, 급전점의 위치, 슬롯의 모양, 패치의 모양 등등)이 증가하고 있다. 따라서 이와 같이 구조가 복잡한 안테나는 엔지니어링 감각보다는 보다 체계적이고 조직적인 안테나 설계 방법이 필요하다.

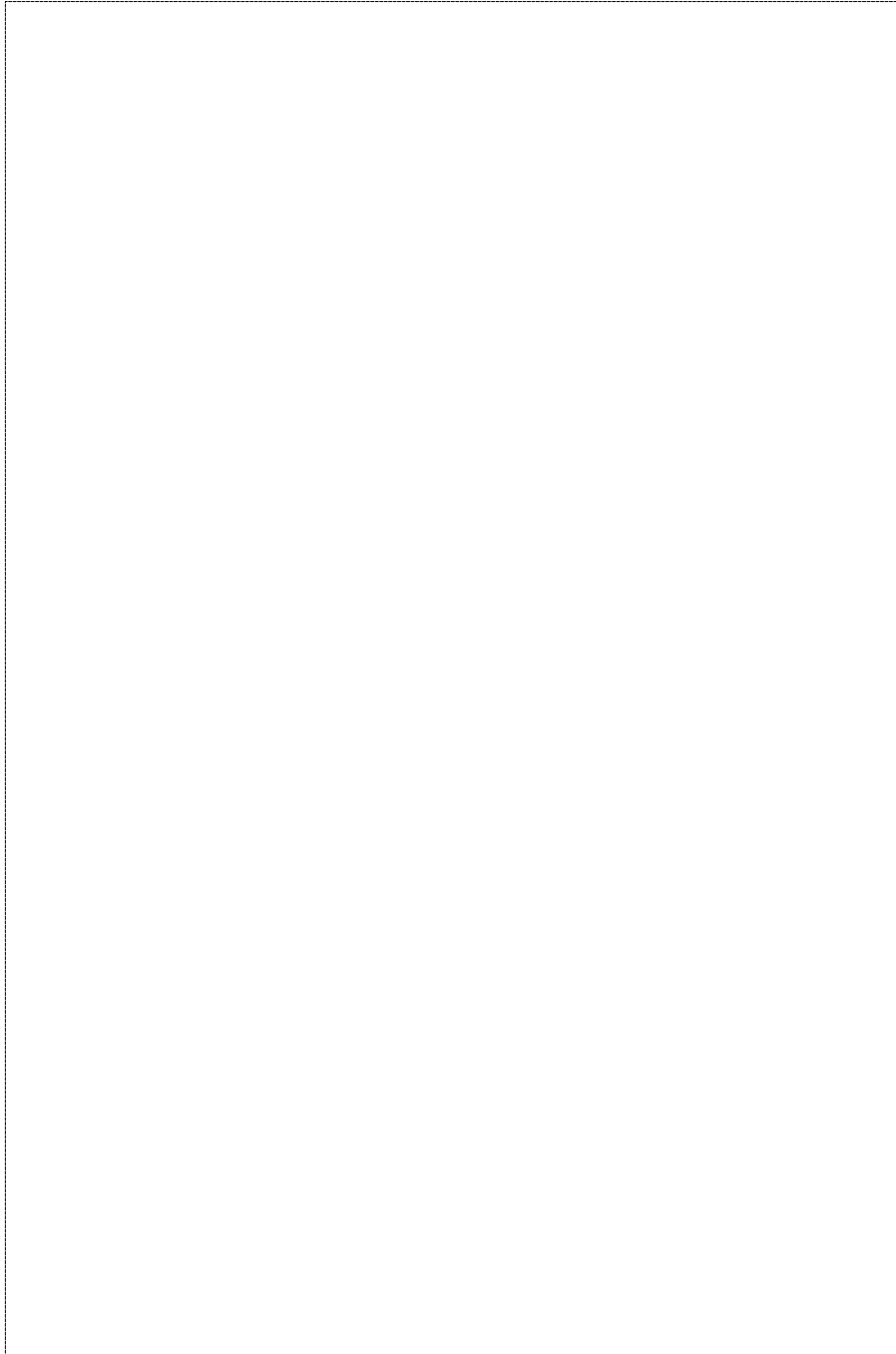


그림 2-14 리액턴스 부하 장착 마이크로스트립 안테나

## 제 2-3 절 이동통신 기지국 안테나

### 1. 이동통신 안테나

이동통신 시스템에서 안테나는 적어도 하나 이상의 무선국과 이동하고 있는 무선국간의 무선 전송 채널을 형성하는 것이다. 채널형성은 두 가지로 나눌 수 있다. 하나는 송신과 수신이 직접 이루어지는 것이고 다른 하나는 기지국(중계국)을 거쳐 송신과 수신이 이루어지는 형태로 구분된다. 후자 방법이 현재 이동통신 시스템에 활용되고 있다.

이동통신 시스템 요구사항과 안테나 기술과의 관계를 그림3-1에 나타내었다. 서비스 영역에 위치한 이동무선국과 기지국과 통신을 하기 위해서 안테나 방사 에너지는 서비스 영역에서 균일하게 방사되어야 한다. 안테나 이득을 높이기 위해서 수직 평면의 안테나 빔을 줄여야 한다. 즉 수직으로 안테나를 배열함으로써 이득을 높일 수 있다. 보통 셀룰러 시스템에 사용되고 있는 기지국 안테나의 이득은 대략 7-15dB 이다.

많은 이동 기지국과 동시에 통신을 하기 위해서 기지국 안테나는 다중채널 기능이 있어야 한다. 즉 주파수 특성이 광대역이어야 하며, 채널을 나누거나 합칠 수 있는 특성을 가지고 있어야 한다. 이 때 안테나의 전압정재파비(VSWR)가 1.5이하이고, 대역이 7%이상 이어야 한다. 무선규격(Radio Regulation allocation)과 부합되기 위해서는 800MHz대역의 이동통신을 하기 위해서는 주파수 대역이 810-960MHz이 되어야 한다. 그러므로 이러한 광대역 특성을 하나의 안테나로 이루기 위해서는 17%의 대역폭이 필요하다.

통신채널을 확장시키기 위하여 주파수 재사용에 대한 기술의 필요성이 크게 대두되고 있다. 셀룰러 이동통신 방식은 주파수 재사용에 매우 유리한 방식이지만 이의 효율은 기지국 안테나의 방사패턴에 매우 민감한 방식이다. 이를 위하여 주빔의 tilting과 빔 형성기법에 대한 연구를 진행하고 있다.

페이딩을 극복하기 위한 기술로 다이버시티(diversity) 기술이 있다. 수신 다이버시티가 처음 상업적으로 이용된 것은 1982년 미국의 AMPS(Advanced Mobile Phone System)시스템이다. 일본의 Large-Capacity시스템에도 사용되었다.

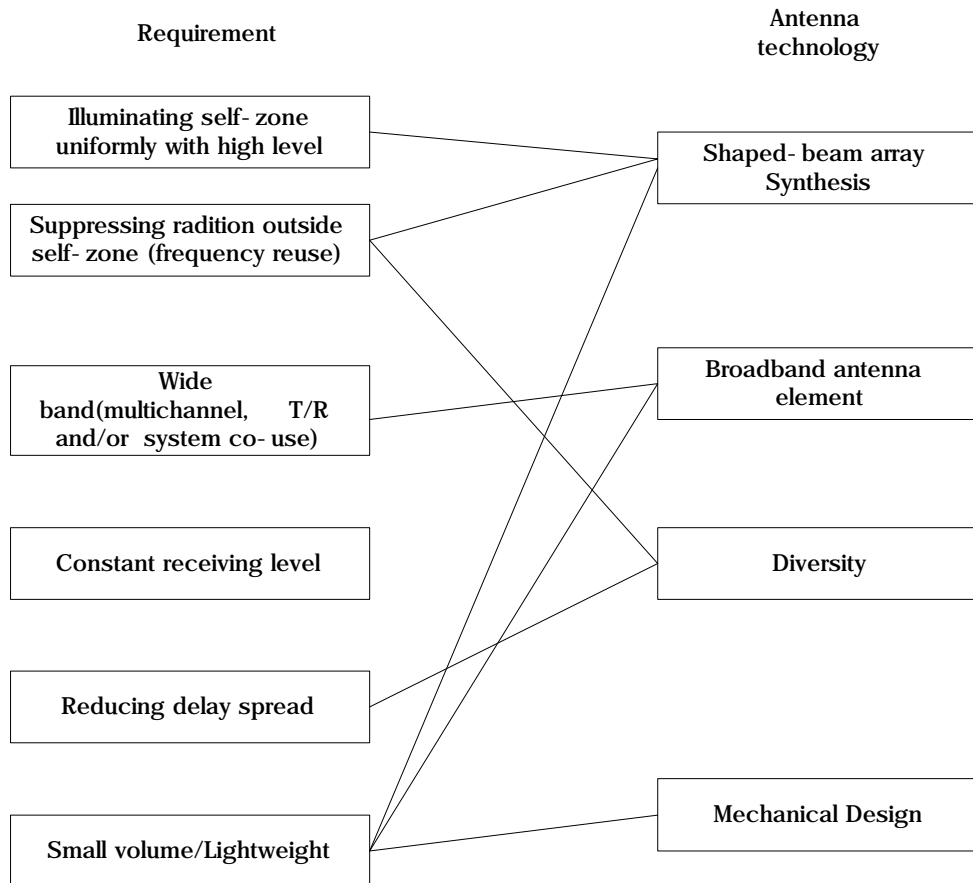


그림 2-15 시스템 요구사항과 안테나 기술

기지국용 안테나 기술은 전체적인 시스템 특성을 향상시키기 위해 통신 시스템 발달과 함께 진행되어 왔다. 따라서 통신 시스템의 발전추세에 비추어 보면 안테나의 기술발전 방향을 쉽게 예상할 수 있을 것이다.

그림2-16은 전파, 시스템, 환경 및 기타 전자분야와 안테나의 발전방향을 정리한 것이다. 안테나는 단순히 독립적인 수동소자(수신 또는 송신안테나)로 간주되어 왔지만 앞으로는 안테나 부착 시스템과 함께 고려해야할 소자로 인식될 것이다 또한, 안테나의 개발 추세에서 주목할 것은 안테나 부착 회로 뿐만 아니라 주변 환경 즉 전파 환경에 관계된 전파문제도 포함시켜야 한다는 것이다.



Generation		I	II	III		IV	V
Year		~1900~	1950~	1970~	1990~	2000~	
P	Area	Over the earth & sea	Urban Suburban	Mountain	In building, house tunnel, underground	Earth-satellite	
	Phenomena	Reflection Diffraction	Bullington Nakagami-Rice	Multipath Okumura Rayleigh	Delay 1.5-3GHz	Two-waves Multiple waves	
	Model	Zommerfeld					
A	Radiation	Omnidirectional pattern	Shaped pattern	Circular polarization			
	Function		Diversity	Space Polarization Angle	Adaptive array (Pattern)	Intelligence	
	Dimension		Down-sizing	Antenna+unit Integrated antenna	Phased array		
	Structure	Single element	Zone	Multipath fading	Delay spread	Signal processing	
S	Service	Wide	Intermodulation	Personalization	Micro zone	Digital modulation	
	Problem					Satellite mobile system	
	Structure					Low power system	
E	Area	Open	Semi-open	Proximity effect	Closed	(in building, house, tunnel, underground street)	
	Related matter			Body effect			
Method of analysis		EMF	Moment M	GTD	Finite-Element	Spatial NW	
Device			Transistor	IC	LSI	VLSI	MIC
							MMIC

P: propagation, A:antenna, S:System, E:envionment

그림 2-16 이동통신 안테나 발전 추세

## 2. 기지국 안테나 종류

기지국 안테나 구조는 서비스 영역의 모양과 크기, 셀, 채널의 수에 따라서 달라진다. 수평면에 대해 제한적으로 서비스를 할 경우 코너 반사 안테나를 사용하고 있다. 페이지, 해상전화시스템, 공중전화시스템등 서비스 영역이 넓은 이동통신 안테나는 수직방향으로 큰 지향성을 갖는 선형 배열 안테나를 사용한다. 셀룰러이동시스템용 기지국 안테나는 30내지 60채널을 동시에 수용하기 때문에 손실이 적은 피더(feeder)시스템 구현이 매우 중요하다.

셀룰러 시스템 발전 초기에는 기지국 안테나의 길이는 높은 이득을 얻기 위해서는 배열 안테나 요소에 항상 균일하게 신호를 인가하였으며, 주파수를 좀 더 효율적으로 사용하기 위해서는 셀을 여러개로 나누어 기지국 안테나는 큰 이득을 갖는 안테나에 비해 D/U비(Desired-to-Undesired ratio)를 유지하기 위하여 기계적으로나 전기적으로 주빔을 tiling하는 방법을 사용하였다.

	분 류		세부 종류 및 소요 기술	
이동통신용 기지국 안테나	단일 안테나	안테나 소자형	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 다이폴 소자</li> <li>• 모노폴 소자</li> <li>• 루우프 소자</li> <li>• 패치 및 마이크로스트립 소자</li> </ul>	
			<ul style="list-style-type: none"> <li>• 코너 반사판 안테나</li> <li>• 2차원 파라볼라 안테나</li> </ul>	
		배열 안테나형	(H평면) 성형 빔/고이득	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 패턴합성</li> <li>• 다중 빔</li> </ul>
			(E평면) 고이득/성형빔	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 균일급전</li> <li>• 틸트 빔</li> <li>• 성형 빔</li> <li>• 저 측엽</li> <li>• nulling</li> </ul>
	다이버시티 안테나	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 공간 다이버시티</li> <li>• 패턴 다이버시티</li> <li>• 편파 다이버시티</li> </ul>		

그림 2-17 기지국 안테나 분류

다이버서티 안테나에 대해서는 두 개의 안테나가 5또는 10파장정도 거리상으로 떨어뜨려 다이버서티를 구현한 공간 다이버서티 방식도 널리 사용되고 있다. 편파 또는 패턴다이버서티와 같은 특수한 다이버서티 안테나 시스템도 개발이 되어 있는 상태이며, 실제로 기지국 안테나에 사용되고 있다.(그림 3-3참조)

## 가. 빔 형성 안테나

빔형성 기법은 공간 주파수 재사용을 위한 방법이다. 셀룰러 시스템에서 기지국은 같은 주파수를 사용하고 있는 지역으로 방사되는 방사에너지는 가능하면 최소화되도록 설계되어야 한다. 이와 같은 빔 형성 안테나는 수평면에서 빔형성 법과 수직면에 대한 빔 형성을 하는 것으로 코센컨트(cosecant) 빔을 이용한다.

### 1. 섹터 안테나

기지국 안테나 수평면의 방사패턴은 일반적으로 무지향성이다. 그러나 섹터 안테나는 서비스 영역은 반원 또는 임의의 섹터에 서비스 영역을 효율적으로 커버할 수 있다. 셀룰러 시스템에서 섹터 안테나는 코너 리플렉터 안테나이다. 이 안테나는 빔 폭을 반사기의 각도를 적절히 조정함으로써 쉽게 제어할 수 있다.

그림2-18은 코너 리플렉터 안테나의 기본적인 구조이다. 기지국 안테나는 수직으로 안테나 소자를 수직으로 배열함으로써 수직면 주빔을 좁게 할 수 있어 높은 이득을 구현한다. 그리고 급전을 조정함으로써 빔을 조정할 수 있다.

일반적으로 코너 리플렉터 방사기 각도에 의한 빔폭과의 관계는 반파장 다이폴 안테나를 주 방사기로 사용하였을 때 반사기 각도에 따라 빔폭은 거의 비례적인 관계를 갖고 있다. 반사기 각도를 각각  $60\sim 270^\circ$  에서  $60\sim 180^\circ$  섹터 빔안테나를 얻을 수 있다. 평평한 반사기에 비해 반사기의 각도가 180도 인 경우 빔폭은 대략 120도가 된다. 그리고 120도 보다 더 넓은 빔 폭을 얻기 위한 섹터 안테나의 반사기 각도는 180도 보다 넓어야 한다

또한, 빔 폭이 180도인 두 개의 섹터 안테나를 적절한 거리(대략 파장의 6배보다 큰 거리)를 두고 배열하면 무지향성 안테나 패턴을 구할 수 있다. 이 경우 두 개의 패턴이 서로 간섭을 일으켜  $\pm 90^\circ$ 에서 심한 리플이 발생하게 된다.

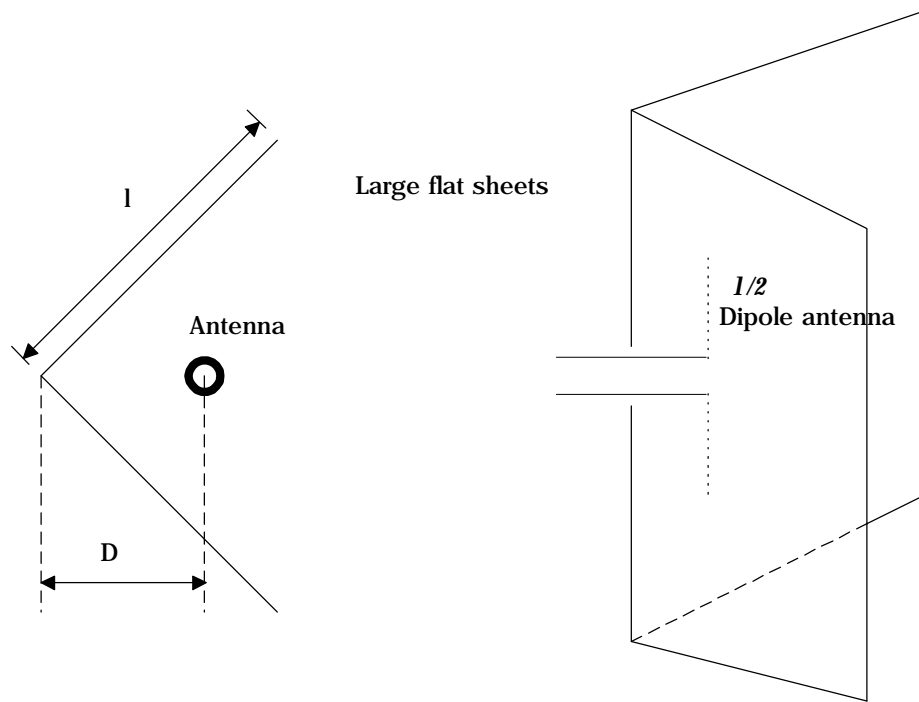


그림 2-18 코너리플렉터 안테나 구조

코너 리플렉트 안테나에 대해서 이중 주파수에서 공진할수 있는 방법이 연구되었다. 이중 공진 코너리플렉트 안테나는 이중 공진 주 방사기가 필요하다. 이 경우 공진 방사기는 그림 2-19에서 보여 주듯이 기생 소자를 주 소자에 매우 근접하여 위치시킴으로써 얻을 수 있었다

그림2-19와 같은 주방사기를 사용하면 두 개의 주파수에 대한 각각의 섹터 방사패턴의 빔 폭은 리플렉터의 각도와 방사기와 방사기, 리플렉터와의 거리 그리고 코너의 길이를 조정함으로써 같게 만들 수 있다. 빔 폭을 효과적으로 조절하기 위한 파라미터는 리플렉터의 각도보다는 코너의 길이이며, 이중 공진 섹터 빔도 코너의 길이를 조정함으로써  $60^{\circ} \sim 150^{\circ}$  까지 얻을 수 있다.

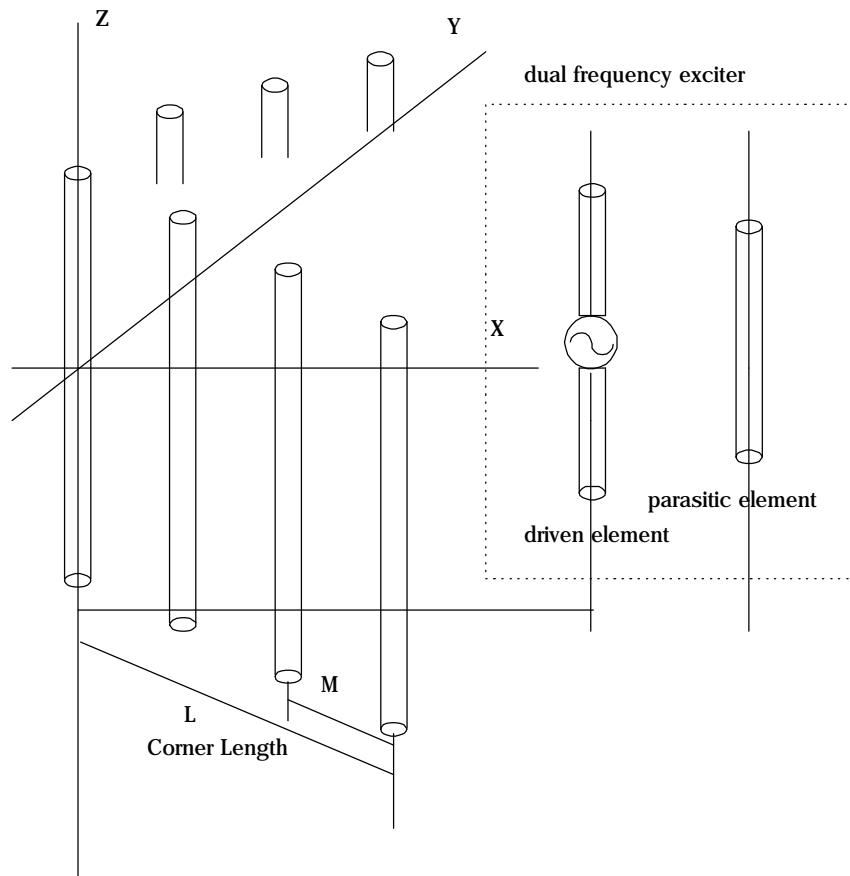


그림 2-19 이중 공진 코너리플렉터 안테나 구조

## 2. 수직면에서의 빔 형성 안테나

제한된 수평면의 서비스 영역 안에 일정한 안테나 높이를 갖는 고정 안테나를 이용하여 수신신호 레벨을 일정하게 하기 위해서는 수직면에 cosecant squared 모양으로 빔 형성된 방사패턴을 가져야 이를 수 있다. 이동통신에서 자유공간에서의 손실 보다 경로손실이 크다면 모든 서비스 영역에서 일정한 수신레벨을 얻기 위해서도 cosecant squared 모양으로 빔 형성된 방사패턴이 필요하다. 그러나 이동통신 특히 셀룰러 시스템에서 빔 형성의 중요성은 그림 2-20에서 보여주듯이 주파수 재사용 셀영역에서의 간섭을 최소화시킬 수 있다는 데 있다.

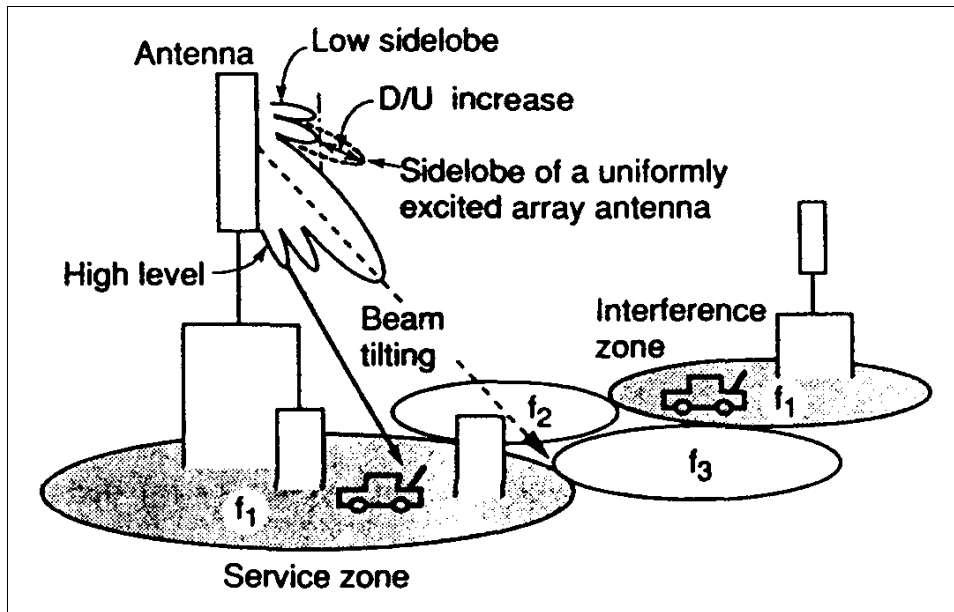


그림 2-20 안테나 빔과 인접셀과의 간섭과의 관계

주파수를 재사용하고 셀 간의 간격을 서로 작게 한다면, 주빔을 사용 셀에 조사할 수 있다. 서비스 영역에서의 수신 레벨이 약해지면 간섭을 줄이기 위해 주빔을 틸팅하는 것이 효과적일 수도 있다. 안테나의 길이를 유지하면서 주빔의 빔 폭을 줄이므로써  $(C/I)_{ANT}$ 를 증가시킬 수 있다.

#### 나. 다이버시티 안테나 시스템

기지국의 수신 다이버시티는 수평면에서 두 안테나의 거리를 대략  $10\lambda_0$  로 이격시키면 페이딩을 감소시킬 수 있음을 밝혔다. 즉, 다이버시티 안테나를 이용할 경우 단일 안테나에 비해 수신레벨을 8dB이상 증가함을 밝혔다.

두 개 또는 그 이상의 포트가 수신다이버시티를 위해 필요하지만 이를 이용하면 페이딩을 크게 줄일 수 있다. 결국 이동국의 송신출력을 줄일 수 있고, 송신 품질을 향상시킬 수 있다. 이는 전체 시스템적으로 보아 매우 장점이다.

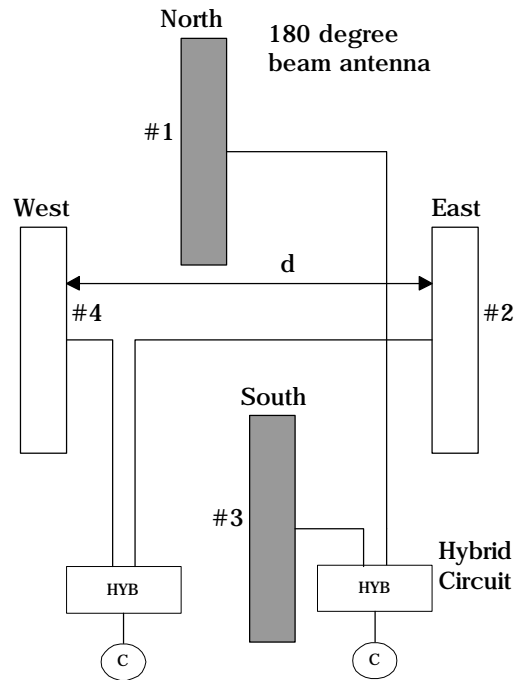


그림 2-21 패턴 다이버서티를 위한 구조

실제 사용하고 있는 다이버서티를 위해 안테나는  $120^\circ$  의 3dB빔 폭을 갖는 섹터 빔 안테나를 사용하고 있다. 다이버서티 안테나는  $120^\circ$  ,  $60^\circ$  3dB의 빔폭을 갖는 6개의 섹터 안테나들을 배열하여 구성하였다. 다이버서티 안테나 형태는 3가지로 구분된다. 즉 공간다이버서티, 패턴 다이버서티 그리고 편파다이버서티이며, 이들 중 공간다이버서티가 많이 사용되고 있다.

그림 2-22은 전방향 패턴다이버서티를 위한 그림이다 이 구조는 각각  $90^\circ$  에 두 안테나를 배열한다. 전방향 패턴을  $180^\circ$  섹터 빔 안테나는 공간상 합성하기 위해 공간적으로 단순히 떨어뜨려 배치하고, 이 두 개의 전방향 안테나의 사이를 중앙으로 하고 두 안테나의 거리는 없다고 간주한다. 각 안테나에 수신된 차이가 패턴의 파이에 의한 것으로 할 수 있다.  $180^\circ$  섹터 빔을  $6\lambda_0$  떨어뜨릴 때 두 안테나 사이의 코릴레이션 계수는 도에서 0.2보다 작아진다.

### 3. 기지국 안테나 동향

#### 가. 적층SSFIP(Strip-Slot-Foam-Inverted Patch) 안테나

그림2-22는 적층 SSFIP안테나의 기본적인 구조이다. Huber&Suhner회사는 이 구조로 GSM용 기지국 안테나를 제작하였다.

적층 SSFIB 구조는 저손실 기판을 사용하여 배열된 안테나의 급전을 마이크로스트립 네트워크로 구현하였으며, 알루미늄으로 된 접지를 포함한 전체 크기는 1212mm x 312mm x 40mm로 건물 벽에 부착되도록 한 것이 특징이다. 방사 패턴을 10° 정도 기울인 빔을 얻도록 하였으며, F/B가 25dB 그리고 890 ~ 915MHz(수신대역)에서 VSWR이1.5이하이며, 935 ~ 960MHz(송신 대역)에서 VSWR이1.2이하의 특성을 갖고 있다. 그리고 안테나 이득은 20cm의 동축케이블 연결시 12.5dBi이다.

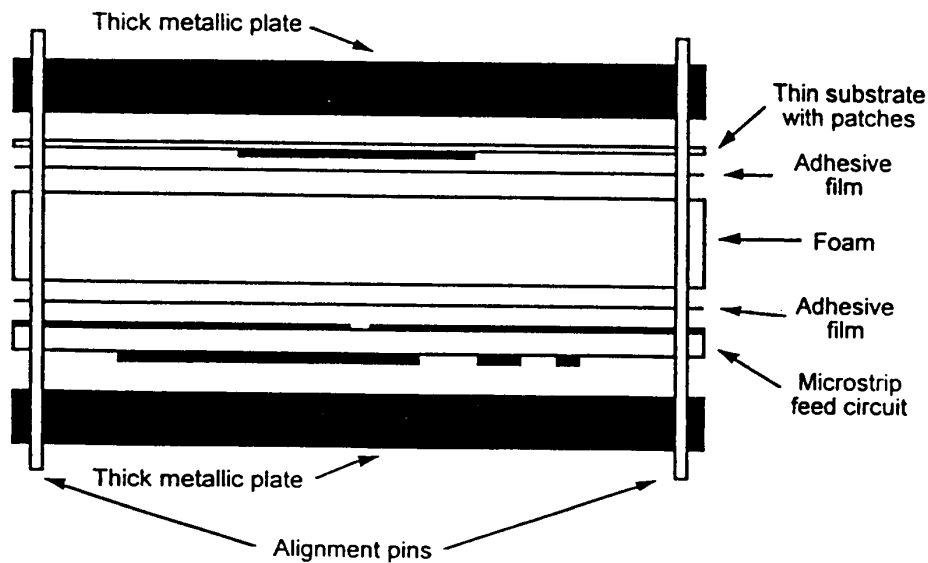


그림 2-22 적층 SSFIP안테나 및 구조



그러나 SSFIP 구조의 안테나를 제작하는 경우 기술적으로 고려해야할 사항은 포토에칭기법을 사용해야하며, SSFIP에 사용된 Foam기판은 습도에 민감하다는 단점이 있다. 그리고 제작시 각 층은 서로 밀착시켜 접합을 해야하며, 각 층의 조정용 구멍 및 핀이 필요하기 때문에 제작상의 어려움도 있다.

#### 나. T형 다이폴 안테나

기존 기지국 안테나는 공기중으로 세운 상태이기 때문에 안테나 높이가 커질 수밖에 없다.(최소 사용 주파수의 파장에 0.5배 이상은 되어야 함.) 프랑스의 C. Sabtier등이 이러한 단점을 제거하기 위해 그림2-23과 같이 T형 다이폴을 평면에서 구현한 구조이다. 중심주파수는 810MHz이고 VSWR이 2.0이하인 대역폭이 40%이며, 단일 소자이득은 6.05dB로 10개 배열시 15.04dB 까지 구현할 수 있는 특허된 안테나(특허 번호: France patent Number93-14276)이다.

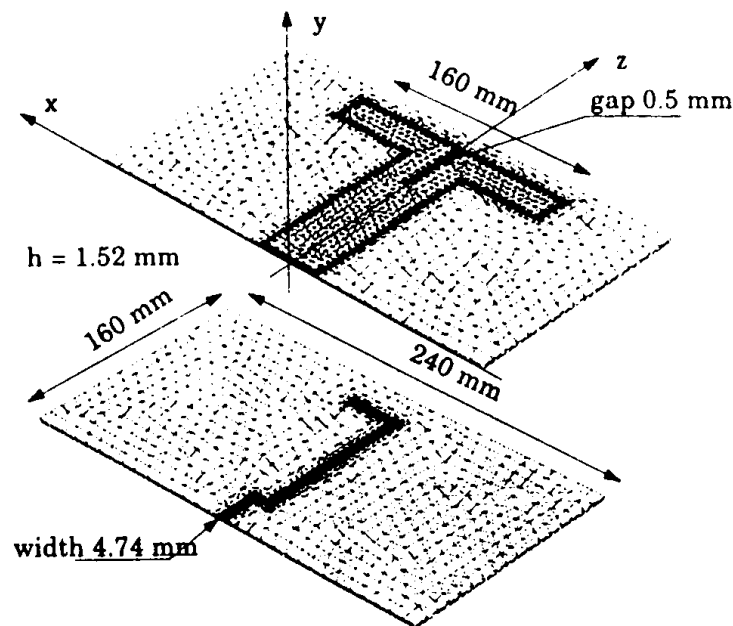


그림 2-23 T형 다이폴 안테나

#### 다. U-슬롯 마이크로스트립 안테나

이 구조는 1995년 Huynh와 Lee에 의해 제안된 구조로 그림3-11과 같은 구조를 갖고 있다. 이 구조의 장점은 광대역을 이루기 위해 기생소자를 사용하지 않기 때문에 안테나의 두께가 증가되지 않는 장점을 갖고 있다. 또한, 일반적인 마이크로스트립 안테나의 임피던스 밴드폭이 수%이고 기생소자를 이용한 광대역 마이크로스트립 안테나(적층 또는 같은 평면내의 기생소자를 이용한 방법)의 대역폭이 10 ~ 20%정도이나 Huynh와 Lee의 실험 결과 이 구조를 이용하여 10 ~ 40%의 대역증가를 얻을 수 있다는 것이다. 즉 이 구조는 단일층, 단일 패치 구조(single-layer single patch)로 저자세(low-profile)용 안테나로 적합한 구조라 할수 있다.

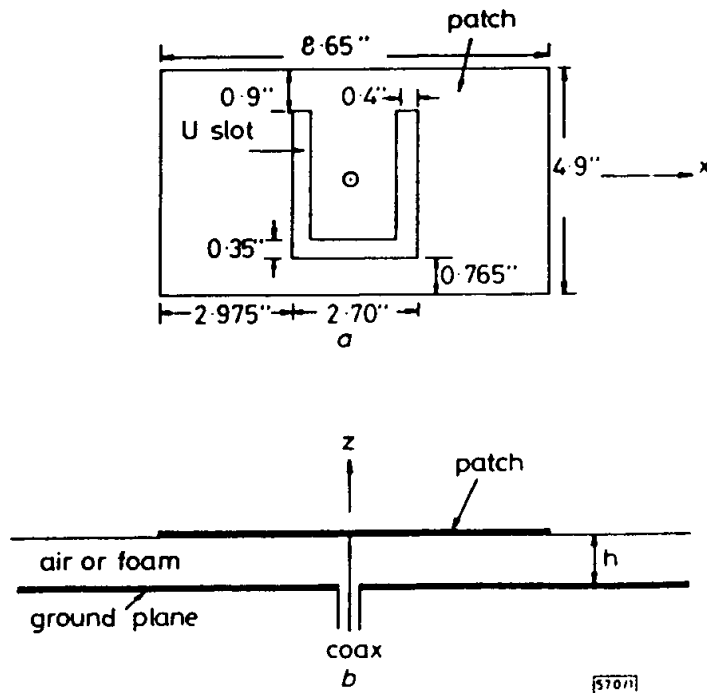


그림 2-24 U-슬롯 마이크로스트립 안테나 구조

#### 라. 단락소자를 이용한 마이크로스트립 안테나

그림2-25는 전체적인 구조를 나타낸 것이다. 적층된 소자를 단락시킴으로써 Q를 낮추고 주 방사패턴을 그대로 유지한 안테나이다. 즉 기생소자에 의한 영향을 최소화시키면서 광대역을 이루는 구조이다. 주파수 대역이 1.5GHz이지만 16%의 대역폭(VSWR이 1.5이하)을 실현시킬수 있는 구조로 850MHz대역에서도 적용가능하리라 생각된다. 단, 단락에 의한 안테나의 송신 출력의 제약이 있을 것이라는 단점을 갖고 있다.

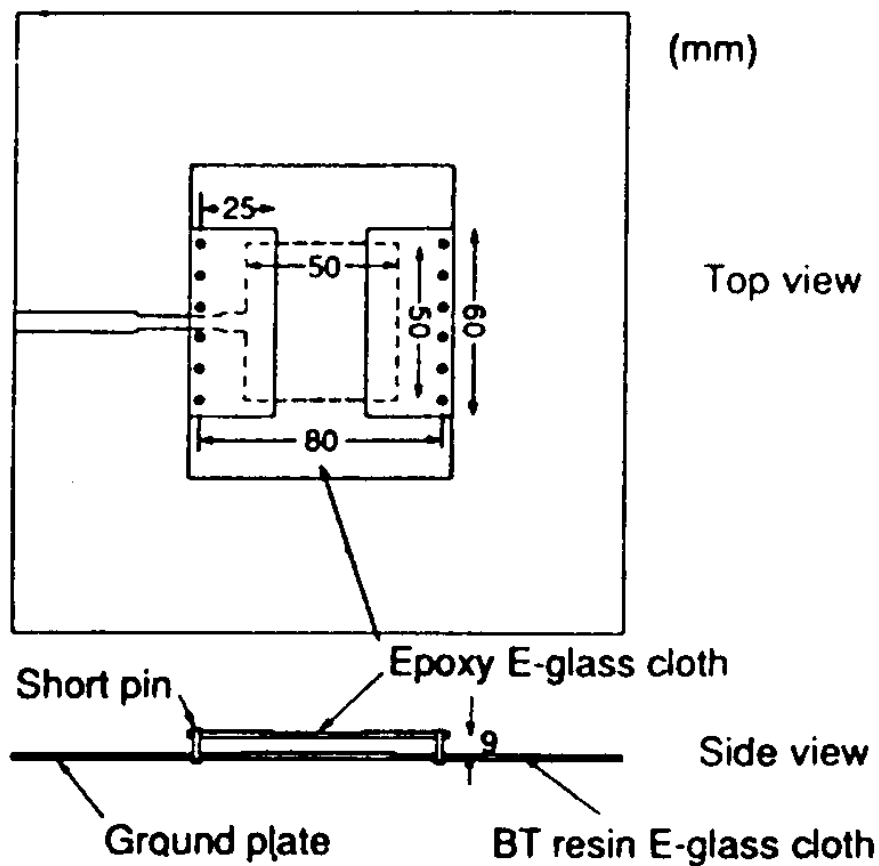
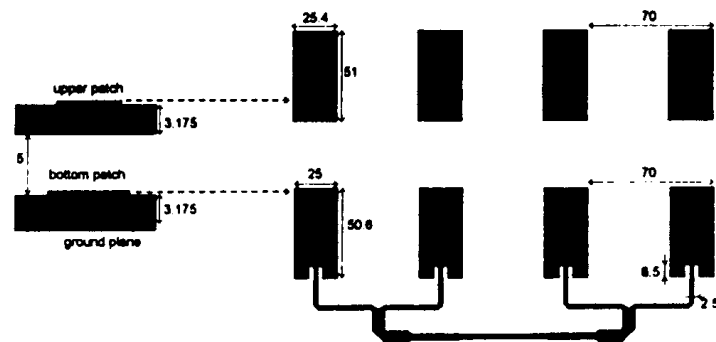


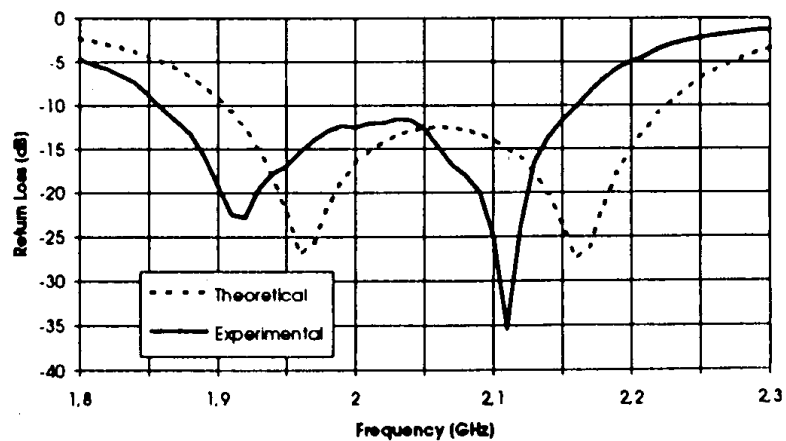
그림 2-25 단락소자를 이용한 마이크로스트립 안테나 구조

### 마. 적층구조를 갖는 마이크로스트립 안테나

공기층과 적층 기생소자를 이용한 구조로 전체적인 구조 및 특성은 그림 2-26과 같다. 4개 배열시 12.5dBi를 얻을 수 있는 구조로 이중 공진을 이용함으로써 광대역화를 이룬 구조이다. 이 구조는 SSFIP구조와 비슷한 구조로 제작상의 어려움이 있다.



(a) 적층 안테나 구조



(b) 적층 안테나 특성

그림 2-26 적층구조를 갖는 마이크로스트립 안테나 구조 및 특성

## 제 2-4 절 반사판 안테나 동향

반사판 안테나 특성은 개구면, 표면 tolerance, feed defocusing, aperture blocking에 관련된다. 또한 다른 반사판 형태는 offset-feed 반사판, offset 카세그린 형태, shaped 반사판 안테나, 주사 반사판 안테나등 다양한 종류로 분류된다. 대체로 위성체 안테나는 contoured beam 안테나의 특성을 이용하며, 또한 안테나의 구조와 물질은 지상 관제소와 위성체 안테나에 적용되고 있다.

따라서 안테나의 구조적인 문제점과 안테나 복사패턴의 새로운 해석법과 안테나의 표면 측정에 관한 연구가 필요하다.

### 1. 포물형 반사판의 방사특성

대칭 포물형 축점에 피더를 위치한 반사판 안테나는 대체적으로 고 이득, pencil beam을 갖는다. 일반적으로 paraboloid의 축점에 위치한 feed 점전원의 field는 극좌표계로 두개의 복소함수로 표시된다.

$$E_{feed} = [f_E(\psi, \xi)a_x - f_E(\psi, \xi)a_y] \frac{\exp(-jk\rho)}{\rho} \quad (2-3)$$

여기서  $\rho$ 는 축점에서 반사판 임의의 점까지의 거리이며 여기서 기하광학법칙을 적용하여 얻는 Aperture의 계는 다음과 같이 표현된다.

$$E_A = [-a_x(f_E \cos(\xi) + f_H \sin(\xi)) + a_y(f_E \cos(\xi) + f_H \sin(\xi))] \cdot \frac{\exp(-jk\rho)}{\rho} \quad (2-4)$$

$$H_A = [-a_x(f_E \cos(\xi) + f_H \sin(\xi)) - a_y(f_E \cos(\xi) + f_H \sin(\xi))] \cdot \frac{\exp(-jk\rho)}{\rho} \quad (2-5)$$

여기서  $f$ 는 축점거리, 축점거리면에 있는 원형aperture에서의 방사 field를 계

산하는 것이 편리하다. 반사판 안테나를 해석하는 방법은 크게 개부면 표면적분법, 물리광학법, 투영 적분법으로 분류한다.

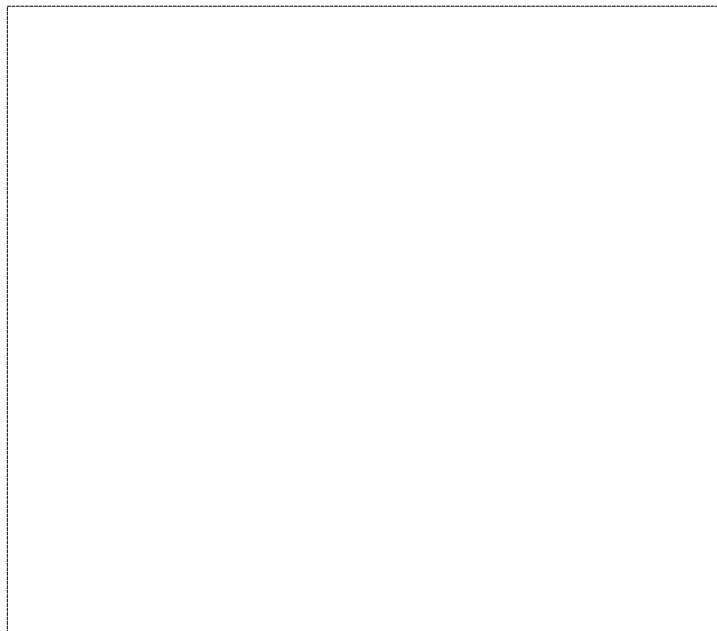


그림 2-27 포물면 안테나의 좌표 구성도

반사판 안테나의 정규화 패턴은

$$F(\theta) = 2B \frac{J_1(k \sin \theta)}{k \sin \theta} - (1-B) 2^{p+1} (P+1)! \frac{J_{p+1}(k \sin \theta)}{k \sin \theta^{p+1}} \quad (2-6)$$

이다,

## 2. 이중 반사판 안테나 구조

### 가. 일반적인 이중 반사판 안테나 구조

카세그레인 dual-반사경 안테나의 기본적 성질은 ray optics의 원리로부터 유도된다. 작은 부반사판(대체로 hyperboloidal)은 feed와 paraboloid의 초점사이에 위치한다. feed에서 발생하는 구형파는 부반사판에 의해 paraboloid의 초점으로

부터 나오는 구형파로 변형된다. 이 파는 축상으로 진행된 평면파와 같이 paraboloid로부터 반사된다.

그레거리안 dual-reflector안테나는 오목한 subreflector를 쓰는데 이것은 paraboloid의 초점 바깥에 위치한다. 광선 피드로부터 나와서 subreflector로부터 반사되고 paraboloid focus를 수렴하고 바깥으로 발산한다. 그레고리안의 전파의 진행은 더 긴 경로와 광선의 역전을 제외하고는 카세그레안과 동일하다.

dual-reflector 안테나의 해석은 기본적으로 두개의 반사경의 각각에 대하여 방사식의 적분과 관련된다. 상대적으로 이중적분을 피하는 정밀한 근사는 등가 paraboloid라 불리운다.

기하광학은 다음과 같은 사실을 알려준다. 초점을 공유하는 원뿔모양의 반사경의 조합은 등가 초점거리를 갖는 single prime focus paraboloid와 같은 계분포를 갖는 개구면에서 전자계를 구할 수 있다. 이를 이용하여 분석과 설계문제는 근사적으로 같은 지름은 같은 초점거리를 감소시킬수 있다.

#### 나. Offset-Feed 반사판 안테나

반사판 안테나의 특성은 feed, feed 지지대, 부반사판에 의한 개구면 Blocking에 의하여 이득, 빔효율등 안테나 성능을 감소시키며 부엽과 교차편파에 대해서 상당한 영향을 준다. 결과적으로, 대부분의 고성능 마이크로웨이브시스템에서 사용되는 반사판 안테나는 blocking의 효과를 제거가 용이한 offset-feed 안테나를 사용한다. 주 반사판의 초점 또는 근처에 위치한 경사진 feed와 주 반사판으로 구성된다. 이 형태의 주요한 단점은 기계적 복잡한 형태와 잠재적 depolarization 또는 beam-squint 문제점이다.

그럼에도 불구하고 대부분 고성능 안테나는 offset 구조에 의해서만 충족될 수 있다. 그리고 이 구조는 점대점(point-to-point)통신, shaped beam, multiple spot beam, monopulse tracking과 low sidelobe를 구현할 수 있다. depolarization과 beam-squint 문제는 기계적 설계와 matched feed의 사용에 의해 감소될 수 있다. 유사 offset dual 반사경, open 카세그레인 안테나는 paraboloid의 offset section으로 이루어졌는데 그림2-28과 같다.

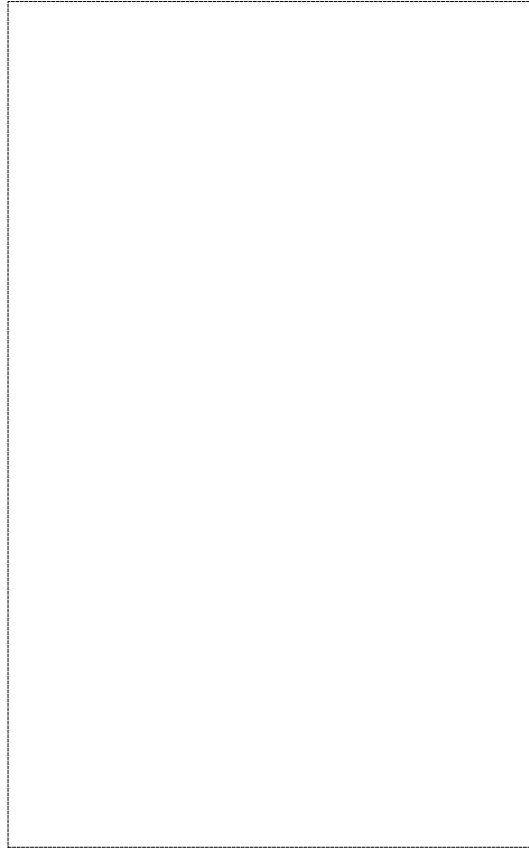


그림 2-28 다양한 off-set 반사판 안테나

그러나 feed는 개구면을 통해 통과하고 결과적으로 aperture blocking은 완전한 제거가 불가능하다. 두 개의 반사판을 사용한 안테나는 카세그레인과 그레그리안시스템으로 분류한다.

이 시스템에서 depolarization은 주 반사경의 축을 낮춤으로서 감소시킬 수 있다. 이런 접근은 비록 구조적으로 확장된 것일지라도 정합 feed 접근보다 cross-polarization의 감소를 위해 잠재적으로 더 넓은 대역폭을 제공할 것이다.

#### 다. Shaped 반사판 안테나

앞 절에서 설명한 paraboloid와 그것의 변형은 타원 또는 원형 cross section



을 갖는 초점이 맞는 회절 limited pencil beam을 방사한다. 다른 응용은 잠재적으로 다른 반사경 윤곽으로부터 방사패턴을 요구한다. 이러한 분석법이 하나의 shaped 반사판에는 적용되지 않지만 근사계산을 이용하여 해석한다.

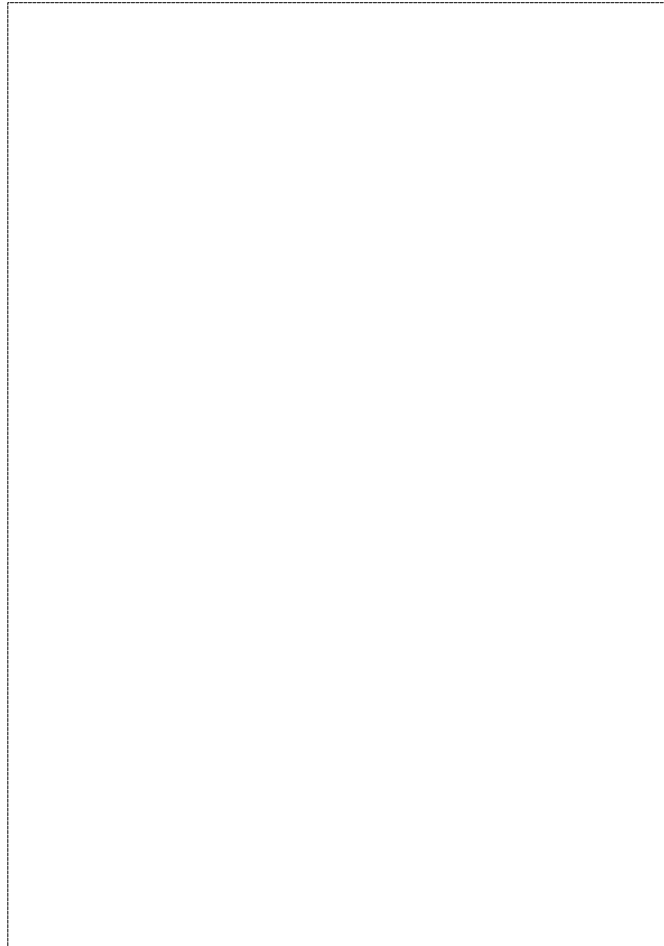


그림 2-29 shaped 반사판 안테나

가장 초기의 shaped 반사경은 아마도 감시탐색 방위각 레이더 안테나이며, 특성은 3dB 빔폭이 좁고, 회절 제한 방위각 패턴이 크고 넓고 형성 elevation 패턴을 갖는다. 이러한 설계는 그것의 수평부분의 설계로부터 반사경의 중앙 section 곡선의 설계를 효과적으로 포함하였다.

안테나 개구면 근처의 앞에 구형파의 부분 모양은 원하는 빔모양을 형성한다. 이 내부 표면은 테두리에 의해 둘러싸여있다. 반사경의 옆모습은 feed로부터 표면까지 반사경을 통해 일정한 경로를 유지하도록 만들어진다.

single feed와 안테나 표면 왜곡이 반사경을 이용하여 contoured beam을 갖는 안테나를 구현함으로써 feed network 손실과 종래의 contoured beam system이 다중 피더 배열에서 발생하는 결합 효과를 제거할 수 있다.

고효율 dual-reflector시스템은 일반적으로 다음과 같은 사실을 요구한다. 첫째로 feeder 에너지의 대부분은 반사경에 의해 가로챈다. 둘째로 주반사경의 개구면상에 field는 가능한 균일하게 분포한다. 일반적으로 spillover의 감소는 개구면 분포를 점점 가늘게 하는 것을 요구한다. 그리고 균일 개구면 분포는 일반적으로 spillover와 관련된다.

결과적으로 최적 성능은 대체적으로 55-60%의 제한된 효율을 포함한다. 성형 dual 반사판 개념은 다음과 같은 이유에서 고효율 사이에 명백한 모순이 나타난다. 피드는 순방향 spillover를 최소화하기위해 부반사경의 끝에서 높은 taper를 갖도록 선택된다. 부반사경의 옆모양은 주반사경의 개구면위에 높은 tapered에너지를 균일하게 분포시키도록 설계된다.

대표적인 hyperparaboloidal 부반사경은 작은 곡률 반경을 갖도록 윤곽이 잡혀진다. 그전에 주반사경의 바깥쪽으로 광선의 더 많은 양을 편향시키도록 중앙부에 hyperboloid를 갖는다. 그래서 spillover가 거의 없고 동시에 거의 균일 개구면 분포를 갖게된다. 주반사경은 상수위상분포를 갖도록 paraboloidal 윤곽으로부터 다시 모양을 갖춰줘야 한다. 축 상으로 완벽하게 대칭이기 때문에 이전 시스템은 직교선형 또는 원형편광으로 표현될 수 있다. 다른 분포함수  $I(x)$ 도 또한 이런 과정으로 종합될수 있다. 이 개념은 반복수치개산을 사용함으로써, offset 비동축 구조로 확장될 수 있다. 1977년 보이저 우주선은 높은 데이터 전송을 위하여 3.7m shaped dual reflector를 사용할 수 있다.

#### 라. 주사 반사판(Scanning Reflectors)

포물면의 구조는 주사하는데 있어서의 손실, 부엽 등의 불리한 조건 때문에

일반적으로 단일 피드 빔 주사는 불가능하다. 주사축에 대해 대칭적인 반사판은 매우 넓은 각도의 주사에 대해 적합하다. 다음 3가지 구조 즉, 구면 반사판, toroidal 반사판, 원추 주사 이중 반사판( conical scan dual reflector )에 대해 고려해 보자.

구면 반사판은 주사면에서 완전히 대칭적이므로 구면에 대한 입사하는 다수 평행파는 입사파에 대하여 평행한 반사파 정점을 통하여 하나의 선분을 통과한다.

적절한 feed는 이 선의 한 부분을 따른 phased array일 수 있으며, 반사판 초점거리에 위치할 수 있다. 위상보정 부 반사판은 안테나의 blocking을 감수하면서 위상차를 제거하는데 도움이 될 수 있다.

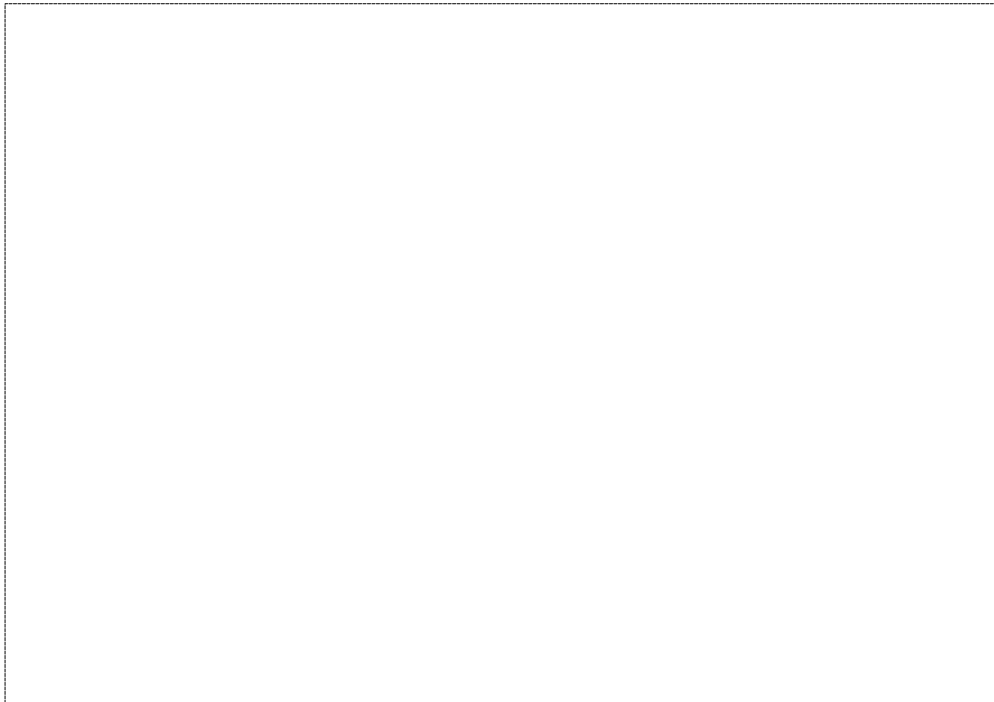


그림 2-30 토로이달 구조



그림 2-31 Con-scan 트로이달 안테나 구조

따라서 어느 정도 토러스의 모서리 절단은 무시될 수 있다.  $y$ 축에 대하여 회전되어진 피드는 똑같은 반사판 환경에 직면하며 각도에 무관한 빔을 생성한다. 포물 토러스는 포물면의 초점 특징과 토러스의 주사 특징간의 상호 보완 특성이 있다.

개구면 위상 오차를 줄이기 위하여 원의 축 초점  $R_0/2$ 에서 포물면의 초점을 둔다. 원상에  $xz$ 평면에서 feed의 이동은 방위각의 넓은 범위에 대해 거의 동등한 패턴을 얻는다.

따라서 개구면 위상손실 때문에 시스템은 부엽의 크기와 개구면 효율의 이론값 보다 적은 값을 가진다. 서로 수직인 평면들간의 부엽이 비교적 높더라도 생성곡면이 타원이라면 위상오차는 줄어들 수 있다. 따라서 위상 보정 부 반사판은 이러한 위상 손실을 없애는데 이용될 수 있다. 이중 반사판 트로이달 안테나를 수정한 그림이 그림2-4에 있다. 주반사판은  $z$ 축상에 동축을 지닌 회전 표면이다.

점원 feed는  $z$ 방향에 주반사판으로부터 반사되어진 평행파의 수직 축 밖에 존재한다. 부반사판의 궤적은 주반사판에 대한 feed로부터 모든 파들이 반사되어지도록 부반사판의 궤적을 결정할 수 있다. feed와 부반사판은 반사파들의 수직축 밖에 놓여 있기 때문에 방사개구면은 닫혀져 있지 않다.

이 상쇄 구조는 대부분의 단일 또는 다중 상쇄 시스템의 결점을 없애준다. 더욱이 feed와 부반사판은  $z$ 축에 대하여 기계적으로 회전된다면, 면은 고정각  $\alpha$ 에 대하여 주사되어질 것이다. 이리하여 원주 주사능력을 생성시킨다.  $z$ 축에 대하여 완전히 대칭적이기 때문에 주사되어지는 빔의 손실은 없어진다.

### 3. 반사판 안테나의 급전부

반사판 안테나에 사용되는 일반적인 feed는 존재하지 않는다. 일반적으로 적은 sidelobe를 주는 feed는 높은 개구면 효율을 얻을 수 있는 feed와는 다르다. 이 장에서 고려할 feed 형태는 정확히 고효율 대칭 paraboloid, dual-reflector 시스템에 이용 될것이다. 그외의 경우에도 마찬가지로 feed의 형태가 결정된다.

반사판의 높은 개구면 효율은 개구면에서 필드의 분포가 크기와 위상 및 편광이 균일할 때 얻어짐을 알 수 있다. 패턴이 대칭적일 필요가 있는 곳에서는 개구면 필드의 직교편파(Cross-Polarization)성분이 제거되어야 함을 나타내며 일반적으로 방사계의 직교편파 성분이 매우 낮아야 함을 함축한다.

초창기의 반사판은 다이폴 형태의 wire feed나 open-ended도파관이나 피라미드 형태의 혼에 의해 feeding되었다. 이러한 feed의 방사특성은 이전 단원에서 설명된 요구를 만족하지 못했다. 따라서 더 적합한 고효율의 feed가 과거 20년동안 개발되어졌다.

기본모드,  $TE_{10}$  구형모드,  $TE_{11}$  원형모드, open-ended 도파관, 또는 유사한 모드의 미소하게 tapering된 피라미드 혼이나 conical혼은 이러한 패턴의 대칭성을 갖지 못한다. 그러나 개구면의 크기를 적절하게 조정함으로써  $-10\text{dB}$ 이나  $-12\text{dB}$  범위 아래로 기본 빔폭을 맞추는 것이 가능하다.

단일모드의 feed는 간결하며 반사판 초점에서 최소한의 개구면 blocking을 주

고 contour-beam array에 포함될 때 이상적이다. 하지만 개개의 요소로 볼 때 이러한 feed는 방사 효율과 넓은 범위의 주파수대와  $f/\rho$  값에 대한 spillover사이의 적당한 값을 줄 수 없다.

고성능의 feed를 개발하기 위한 다음 단계는 두개 이상의 도파관 모드를 중첩하여 요구하는 대칭적인 방사패턴을 만들기에 적합한 개구면의 field분포를 갖는 혼을 얻는 것이다. 거의 대칭적인 방사패턴이  $TE_{11}$ 과  $TM_{11}$ 원형도파관 모드를 적당히 결합하므로써 전체주빔에 대해 구해질 수 있다. 유사한 결과가 pyramid 혼에서  $TE_{10}$ ,  $TE_{12}$  및  $TM_{12}$  모드를 결합하여 얻을 수 있다. 그러나 이러한 설계는 매우 좁은 대역에 걸쳐 행해진다.

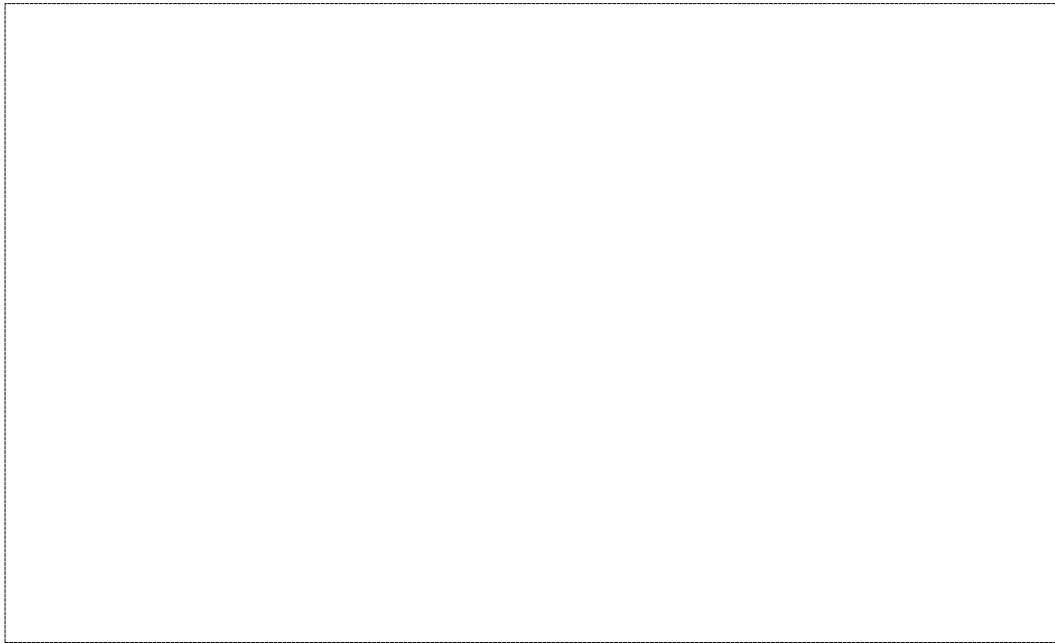


그림 2-32 코루게이트 혼

원형이나 원추형 혼에서  $TE_{11}$ 과  $TM_{11}$  모드를 동시에 여기하는 효과는 하나의  $HE_{11}$  하이브리드 모드를 여기하므로써 얻어질 수 있다. 이 모드는 세로방향으로  $E$ 와  $H$ 성분을 동시에 갖는 기본모드이다. 그러한 모드는 일반적으로 도파

관 벽에서의 원주방향의 슬롯이나 유전체벽에 의한 임피던스 경계조건에 의해 만들어진다. 단지 하나의 모드만이 존재하기 때문에 다중모드 혼에 의한 대역폭 제한조건은 사라진다.

Corrugated 혼과 scalar혼은 대역폭, 패턴 및 편광특성 때문에 많은 반사판 안테나의 피더로서 사용되고 있다. 큰 개구면을 갖는 Cassegrain radio telescope용 밀리미터파의 corrugated혼은 그림2-32와 같다.

대표적인 반사판의 feed로서는 혼 안테나를 배열로 구성함으로써 원하는 contoured beam을 구성할 수 있다. 원하는 빔패턴을 얻기 위해서는 feed 배열방법은 위상배열법과 적응배열법으로 함으로써 원하는 빔패턴을 얻을 수 있다.

#### 4. Contoured Beam을 갖는 반사판 안테나

미리 정해진 패턴모양을 갖도록 설계된 안테나는 일반적으로 지리학적 목표를 갖는 형태이지만 본질적으로 pencil빔과는 다르며 이것을 contour-beam안테나라고 부른다.

통신위성 안테나는 요구 사양은 다음과 같다.

- 1) 커버하는 영역에 대해 최소한의 전속밀도를 증가시키고,
- 2) 이웃하는 영역에 대해 방사 간섭을 줄이며,
- 3) spatial isolation 과 편광 isolation 에 의해 유용한 RF 스펙트럼을 유지하여야한다.

##### 가. Contour-Beam 반사판 시스템 설계

Contoured-beam안테나를 설계하는데 있어서 중요한 RF 파라미터는 gain coverage, 담당영역에서의 이득의 ripple, 커버영역 가장자리에서 fall-off, 편파, 및 대역폭 등이다.

오늘날 대부분의 시스템들은 개구면 blocking을 제거할 수 있는 오프셋 반사판과 몇 개에서 부터 100개에 이르는 수의 인접 feed의 배열로 구성된다. 상호임피던스와 위상오차 등이 이 단계에서 고려되거나 고려되지 않을 수 있다.

여기 계수들의 초기값은 이러한 기본패턴에 첨가되어 요구되는 coverage나

isolation과 비교되어 진다. 그런 다음 요구되는 결과에 더욱 더 부합되도록 여기 계수를 결정하는 최적화 알고리즘이 사용되어 진다. 일반적으로 기하학적 레이아웃이나 물리적 변수등을 결정할 때는 공학적인 직관이나 경험이 필요한 반면에 수학적 최적화 과정은 개개소자의 여기 전압을 개선시키는데 사용된다.

Contour-beam 시스템은 광대하고, 고도로 집약적인 소프트웨어를 통해 광대한 작업을 나누어 수행하지 않는 한 실현하기가 불가능해진다. 이러한 소프트웨어는 RF산란, 최적화, contour plots, 행렬연산, othographic 투영등을 다루게 된다.

#### 나. Contour-Beam 반사판 기술의 예

1975년 발사된 Wester는 Telstar위성의 개선된 것으로 미국, 알래스카 및 하와이에 걸친 빔 coverage를 하도록 안테나를 설계하였다. 이 안테나의 구조는 금속그물 형태로 한 뼈대구조와 이 뼈대구조를 지지해주는 3개의 축 구조로 형성하였다. 이 뼈대구조와지지축은 알루미늄 벌집모양으로 만들어졌다. feed는 3개의 coverage영역에 대해 2-6GHz에서 최대 이득을 제공한다.

Intelsat IV-A 안테나 시스템은 3개의 오프셋-feed 파라볼라와 다중 혼 배열로 구성된다. 주파수 재사용은 공간 빔 격리(spatial beam-isolation)로 부터 얻어지며 각각의 빔과 부엽은 같은 주파수에서 동작하는 인접 빔과의 간섭을 최소화하도록 조절되어진다. 최초의 Intelsat N-A는 1975년 9월에 발사되었다.

1976년에 발사된 Comstar-I 통신위성은 미국, 알래스카, 푸에르토리코에 걸쳐 서비스를 제공하는 고이득, 좁은 빔 안테나 쌍을 갖는다. 주파수 재사용으로 유용한 대역폭을 두배로 하기 위한 편파 diversity가 사용된다. 평행한 도체 스트립으로 구성된 편광스크린은 두개의 오프셋 파라볼라 각각의 앞부분에 있는 개구평면에 장치된다. 두개의 안테나 사이의 측정된 isolation정도는 양쪽 주파수 대역에 걸쳐 33dB이상으로 우수하다.

Intelsat V위성은 2-6GHz와 11-14GHz의 4개의 주파수대역을 사용한다. open-ended구형 도파관이 뾰뾰하게 밀집된 형태를 갖는 feed array는 오프셋 반사판의 최적 주사면에 위치한다.



### 제 3 장 파라볼라 반사판 안테나 해석

반사판에 의한 2차 방사 패턴의 해석은 컴퓨터의 도래로 인하여 방사 적분의 수치적으로 계산하기 위하여 1968년 Ludwig는 벡터 적분을 3개의 직각 좌표계 성분의 스칼라 적분으로 구분하여, 이를 수치적인 방법으로 적분을 수행하였다. 또한 1973년 Wong은 피드 패턴과 반사판 표면 및 방사 적분을 이론적으로 해석하였다. 1980년 Bucci는 나이퀴스트 샘플링(Nyquist sampling) 이론을 도입하여 원형 개구면을 정사각형의 적분형태로 변형하여 해석하였으며, Pogorzelski은 적분식내의 위상 성분을 2차 방정식(quadratic)으로 근사화시켜 해석하였다.

그러나 상기의 방법들은 좁은 범위의 방사각, 즉 전류 분포가 한군데에 집중되어 있는 피드에 대하여는 계산이 간단하나, 전류 분포가 넓어질수록 계산 시간이 급격히 증가하는 단점이 있다. 더구나 형상빔과 같이 전류 분포가 넓고 피드가 초점에서 변위된 경우 이의 정확한 해석이 어렵다.

따라서 위의 해석 방법의 단점을 보완하기 위하여 1980년 Victor Galindo Israel은 임의의 형태의 파라볼라 반사판 안테나에 대하여 자코비 및 베셀 급수의 급격한 수렴성을 이용한 방사 적분법을 제시하였다. 이 해석 방법은 앞서 언급한 방법과 비교하여 아래와 같은 장점을 갖고 있다. 첫째로 방사 적분의 급수 전개가 주로브(main lobe)뿐만 아니라 넓은 각도에서도 급격히 수렴(convergence)하여 수치적인 계산이 용이하다. 둘째로 자코비 다항식(Jacobi polynomial)의 순환성(recursion)으로 인하여 계수의 연차적인 적용이 가능하다. 세째로 급수의 계수들이 관측각과 무관하여 한번 구해지면 많은 관측점에 적용되어 빠른 계산이 가능하다. 따라서 많은 피드가 초점에서 변위되어 있고 넓은 관측 범위에서의 해석이 필요한 형상 빔의 해석에 유리하다. 이밖에 근거리(near field) 영역에서의 반사판의 전자계 해석에도 용이한 장점이 있다.

본 연구에서는 1차 전자계 합성 이론의 해석을 위해 자코비 베셀 급수를 이용한 임의의 형태의 파라볼라 반사판 안테나 해석 이론에 대하여 살펴보고, 이를 읍셋 파라볼라 반사판 안테나에 적용하여 수치적 계산 결과를 바탕으로 고찰하고자 한다.

### 제 3-1 절 물리 광학적 방사 적분

반사판에 의하여 산란되는 벡터 방사 전자계를 예측하는 방법으로 회절 기하학 이론(geometrical theory of diffraction), 개구면 전자계법(aperture field method) 및 물리 광학적 유도 전류법(physical optics induced method) 등이 사용된다. 회절 기하학 이론은 반사판의 경계면에서 산란되는 전자계를 고려한 것으로 반사판 후면 등 주로 넓은 각도에 적용된다. 이에 비하여 개구면 전자계법은 반사판 개구면에 형성된 전자계를 기하 광학(geometrical optics) 이론으로 구한 후 개구면 이론을 적용하여 방사 전자계를 예측하는 방법이며, 물리 광학적 유도 전류법은 반사판 표면에 유도되는 등가 전류에 대하여 개구면 이론을 적용하여 예측하는 방법으로써, 이들 방법은 주로브 및 주로브 근처의 4 ~ 5개의 부로브에서는 거의 유사하게 예측하나, 더 바깥쪽의 부로브 및 영점(null)에 대하여는 물리 광학적 유도 전류법이 더 정확하다. 따라서 본 연구에서는 반사판 전면 방향의 주로브 및 넓은 부로브에 대하여 해석이 정확한 물리 광학적 유도 전류법을 사용하여 해석하기로 한다.

파라볼라 반사판 표면은 그림 3-1과 같이 원통과 2중 곡면을 교차시킨 면  $\Sigma$ 으로 구성된다. 원통축은  $z$  축과 나란히 놓이고,  $x-y$  평면은  $z$  축에 수직으로 놓인다.  $\Sigma$ 를  $x-y$  평면에 투사시킬 경우 투사 개구면은 반경  $a$ 의 원( $\sigma$ )으로서 전류원의 적분 영역을 정의하는데 사용된다. 반사판에서의 좌표계는 피드 좌표계(첨자  $s$ ), 반사판 좌표계(primed), 관측 좌표계(unprimed)로 구분한다.

반사판 표면  $\Sigma$ 는 좌표계  $(x', y', z')$  및  $(\rho', \phi', z')$ 에서 다음 식과 같이 표현될 수 있으며,

$$z' = f(x', y') = \tilde{f}(\rho', \phi'), \quad \vec{\rho}' \in \sigma \quad (3-1)$$

이다.

또한  $\Sigma$ 의 단위 법선 벡터  $\hat{n}$ 는

$$\hat{n} = \frac{\vec{N}}{N} \quad (3-2)$$

으로 주어진다. 여기서,

$$\vec{N} = \left[ -\frac{\partial f}{\partial x'} \hat{x} - \frac{\partial f}{\partial y'} \hat{y} + \hat{z} \right] \quad (3-3)$$

$$N = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x'}\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial y'}\right)^2 + 1} \quad (3-4)$$

이다.

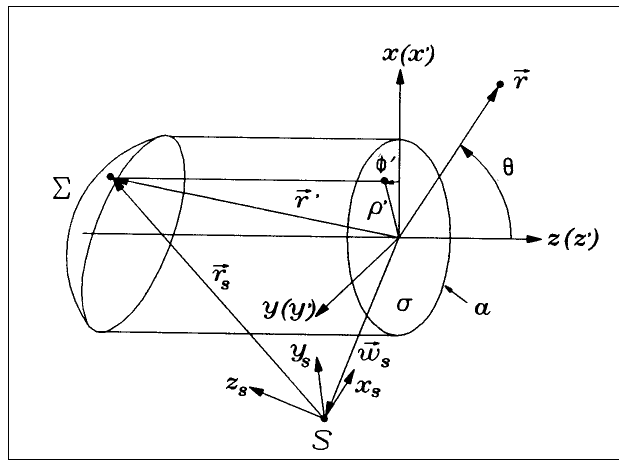


그림 3-1 반사판 안테나의 기하 구조

피드에 의하여 반사판 표면에 유도된 전류는 물리 광학적 근사 이론에 의하여 아래 식으로 나타난다.

$$\vec{J}(\vec{r}') = 2 \hat{n} \times \vec{H}_s(\vec{r}') \quad (3-5)$$

식(3-5)에서  $\vec{H}_s(\vec{r}')$ 는 피드에 의하여 반사판 표면에 형성된 자계이다. 이 유도 전류에 의한 벡터 포텐셜은

$$\vec{A} = \int_{\Sigma} \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi |\vec{r}-\vec{r}'|} d\vec{s}' \quad (3-6)$$

이 되며, 원거리에서  $|\vec{r} - \vec{r}'| \simeq r - \vec{r} \cdot \hat{r}'$ 으로 근사화 될 수 있으므로 전개 및 자계는

$$\vec{E} = -jk\eta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (T_\theta \hat{\theta} + T_\phi \hat{\phi}) + O(r^{-2}) \quad (3-7a)$$

$$\vec{H} = jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (T_\phi \hat{\theta} - T_\theta \hat{\phi}) + O(r^{-2}) \quad (3-7b)$$

가 된다. 여기서,

$$\vec{T}(\theta, \phi) = \int_{\Sigma} \vec{J}(\vec{r}') e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} ds' \quad (3-8)$$

으로 물리 광학적 방사 적분식(physical optics radiation integral)이다.

$\vec{J}$ 는 식(3-5)에 의하여 직각 좌표계로 주어지므로 식(3-8)로 부터  $\vec{T}$ 도 직각 좌표계로 결정된다. 따라서  $\vec{T}$ 의 구 좌표계 성분을 구하기 위하여 아래와 같이 좌표계 변환을 사용한다.

$$\begin{bmatrix} T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = [t] \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

여기서,  $[t]$ 는 직각 좌표계-구 좌표계 변환 행렬(matrix)로

$$[t] = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

이다.

식(3-8)의 적분은 반사판 표면  $\Sigma$ 에서 행하여지므로, 반사판 표면에서의 전류 분포를 투사원으로 변환하여 적분할 경우 방사 적분식은 아래와 같다.

$$\vec{T}(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{J}(\vec{r}') e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} (J_\Sigma) \rho' d\rho' d\phi' \quad (3-11)$$

여기서,  $J_\Sigma$ 는 반사판 표면과 투사원에 대한 반사판 표면의 자코비 변환(Jacobian transformation)으로 다음 식과 같다.

$$J_\Sigma = \sqrt{1 + \left(\frac{\partial f}{\partial x'}\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial x''}\right)^2} \quad (3-12)$$

식(3-4)와 식(3-12)의 우변은 동일한 식이므로

$$J_\Sigma = N \quad (3-13)$$

이 되며, 이 관계식을 식(3-11)에 적용하면 방사 적분식은 다음 식과 같이 된다.

$$\vec{T}(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{J}(\rho', \phi') e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} \rho' d\rho' d\phi' \quad (3-14)$$

여기서,  $\vec{J}(\rho', \phi')$ 를 등가 유도 전류(equivalent induced current)라 하며, 식 (3-2), (3-5) 및 식(3-13)에 의하여

$$\vec{J}(\rho', \phi') = \vec{J}(\vec{r}') J_\Sigma = 2 \vec{N} \times \vec{H}_s(\vec{r}') \quad (3-15)$$

으로 정의된다.

이제 식(3-15)에서의 피드에 의하여 반사판 표면에 형성되는 자계  $\vec{H}_s(\vec{r}')$ 에 대하여 고찰하기로 한다. 그림 3-1에서와 같이 피드의 위상 중심이  $\vec{w}_s = (w_1, w_2, w_3)$  인 점 S에 있고, 반사판이 피드로 부터 원거리에 있다고 가

정하면, 반사판 표면에서의 전계 및 자계는 2-1절의 방사 이론에 의하여 다음 식과 같이 나타난다.

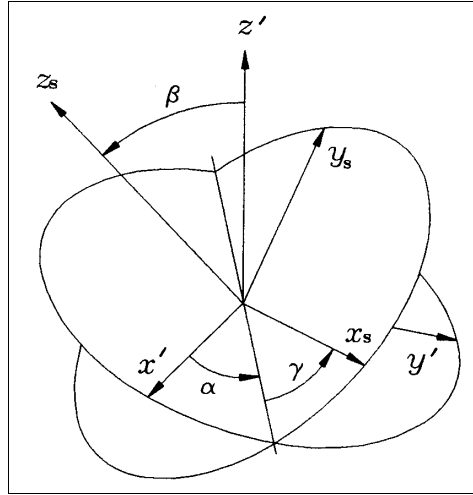


그림 3-2 피드와 반사판 좌표계의 오일러 각

$$\vec{E}_s(\vec{r}_s) = [U(\theta_s, \phi_s) \hat{\theta}_s + V(\theta_s, \phi_s) \hat{\phi}_s] \frac{e^{-jkr_s}}{4\pi r_s} \quad (3-16a)$$

$$\vec{H}_s(\vec{r}_s) = \frac{1}{\eta} [-V(\theta_s, \phi_s) \hat{\theta}_s + U(\theta_s, \phi_s) \hat{\phi}_s] \frac{e^{-jkr_s}}{4\pi r_s} \quad (3-16b)$$

여기서,  $U$ ,  $V$ 는 식(2-2a) 및 식(2-2b)에서와 같이 피드에 의한 1차  $E_\theta$ ,  $E_\phi$  패턴 함수이다.

식(3-16b)는 피드에서의 구 좌표계 형태이므로, 식(3-15)에 적용하기 위하여는 반사판에서의 직각 좌표계 형태로 변환하여야 한다. 좌표계 변환은 오일러 변환(Euler transformation)을 이용하였다. 그림 3-2에서 양 직각 좌표계  $(x_s, y_s, z_s)$ 와  $(x', y', z')$  사이의 오일러 각을  $(\alpha, \beta, \gamma)$ 이라 하면 반사판 표면의 각 점은

아래식과 같이 좌표 변환된다.

$$\begin{bmatrix} x_s \\ y_s \\ z_s \end{bmatrix} = [A'] \begin{bmatrix} x' - w_1 \\ y' - w_2 \\ z' - w_3 \end{bmatrix} \quad (3-17a)$$

혹은,

$$\vec{r}_s = [A'](\vec{r}' - \vec{w}_s) \quad (3-17b)$$

여기서,  $[A']$ 는 오일러 회전(rotation) 행렬로

$$[A'] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

이며,

$$A_{11} = \cos \gamma \cos \alpha - \sin \gamma \cos \beta \sin \alpha \quad (3-19a)$$

$$A_{12} = \cos \gamma \cos \alpha + \sin \gamma \cos \beta \cos \alpha \quad (3-19b)$$

$$A_{13} = \sin \gamma \sin \beta \quad (3-19c)$$

$$A_{21} = -\sin \gamma \cos \alpha - \cos \gamma \cos \beta \sin \alpha \quad (3-19d)$$

$$A_{22} = -\sin \gamma \sin \alpha + \cos \gamma \cos \beta \cos \alpha \quad (3-19e)$$

$$A_{23} = \cos \gamma \sin \beta \quad (3-19f)$$

$$A_{31} = \sin \beta \sin \alpha \quad (3-19g)$$

$$A_{32} = -\sin \beta \cos \alpha \quad (3-19h)$$

$$A_{33} = \cos \beta \quad (3-19i)$$

이다.

또한 반사판에서의 자계 성분도 아래 식과 같이 변환된다.

$$\vec{H}_s(\vec{r}') = [A']^t [{}^sT] \vec{H}_s(\vec{r}_s) \quad (3-20)$$

여기서,  $t$  는 전치 연산자(transpose operator)이며,  $[{}^sT]$  은 구 좌표계-직각 좌표계 변환 행렬로 아래 식과 같다.

$$[{}^sT] = \begin{bmatrix} \sin \theta_s \cos \phi_s & \cos \theta_s \cos \phi_s & -\sin \phi_s \\ \sin \theta_s \sin \phi_s & \cos \theta_s \sin \phi_s & \cos \phi_s \\ \cos \theta_s & -\sin \theta_s & 0 \end{bmatrix} \quad (3-21)$$

따라서 식(3-17)에 의하여 변환된 피드 좌표계의 각 점에서의 자계를 식(3-20)에 의하여 반사판 좌표계로 변환한 후 식(3-15)에 의하여 등가 유도 전류를 구하고 식(3-14)에 대입하여 반사판에 의한 방사 패턴을 구한다.

방사 적분의 수행을 위하여 식(3-14)의  $\vec{r}' \cdot \hat{r}$ 을 구 좌표계로 변환하면,

$$\vec{r}(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{J}(\rho', \phi') [e^{jkr' \cos \theta' \cos \theta}] \{e^{jk\rho' \sin \theta \cos(\phi' - \phi)}\} \rho' d\rho' d\phi' \quad (3-22)$$

이 된다. 식(3-22)에서 단지  $\vec{J}$ 만 반사판 좌표계에 의존하며, 나머지 적분항은 반사판 및 관측 좌표계에 모두 의존함을 알 수 있다. 또한  $\exp[jk\rho' \sin \theta \cos(\phi' - \phi)]$ 항은 푸리에 변환 커널(Fourier transform kernel)의 극 좌표 형태이다. 그러나 푸리에 변환을 위한 가장 큰 장애 요인은 반사판 및 관측 좌표계에 모두 의존하는  $\exp[jkr' \cos \theta' \cos \theta]$ 항으로써 적분을 수행하기 위해서는 2차원 망각  $(\theta, \phi)$ 의 각 관측점에 대하여 이중 적분을 반복적으로 계산할 수행하면 되나, 넓은 전류 분포를 가진 큰 반사판과 넓은 관측점에 대해서는 이와 같은 적분 작업이 상당히 방대해 진다. 따라서 모든 관측각에서 푸리에 변환이 용이하도록 적분항을 재구성하여 적분을 수행하여야 한다.



### 제 3-2 절 방사 적분식의 변환

이 절에서는 앞 절에서 유도된 방사 적분식의 적분항내에 적분 변수인 반사판 좌표계만 남도록 변수를 분리하여 적분이 용이하게 수행될 수 있도록 재구성하기로 한다.

반사판에 의한 빔이 그 중심이  $(\theta_0, \phi_0)$ 로 향하는 연필형(pencil) 빔이라고 가정할 경우, 푸리에 변환 커널의 중심이 위 방향으로 향하도록 재구성하기 위하여 식(3-22)의  $\{\cdot\}$ 항을 아래 식과 같이 수정한다.

$$e^{jk\rho' \sin\theta \cos(\phi' - \phi)} = e^{jk\rho' \sin\theta \cos(\phi' - \phi)} e^{jk\rho'(C_u \cos\phi' + C_v \sin\phi')} \cdot e^{-jk\rho'(C_u \cos\phi + C_v \sin\phi)} \quad (3-23)$$

여기서,  $C_u$ 와  $C_v$ 는 결정되어야 할 상수이다. 식(3-23)의 우변의 첫 두항을 전개하면,

$$\exp[jk\rho'\{\cos\phi'(\sin\theta\cos\phi + C_u) + \sin\phi'(\sin\theta\sin\phi + C_v)\}] \quad (3-24)$$

이 되고, 여기서,

$$B\cos\Phi = \sin\theta\cos\phi + C_u \quad (3-25a)$$

$$B\sin\Phi = \sin\theta\sin\phi + C_v \quad (3-25b)$$

이라고 정의하면, 식(3-24)는

$$\exp[jk\rho'B\cos(\phi' - \Phi)] \quad (3-26)$$

이 되며, 따라서 방사 적분식은 아래 식과 같이 된다.

$$\vec{T}(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{K}(\rho', \phi') [e^{jkr' \cos\theta' \cos\theta}] e^{jk\rho'B\cos(\phi' - \Phi)} \rho' d\rho' d\phi' \quad (3-27)$$

여기서,

$$\vec{K}(\rho', \phi') = \vec{J}(\rho', \phi') e^{-jk\rho'(C_u \cos \phi' + C_v \sin \phi')} \quad (3-28)$$

으로 관측 좌표계와 무관한 식으로 남게 된다.

식(3-27)에서  $\exp[jk\rho' B \cos(\phi' - \Phi)]$ 는 또 하나의 푸리에 변환 커널로 푸리에 영역에서  $(B, \Phi)$ 를 빔 중심 방향인  $(\theta_0, \phi_0)$ 에 중심을 둔 극 좌표 형태로 나타내기 위하여는 식(3-25)에서  $B$ 는 관측각  $(\theta_0, \phi_0)$ 에서 0이어야 하며, 이를 이용하면  $C_u$  및  $C_v$ 는 다음 식이 된다.

$$C_u = -\sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (3-29a)$$

$$C_v = -\sin \theta_0 \sin \phi_0 \quad (3-29b)$$

또한  $B$ 와  $\Phi$ 도 다음 식과 같다.

$$B = \sqrt{(\sin \theta \sin \phi + C_v)^2 + (\sin \theta \cos \phi + C_u)^2} \quad (3-30a)$$

$$\Phi = \tan^{-1} \frac{(\sin \theta \sin \phi + C_v)}{(\sin \theta \cos \phi + C_u)} \quad (3-30b)$$

이제 식(3-27)의  $\exp[jkr' \cos \theta' \cos \theta]$ 항에서 반사판 좌표계만 적분내에 남도록 재구성하기로 한다. 식(3-1)을 이용하여 아래와 같은 함수를 정의한다.

$$\begin{aligned} L &= L(\rho', \phi'; \theta) = r' \cos \theta' \cos \theta = z' \cos \theta \\ &= \vec{J}(\rho', \phi') \cos \theta \end{aligned} \quad (3-31)$$

또한 식(3-31)로 부터 아래와 같이 유사한 식을 정의한다.

$$L_0 = L(\rho', \phi'; \theta_0) = \vec{J}(\rho', \phi') \cos \theta_0 \quad (3-32a)$$

$$L_w = L(\rho_w', \phi_w'; \theta) = \tilde{\mathcal{H}}(\rho_w', \phi_w') \cos \theta \quad (3-32b)$$

$$L_{u0} = L(\rho_w', \phi_w'; \theta_0) = \tilde{\mathcal{H}}(\rho_w', \phi_w') \cos \theta_0 \quad (3-32c)$$

식(3-32)에서  $\theta_0$ 는 빔 중심점의 각도이며,  $(\rho_w', \phi_w')$ 는 넓은 관측점, 즉 부로브의 형성에 가장 영향을 우세하게 주는 반사점의 좌표로써, 주로브에서 멀어질수록 반사판 가장자리에서의 회절에 의하여 영향을 받으므로  $\rho_w' = a$ 로 정의한다.<sup>[53]</sup> 식(3-31) 및 식(3-32)를 이용하여 다음과 같이  $\Delta$ 를 정의하면,

$$\begin{aligned} \Delta &= L - L_0 - L_w + L_{u0} \\ &= [\tilde{\mathcal{H}}(\rho', \phi') - \tilde{\mathcal{H}}(\rho_w', \phi_w')](\cos \theta - \cos \theta_0) \end{aligned} \quad (3-33)$$

식(3-27)의  $\exp[jkr' \cos \theta' \cos \theta]$ 항은 다음 식과 같이 재구성할 수 있다.

$$[e^{jkr' \cos \theta' \cos \theta}] = e^{jkL} = e^{jk(L_w - L_{u0})} e^{jkL_0} e^{jk\Delta} \quad (3-34)$$

따라서 식(3-34)의 각 지수항중  $e^{jk\Delta}$ 만 피드 및 관측 좌표계에 모두 의존하는 유일한 항으로 남게 된다. 식(3-34)를 식(3-27)에 대입하면 방사 적분식은 아래 식과 같이 된다.

$$\vec{T}(\theta, \phi) = e^{jk(L_w - L_{u0})} \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{K} e^{jkL_0} [e^{jk\Delta}] e^{jk\rho B \cos(\phi' - \phi)} \rho' d\rho' d\phi' \quad (3-35)$$

식(3-33)에서 빔 중심점 근처, 즉 주로브 및 인접 부로브에서는  $(\cos \theta - \cos \theta_0)$ 이 작아지게 되어  $\Delta$ 가 작아지게 된다. 또한 반사점이 반사판 가장자리로 갈수록  $[\tilde{\mathcal{H}}(\rho', \phi') - \tilde{\mathcal{H}}(\rho_w', \phi_w')]$ 가 작아지게 되어 역시  $\Delta$ 가 작아지게 된다. 따라서  $\Delta$ 는 주로브를 포함한 넓은 범위의 관측각에 대하여 작아지

게 되며,  $e^{jk\Delta}$ 를 아래 식과 같이 테일러 급수(Taylor series)로 전개할 경우 적은  $P$ 값에서도 급격히 수렴하게 된다.

$$e^{jk\Delta} = \sum_{p=0}^{P-\infty} \frac{1}{p!} (jk\Delta)^p \quad (3-36)$$

식(3-36)을 식(3-35)에 대입하면

$$\vec{T}(\theta, \phi) = \sum_{p=0}^{P-\infty} \vec{T}_p(\theta, \phi) \quad (3-37)$$

이 된다. 여기서,

$$\begin{aligned} \vec{T}_p(\theta, \phi) = & \frac{1}{p!} (jk)^p e^{jk(L_w - L_{w0})} (\cos \theta - \cos \theta_0)^p \cdot \\ & \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{K} e^{jkL_0} [\tilde{\mathcal{H}}(\rho', \phi') - \tilde{\mathcal{H}}(\rho_w', \phi_w')]^p \cdot \\ & e^{jk\rho' B \cos(\phi' - \phi)} \rho' d\rho' d\phi' \end{aligned} \quad (3-38)$$

이다. 따라서 식(3-37)의 급수 전개는 위에서 언급된 바와 같이  $\theta_0$  근처, 즉 빔의 주로브와 인접 부로브 및  $(\rho_w', \phi_w')$ 에 위치한 반사점들에 해당하는 관측점, 즉 부로브에서 급격히 수렴하는 “이중 수렴(biconvergence)”의 형태로서 이 성질을 이용할 경우 모든 관측점에서 급격히 수렴하게 된다.

다음은 식(3-38)의 적분식에 대하여 고찰하기로 한다. 적분식은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{T}_p(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^a \vec{Q}_p(\rho', \phi') e^{jk\rho' B \cos(\phi' - \phi)} \rho' d\rho' d\phi' \quad (3-39)$$

여기서,

$$\vec{Q}_p(\rho', \phi') = \vec{K}(\rho', \phi') e^{jkL_0} [\tilde{\mathcal{H}}(\rho', \phi') - \tilde{\mathcal{H}}(\rho_w', \phi_w')]^p \quad (3-40)$$

이다. 식(3-40)은 순수한 반사판 좌표계로 구성되어 있으므로 식(3-39)의 적분 수행은 식(3-27)의 경우보다 상당히 용이하다.

식(3-39)는 수렴 가능한 범위의 모든  $\rho$ 값에 대하여 FFT(Fast Fourier Transform) 또는 푸리에 베셀 급수 등의 수치적인 방법으로 계산할 수 있으나, 본 연구에서는 식(3-40)을 식(3-39)의 경우와 같이 원판(disk) 형태의 적분에서 푸리에 변환 커널에 대하여 적분성을 가지고 있고, 계수의 계산을 위하여 직교성(orthogonality)을 가진 자코비 베셀 급수 전개(Jacobi Bessel series expansion)를 이용하여 계산하기로 한다.

### 제 3-3 절 자코비 베셀 급수 전개

식(3-39)에서 변수  $\rho'$ 를 아래 식과 같이 변환하고

$$\rho' = as \quad (3-41)$$

단위 원판 형태의  $\vec{Q}_p(as, \phi')$ 를 우선 원주(circumferential) 방향에 대하여 푸리에 급수로 전개하면 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{Q}_p(as, \phi') = \sum_{n=0}^{N \rightarrow \infty} \sum_{m=0}^{M \rightarrow \infty} [{}_p\vec{C}_{nm} \cos n\phi' + {}_p\vec{D}_{nm} \sin n\phi'] F_m^n(s) \quad (3-42)$$

여기서,  ${}_p\vec{C}_{nm}$  및  ${}_p\vec{D}_{nm}$ 는 푸리에 급수의 계수이며,  $F_m^n(s)$ 는 정의하여야 할 직경(radial) 방향의 함수이다. 식(3-42)를 식(3-39)에 대입하면 아래 식과 같다.

$$\vec{I}_p(\theta, \phi) = a^2 \sum_{n=0}^{N \rightarrow \infty} \sum_{m=0}^{M \rightarrow \infty} \int_0^{2\pi} \int_0^1 [{}_p\vec{C}_{nm} \cos n\phi + {}_p\vec{D}_{nm} \sin n\phi] \cdot F_m^n(s) e^{jkasB \cos(\phi' - \phi)} s ds d\phi' \quad (3-43)$$

푸리에 급수의 기본 함수를 푸리에 변환 커널로 적분하면 다음 식과 같이 베셀 함수의 형태가 된다.

$$\int_0^{2\pi} \begin{pmatrix} \cos n\phi' \\ \sin n\phi' \end{pmatrix} e^{j\xi \cos(\phi' - \Phi)} d\phi' = 2\pi j^n \begin{pmatrix} \cos n\Phi \\ \sin n\Phi \end{pmatrix} J_n(\xi) \quad (3-44)$$

여기서,  $J_n$  은 베셀 함수의  $n$ 차 계수이다. 식(3-44)을 이용하여 식(3-43)의 적분  
 항중 우선 원주 방향을 적분하면 아래 식과 같다.

$$\vec{I}_p(\theta, \phi) = 2\pi a^2 \sum_{n=0}^{N \rightarrow \infty} \sum_{m=0}^{M \rightarrow \infty} j^n [ {}_p\vec{C}_{nm} \cos n\Phi + {}_p\vec{D}_{nm} \sin n\Phi ] \cdot \int_0^1 F_m^n(s) J_n(ksB) s ds \quad (3-45)$$

이제 식(3-45)의 적분식이 계산되도록 반경 함수  $F_m^n(s)$ 을 정의하여야 한다. 본  
 연구에서는 푸리에 급수의 계수 산출을 위하여 직교성을 갖으며 베셀 함수에 대  
 하여 적분성을 갖춘 함수로 아래와 같은 수정 자코비 다항식(modified Jacobi  
 polynomial)을 사용한다.

$$F_m^n(s) = \sqrt{2(n+2m+1)} P_m^{(n,0)}(1-2s^2) s^n \quad (3-46)$$

여기서,  $P_m^{(n,0)}$ 는 로드리게스 공식(Rodrigues' formula)에서 전개된 자코비 다항  
 식으로 다음식과 같다.

$$P_m^{(\alpha,\beta)}(x) = \frac{(-1)^m 2^{-m}}{m!} (1-x)^{-\alpha} (1+x)^{-\beta} \cdot \frac{d^m}{dx^m} [(1-x)^{m+\alpha} (1+x)^{m+\beta}] \quad (3-47)$$

수정 자코비 다항식은 아래와 같은 직교성이 있다.

$$\int_0^1 F_m^n(s) F_{m'}^n(s) s ds = \delta_{mm'} = \begin{cases} 1, & m=m' \\ 0, & m \neq m' \end{cases} \quad (3-48)$$

여기서,  $\delta_{mm'}$ 는 로네커 델타(Kronecker delta)이다. 이 성질을 이용하여 계수

${}_p\vec{C}_{mm}$  및  ${}_p\vec{D}_{mm}$  를 구하면 아래 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} {}_p\vec{C}_{mm} \\ {}_p\vec{D}_{mm} \end{bmatrix} = \frac{\varepsilon_n}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^1 \vec{Q}_p(as, \phi') \begin{bmatrix} \cos n\phi' \\ \sin n\phi' \end{bmatrix} F_m^n(s) s ds d\phi' \quad (3-49)$$

여기서  $\varepsilon_n$ 은 노이만(Neumann) 상수로 다음과 같다.

$$\varepsilon_n = \begin{cases} 1, & n=0 \\ 2, & n \neq 0 \end{cases} \quad (3-50)$$

식(3-49)의 적분은 가우스 구적법(Gaussian quadrature)을 이용하여 수치적으로 구할 수 있다.

또한 수정 자코비 다항식을 베셀 함수로 적분을 하면 아래 식과 같다.

$$\int_0^1 F_m^n(s) J_n(\xi s) s ds = \sqrt{2(n+2m+1)} \frac{1}{\xi} J_{n+2m+1}(\xi) \quad (3-51)$$

식(3-51)을 식(3-45)의 적분식에 적용하면

$$\begin{aligned} \vec{I}_p(\theta, \phi) = 2\pi a^2 \sum_{n=0}^{N \rightarrow \infty} \sum_{m=0}^{M \rightarrow \infty} j^n [{}_p\vec{C}_{mm} \cos n\Phi + {}_p\vec{D}_{mm} \sin n\Phi] \cdot \\ \sqrt{2(n+2m+1)} \frac{J_{n+2m+1}(kaB)}{kaB} \end{aligned} \quad (3-52)$$

이 된다. 식(3-52)을 고찰하여 보면  $n=0, m=0$ 의 기본 모드에서  $J_1(\xi)/\xi$ 의 에어리 원판(Airy disk) 형태로서 균일 분포를 가진 원형 개구면에 대한 방사 패턴과 동일하며, 고차 모드는 섭동(perturbation) 패턴 형태로 나타난다.

또한 수정 자코비 다항식은 아래식과 같은 순환성이 있다.

$$\begin{aligned}
& 2(n+1)(\alpha+n+1)(\alpha+2n)P_{n+1}^{(\alpha,0)}(x) \\
& = [(\alpha+2n)(\alpha+2n+1)(\alpha+2n+2)x + \alpha^2(\alpha+2n+1)] P_n^{(\alpha,0)}(x) \\
& \quad - 2n(\alpha+n)(\alpha+2n+2) P_{n-1}^{(\alpha,0)}(x)
\end{aligned} \tag{3-53}$$

식(3-53)을 이용하면 아래 식과 같은 다항식을 구할 수 있다.

$$P_0^{(\alpha,\beta)}(x) = 1 \tag{3-54a}$$

$$P_1^{(\alpha,\beta)}(x) = \frac{\alpha-\beta}{2} + \frac{1}{2}(\alpha+\beta+2)x \tag{3-54b}$$

$$\begin{aligned}
P_2^{(\alpha,\beta)}(x) = \frac{1}{4} & \left[ \frac{(1+\alpha)(2+\alpha) + (1+\beta)(2+\beta) - 2(\alpha+2)(\beta+2)}{2} \right. \\
& \left. + \mathcal{K}[(1+\alpha)(2+\alpha) - (1+\beta)(2+\beta)] \right]
\end{aligned} \tag{3-54c}$$

이 순환성을 이용하여  ${}_pC_{nm}$  및  ${}_pD_{nm}$ 의 고차 계수 ( $p > 0$ )는  $p = 0$ 에서의 적분식(3-49)로 구해지면 순차적으로 계산이 가능하다. 또한 이 계수는 관측좌표계와 무관하므로 한번 구해지면 모든 관측각에서 사용이 가능하다.

따라서 자코비 베셀 급수를 이용하여 적분을 수행할 경우 위와 같은 성질들로 인하여 FFT나 다른 급수를 사용할 경우보다 수치적인 계산이 상당히 용이해진다.

식(3-52)를 식(3-38)에 대입하고 식(3-37)을 이용하면 방사 적분식은 아래 식으로 나타난다.

$$\begin{aligned}
\vec{T}(\theta, \phi) = & 2\pi a^2 e^{jk(L_w - L_w)} \sum_{p=0}^{P \rightarrow \infty} 1 \text{over } p! (jk)^p (\cos \theta - \cos \theta_0)^p \cdot \\
& \sum_{n=0}^{N \rightarrow \infty} \sum_{m=0}^{M \rightarrow \infty} j^n [{}_p\vec{C}_{nm} \cos n\Phi + {}_p\vec{D}_{nm} \sin n\Phi] \cdot \\
& \sqrt{2(n+2m+1)} \frac{J_{n+2m+1}(kaB)}{kaB}
\end{aligned} \tag{3-55}$$

따라서, 식(3-55)를 수치적으로 계산하여 식(3-7)에 적용하면 반사판 안테나에



의한 방사 패턴을 구할 수 있다.

### 제 3-4 절 읍셋 파라볼라 반사판 안테나의 수치적 결과

이 절에서는 임의의 형태의 파라볼라 반사판에 대한 방사 적분식(3-55)를 읍셋 파라볼라 반사판 안테나에 적용하여 수치적 계산을 통하여 고찰하기로 한다. 그림 3-3은 읍셋 파라볼라 반사판 안테나의 기하 구조로 식(3-1)의 곡면에 대한 식은 아래와 같이 나타난다.

$$z' = F \left[ -1 + \frac{\rho'}{4F^2} \right] + \frac{h}{2F} \rho' \cos \phi' + \frac{h^2}{4F} \quad (3-56)$$

여기서  $F$ ,  $h$ 는 각각 초점 거리 및 읍셋 높이이다.

식(3-56)를 고찰하여 보면  $z'$ 는  $\rho'$  및  $\cos \phi'$ 에 선형적임을 알 수 있다. 이 식은  $\phi'$ 와 관계되는 유일한 항으로 3-2절에서 언급한 푸리에 변환 커널을 다음과 같이 변환시켜야 한다. 식(3-25), 식(3-29) 및 식(3-30)은 다음 식과 같이 표현된다.

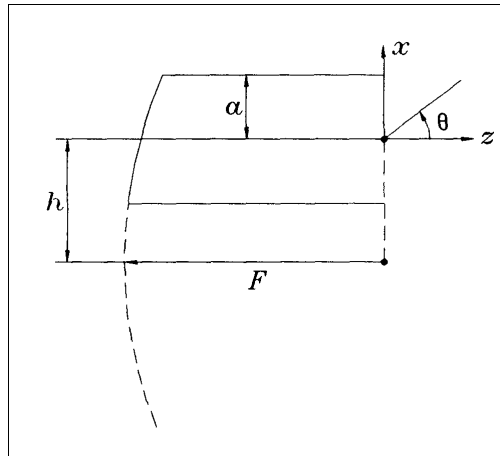


그림 3-3 읍셋 파라볼라 반사판 안테나의 기하 구조

$$B \cos \Phi = \sin \theta \cos \phi + C_u + \frac{h}{2F} \cos \theta \quad (3-57a)$$

$$B \sin \Phi = \sin \theta \sin \phi + C_v \quad (3-57b)$$

$$C_u = -\sin \theta_0 \cos \phi_0 - \frac{h}{2F} \cos \theta_0 \quad (3-58a)$$

$$C_v = -\sin \theta_0 \sin \phi_0 \quad (3-58b)$$

$$B = \sqrt{(\sin \theta \sin \phi + C_v)^2 + (\sin \theta \cos \phi + C_u + \frac{h}{2F} \cos \theta)^2} \quad (3-59a)$$

$$\Phi = \tan^{-1} \frac{\sin \theta \sin \phi + C_v}{\sin \theta \cos \phi + C_u + (h/2F) \cos \theta} \quad (3-59b)$$

또한 식(3-56)를 이용하여 식(3-31) 및 식(3-32)와 같이 함수를 정의하면 아래와 같으며,

$$L = F \left[ -1 + \frac{\rho'^2}{4F^2} \right] \cos \theta \quad (3-60a)$$

$$L_0 = F \left[ -1 + \frac{\rho'^2}{4F^2} \right] \cos \theta_0 \quad (3-60b)$$

$$L_w = F \left[ -1 + \frac{a^2}{4F^2} \right] \cos \theta \quad (3-60c)$$

$$L_{u0} = F \left[ -1 + \frac{a^2}{4F^2} \right] \cos \theta_0 \quad (3-60d)$$

이에 따라 식(3-33)의  $\Delta$ 는 다음 식과 같이 된다.

$$\Delta = \frac{1}{4F} (\rho'^2 - a^2) (\cos \theta - \cos \theta_0) \quad (3-61)$$

위 식(3-57)~식(3-61)을 식(3-35)에 대입하면 방사 적분식은 다음 식으로 나타난다.

$$\begin{aligned} \vec{T}(\theta, \phi) = & \exp[ik(h^2/4F)\cos\theta] \cdot \\ & 2\pi a^2 e^{jk(L_w - L_{w0})} \sum_{p=0}^{P \rightarrow \infty} \frac{1}{p!} (jk)^p (\cos\theta - \cos\theta_0)^p \cdot \\ & \sum_{n=0}^{N \rightarrow \infty} \sum_{m=0}^{M \rightarrow \infty} j^n [ {}_p\vec{C}_{nm} \cos n\Phi + {}_p\vec{D}_{nm} \sin n\Phi ] \cdot \\ & \sqrt{2(n+2m+1)} \frac{J_{n+2m+1}(kaB)}{kaB} \end{aligned} \quad (3-62)$$

이제 앞서 전개한 이론에 대하여 수치적으로 해석하기로 한다.

우선 식(3-55)의 수렴성 확인을 위하여 그림 3-4에서와 같이  $P, M, N$  파라메타의 변환에 따른 방사패턴을 도시하였다. 이때 사용한 읍셋 파라볼라 반사판 안테나의 설계치는  $a = 25.5 \lambda$ ,  $h = 36.27 \lambda$ ,  $F = 120 \lambda$ 이며, 적분점은 원주 및 직경 방향으로 각각 100개로 하였다. 위 그림에서  $P, M, N$ 이 증가할수록 방사 패턴이 쉽게 수렴함을 볼 수 있으며, 따라서 본 연구에서는  $P = M = N = 4$ 로 선택하여 계산하기로 한다.

식(3-22)의 직접 적분(direct integration) 방법과 식(3-38)의 FFT 방법 및 식(3-55)의 자코비 베셀 급수 전개 방법에 대하여 그림 3-5에서와 같이 수치 해석을 이용하여 방사 패턴을 비교하였다. 직접 적분 방식과 비교하여 자코비 베셀 급수 전개 방법이 잘 수렴됨을 나타내고 있다. 또한 표 3-1에서와 같이 주로브 근처에서는 거의 차이가 없으며, 넓은 부로브로 갈수록 약간씩 차이가 나타남을 보여주고 있다.

또한 표 3-2와 같은 3가지의 반사판 안테나 구성 방식에 따른 3 dB 빔폭과 부로브의 변화를 표 3-3에 나타내었으며, 각각의 구성 방식에 따른 방사 패턴을 그림 3-6에, 3차원 방사 패턴 및 등고선을 그림 3-7에 나타내었다.

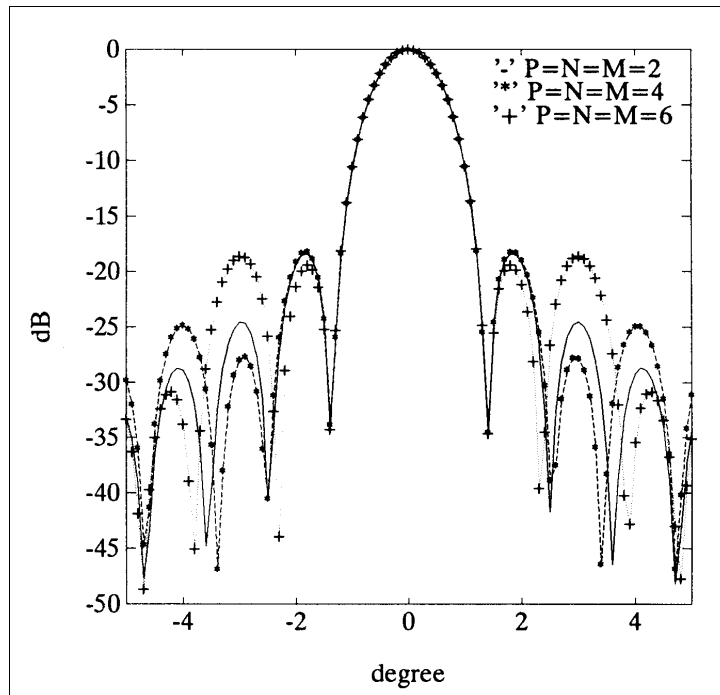


그림 3-4  $P, M, N$  파라메타에 의한 방사 패턴

표 3-1 방사 적분 방식에 의한 결과치

구분	직접 적분 방법	FFT 방법	자코비 베셀 방법
3 dB 빔폭	1.2 °	1.21 °	1.205 °
1차 부로브	24.5 dB	15 dB	17.5 dB
2차 부로브	30 dB	20 dB	28 dB
3차 부로브	33 dB	35 dB	25 dB

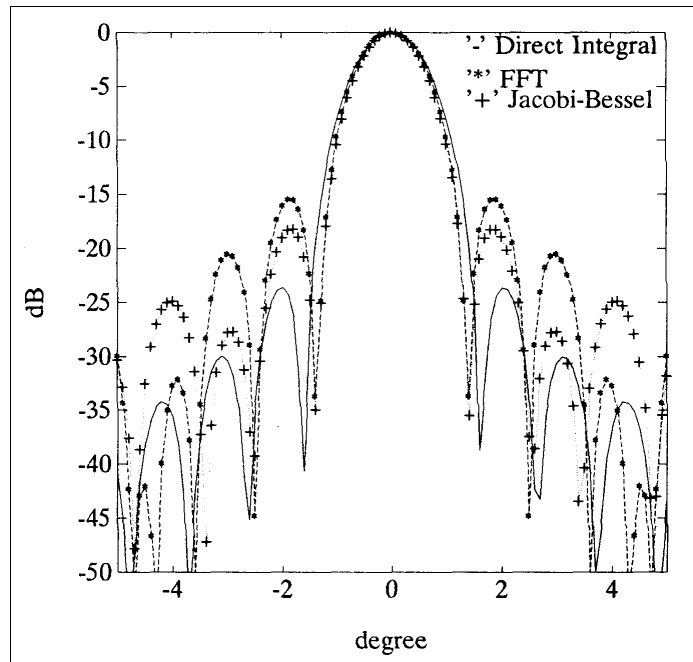


그림 3-5 방사 적분 방법에 의한 방사 패턴

표 3-2 반사판 안테나 구성

구분	초점거리( $F$ )	직경( $D = 2a$ )	옴셋 높이( $h$ )
1형	$120 \lambda$	$51.58 \lambda$	$36.27 \lambda$
2형	$43.36 \lambda$	$75 \lambda$	$40.55 \lambda$
3형	$27.1 \lambda$	$48 \lambda$	$27.1 \lambda$

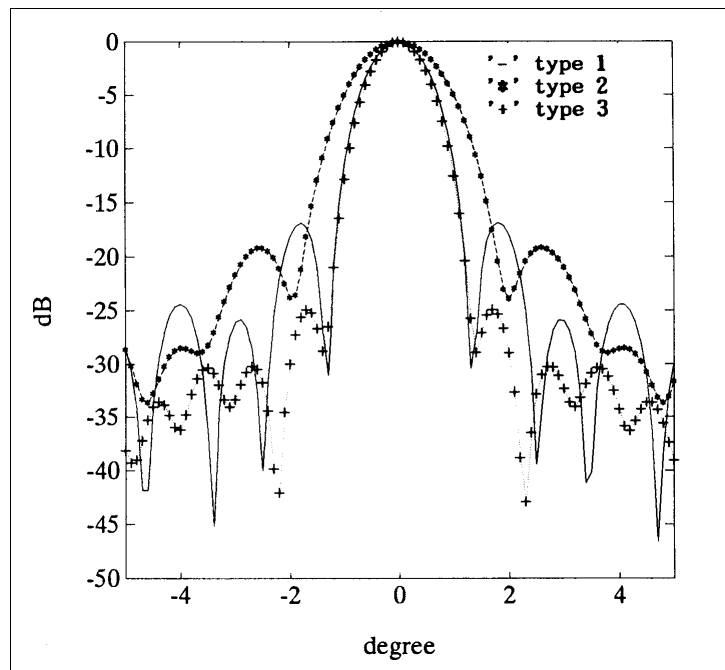
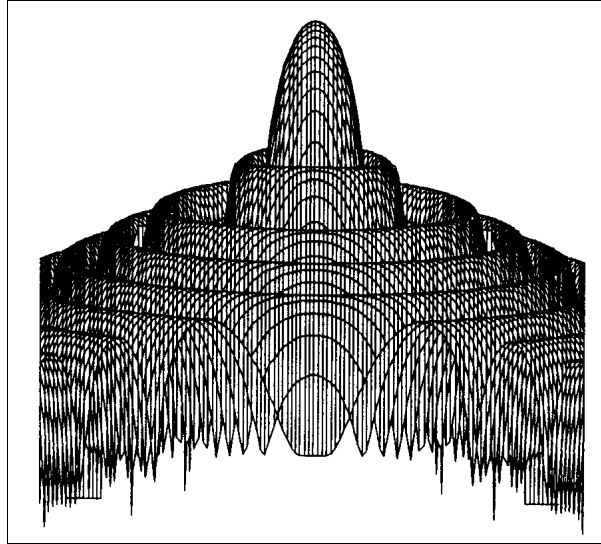


그림 3-6 반사판 안테나 구성에 따른 방사 패턴

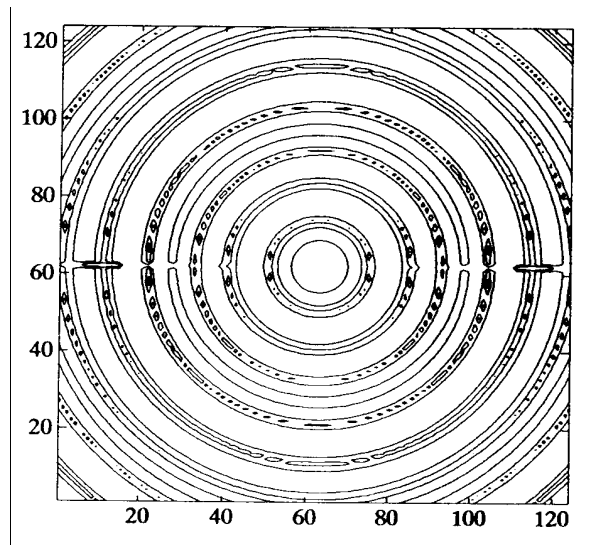
표 3-3 반사판 안테나 구성에 의한 결과치

구분	$F/D$ 비율	3 dB 빔폭	1차 부로브	2차 부로브	3차 부로브
1형	0.425	1.5 °	18 dB	25 dB	26 dB
2형	0.57	1.8 °	20 dB	28 dB	29 dB
3형	0.62	1.12 °	26 dB	27 dB	30 dB

상기의 결과치로 부터 안테나의 구성에 따라 안테나의 방사 패턴이 변화됨을 알 수 있다. 표 3-2의 1형과 2형에 대한 1차 부로브가 약 20 dB인 반면, 3형의 경우 약 26 dB가 됨을 알 수 있다. 또한 표 3-3에서와 같이  $F/D$  비율과 초점 거리에 따라서 패턴의 변화를 알 수 있다. 즉 그림 3-5와 같이 초점 거리가 길수록 대칭형의 패턴을 얻을 수 있으며, 짧을수록 비대칭형의 패턴을 얻을 수 있다. 따라서 설계를 위한 최적의 효율을 갖도록 파라메타를 선택하여야 한다.

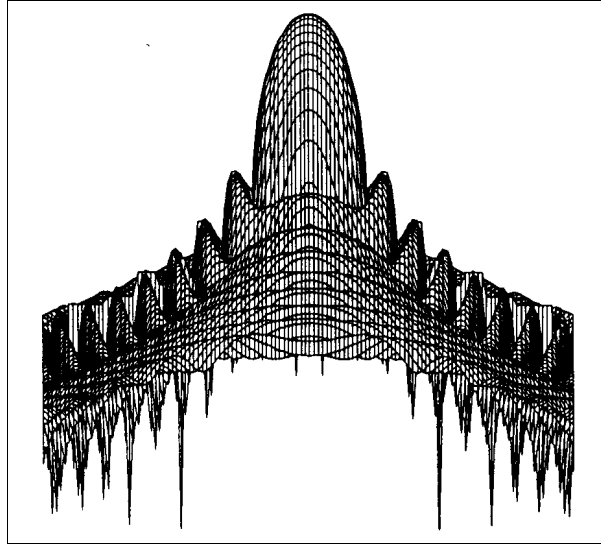


(a) 1형에서의 3차원 방사 패턴

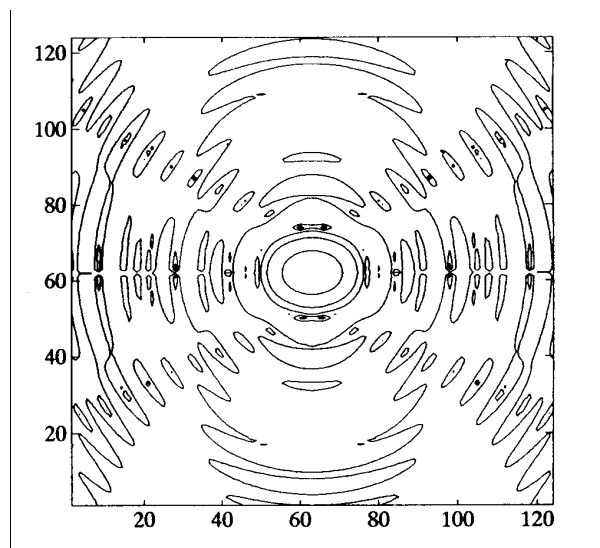


(b) 1형에서의 등고선

그림 3-7 3차원 방사패턴 및 등고선(계속)



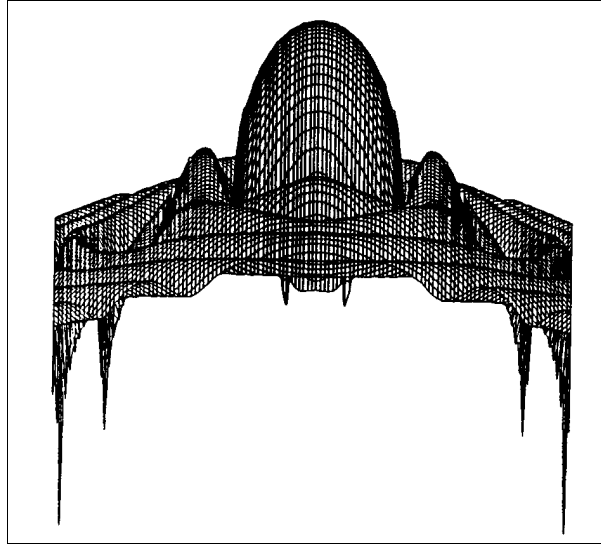
(a) 2형에서의 3차원 방사 패턴



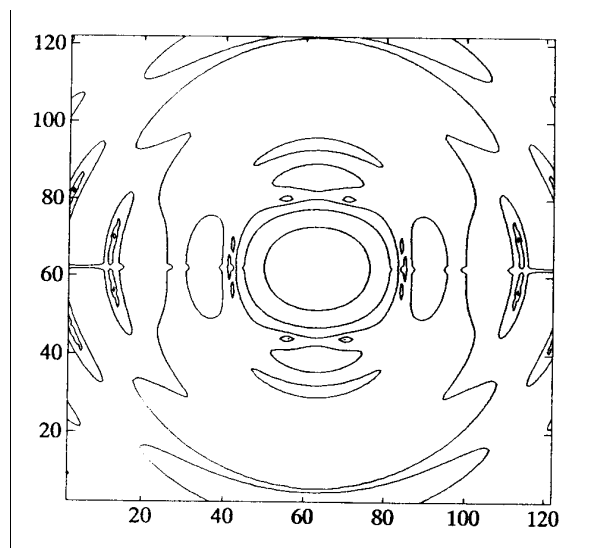
(b) 2형에서의 등고선

그림 3-7 3차원 방사패턴 및 등고선 (계속)





(a) 3형에서의 3차원 방사 패턴



(b) 3형에서의 3차원 방사 패턴

그림 3-7 3차원 방사 패턴 및 등고선(계속)

### 제 3-5 절 피드 배열 반사판 안테나 해석

반사판 안테나의 피드를 배열시킴으로써 다중 빔(multiple beam) 안테나와 형상 빔 안테나를 구현시킬 수 있다. 다중 빔 안테나는 피드 집단(cluster)를 이용한 인접 피드들의 빔 점유 영역을 겹치게 하므로써 구현할 수 있다. 반면, 형상 빔은 원거리 영역에서 전자계 밀도가 최적치를 갖도록 하기 위해서 피드의 위치 및 여기되는 위상과 크기를 조절하므로써 효율을 최적화 시킬 수 있고 주로브를 최소화 시킬 수 있다.

피드 배열 반사판 안테나의 방사 패턴을 구하는 방법으로 개별 피드로 반사판에 유기된 전류에 의하여 방사된 전자계를 원거리 영역에서 합성하는 2차 패턴 합성법이 사용되고 있다. 그러나 이 방법은 다수의 피드로 구성된 피드 배열의 경우 피드에 의해서 방사된 전자계를 반사판 좌표축에서 합성하므로써 각 좌표축에 대하여 방사 적분을 수행하여야 하게 되며 이에따라 상당한 계산 시간이 요구되었다.

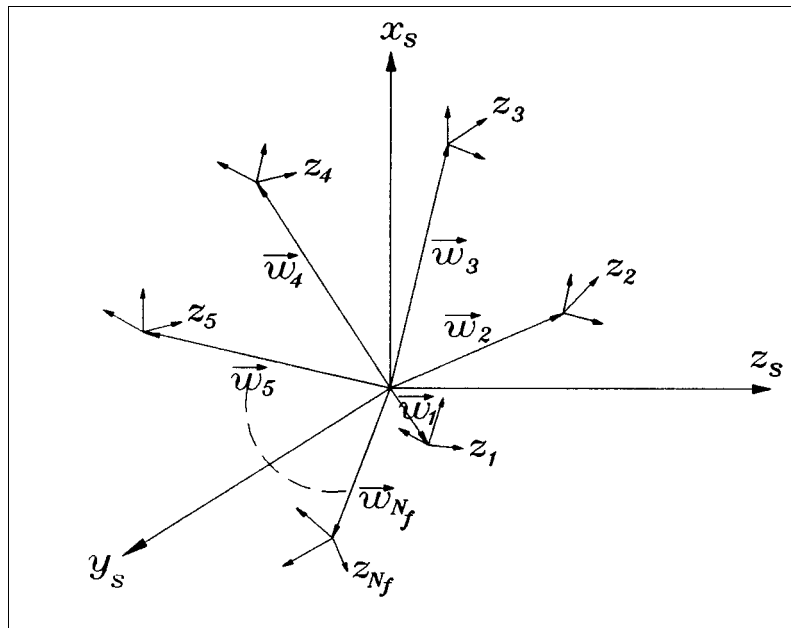


그림 3-8 개별 좌표계와 원 좌표계

본 연구에서는 피드의 좌표계내에서 전자계를 합성하여 반사판 좌표계에서의 패턴을 구하므로써 적은 시간내에 방사 패턴을 구할 수 있는 1차 전자계 합성 이론을 제안하였다. 즉 이 방법은 모든 피드에 의해서 방사된 전자계를 반사판 좌표계에서 합성된 전류 분포를 구하므로써 한번의 방사 적분을 수행하게 되어 계산 시간이 단축될 수 있다.

3장에서는 단일 피드에 의하여 반사판 표면에 형성된 피드 좌표계의 자계를 반사판 좌표계로 변환하였다. 피드 배열의 경우에도 이 좌표 변환을 적용하여 반사판 표면에서의 자계를 구할 수 있다. 즉, 개별 피드 좌표계를 공통의 중심 좌표계로 변환하며, 이 좌표계에서 개별 피드에 의한 전자계를 합성할 경우 전체 배열의 근거리 혹은 원거리 영역 등 어디서든지 전체 전자계의 계산이 가능해지며, 이렇게 구한 전체 자계로 물리 광학적 근사 이론에 의하여 반사판 표면에서의 전류를 구할 수 있다.

반사판의 좌표계는 공통의 신호원 피드 좌표계(이후 원 좌표계라 칭하며, 첨자  $s$ 로 표시한다.) 및 반사판 좌표계(primed), 관측 좌표계(unprimed)로 구분된다. 그림 4-1과 같이 피드 배열 시스템이 총  $N_f$ 개의 피드로 구성되어 있고 개별 패턴의 크기가 같다고 가정한 후, 개별 피드 좌표계(이후 개별 좌표계로 칭하며, 첨자  $i$ 는  $i$ 번째 피드를 나타낸다.)를 원 좌표계로 변환한다.

우선 개별 피드에 의한 전자계의 원 좌표계에서의 합성에 대하여 고찰하여 보자. 개별 피드의 좌표계가 각각의 피드의 위상 중심점이 좌표계의 원점에 있는 좌표계를 가지고 있으며, 개별 좌표계의 원점이 반사판 좌표계에서 직각 좌표계로  $\vec{w}_i$ 에 있다고 가정한다. 또한 개별 좌표계와 원 좌표계과의 오일러 각을  $(\alpha_i, \beta_i, \gamma_i)$ 라고 가정하면 식(3-17b)에서와 같이 개별 좌표계과 원 좌표계는 다음 식과 같이 변환된다.

$$\vec{r}_i = [{}^iA](\vec{r}_s - \vec{w}_i) \quad (3-63)$$

여기서  $[{}^iA]$ 는 식(3-18)에서  $(\alpha, \beta, \gamma)$ 를  $(\alpha_i, \beta_i, \gamma_i)$ 로 바꾼 오일러 회전 행렬

이다. 개별 피드에 의한 반사판 표면에서의 자계는 (3-16b)에서와 같이 아래식으로 나타난다.

$$\vec{H}_i(\vec{r}_i) = \frac{1}{\eta} [ -V_i(\theta_i, \phi_i) \vec{\theta}_i + U_i(\theta_i, \phi_i) \vec{\phi}_i ] \frac{e^{-jkr_i}}{4\pi r_i} \quad (3-64)$$

여기서  $U_i, V_i$  는  $i$  번째 피드의  $E_\theta, E_\phi$  패턴 함수이다.

따라서 개별 피드에 의한 자계도 합성되기 전에 아래와 같이 원 좌표계로 변환되어야 한다.

$$\vec{H}_s(\vec{r}_i) = [{}^iA]{}^t [{}^iT] \vec{H}_i(\vec{r}_i) \quad (3-65)$$

여기서  $[{}^iT]$  는 식(3-21)에서  $(\theta, \phi)$  를  $(\theta_i, \phi_i)$  로 바꾼 구 좌표계-직각 좌표계 변환 행렬이다.

이제 공통의 원 좌표계로 변환된 개별 피드에 의한 자계를 합성하기로 한다. 원 좌표계의 점  $\vec{r}_s$ 에서의 전체 자계는 아래와 같이  $N_f$ 개의 개별 피드의 원 좌표계로 변환된 자계를 합성하면 된다.

$$\vec{H}_s(\vec{r}_s) = \sum_{i=1}^{N_f} \vec{H}_s(\vec{r}_i) \quad (3-66)$$

위 식에서 여기서의 가중치(Weighting) 계수  $I_i$ 를 포함시키면, 식(4-4)는 아래와 같이 변환된다.

$$\vec{H}_s(\vec{r}_s) = \sum_{i=1}^{N_f} I_i \vec{H}_s(\vec{r}_i) \quad (3-67)$$

따라서 원 좌표계로 표시된 반사판 표면에서의 합성된 자계는 식(3-20)에 대입하여 식(3-15)에 의하여 등가 유도 전류로 변환한 후 3장에서와 같이 방사 적분식에 대입하면 피드 배열에 의한 방사 패턴을 구할 수 있게 된다.

### 제 3-6 절 피드 배열 반사판 안테나의 수치적 결과

본 절에서는 앞 절에서 언급된 1차 전자계 합성이론을 근거로 수치적으로 해석하였다. 표 2-1에서의 혼과 표 3-2의 3형 반사판을 이용하였으며, 그림 4-2와 같이 피드를 배열하여 이를 각각 수치적으로 해석하였다.

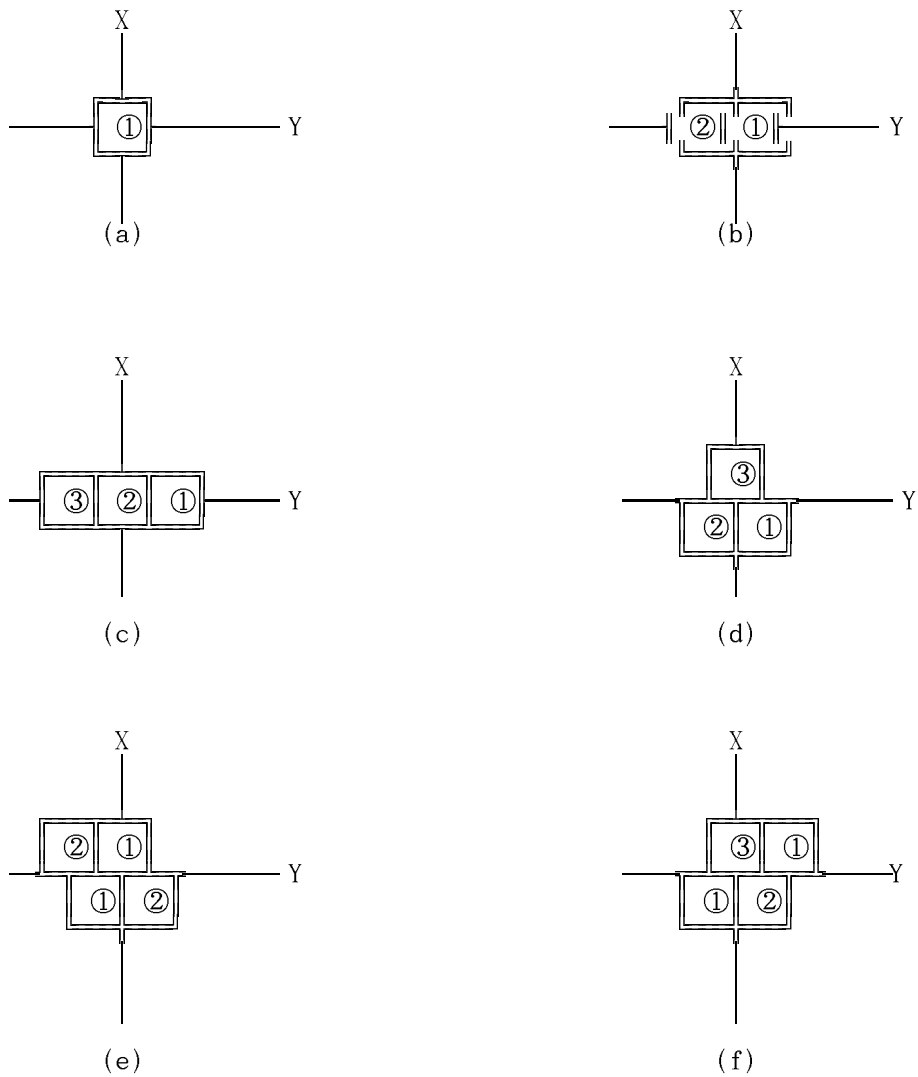


그림 3-9 피드 배열의 구성

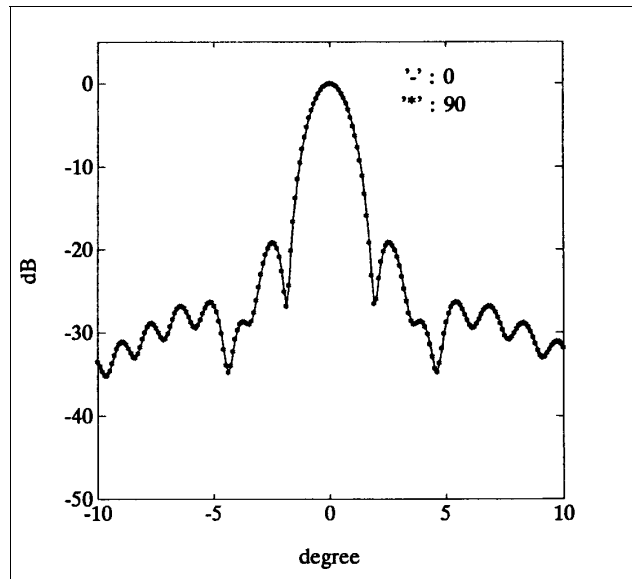
혼과 반사판은 표 2-1에서의 각 혼과 표 3-2의 3형 반사판을 이용하였으며, 이때 피드의 중심좌표는 표 4-1로 가정하였다. 이 경우 각각의 피드 배열에 대한 수치해석 결과치는 표 4-2와 같으며, 방사패턴 및 3차원 방사패턴은 그림 4-3 ~ 그림 4-8과 같다.

표 4-2에서와 같이 단일 피드의 경우 방사패턴의 3dB빔폭이  $2.3^{\circ}$ 에서 변화되며 부로브는 20dB이하에서 발생됨을 알 수 있다. 피드를 y축으로 선형적으로 배열 하였을 경우 배열된 방향으로 3dB빔폭이  $2.0^{\circ}$ 에서  $2.6^{\circ}$ 까지 변화됨을 알 수 있다. 상기의 결과로부터 알 수 있듯이 피드를 평면적으로 배열하였을 경우 3dB빔폭이 변화되며, 부로브의 크기가 상대적으로 증가하여 전체적으로 빔패턴이 넓어지는 현상이 발생함을 알 수 있었다.

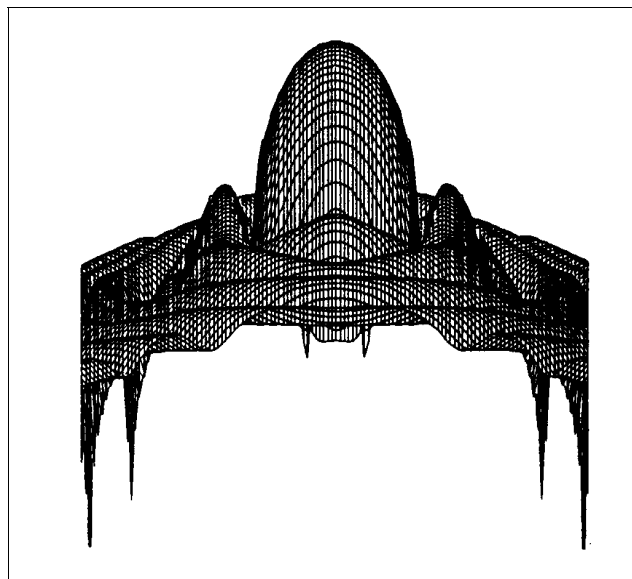
따라서 피드의 배열 구조와 반사판 형태에 의해서 원하는 형태의 패턴을 얻을 수 있다.

표 3-4 피드 배열에 의한 방사 패턴의 변화

구분 형 태	각도( $\phi$ )	3dB 빔폭	1차 부로브	2차 부로브	3차 부로브
( a )	$0^{\circ}$	$2.5^{\circ}$	30 dB	38 dB	45 dB
	$90^{\circ}$	$2.3^{\circ}$	27 dB	33 dB	45 dB
( b )	$0^{\circ}$	$2.5^{\circ}$	30 dB	28 dB	33 dB
	$90^{\circ}$	$2.0^{\circ}$	27 dB	33 dB	37 dB
( c )	$0^{\circ}$	$0.7^{\circ}$	3 dB	13 dB	30 dB
	$90^{\circ}$	$1.1^{\circ}$	5 dB	19 dB	32 dB
( d )	$0^{\circ}$	$1.2^{\circ}$	13 dB	23 dB	27 dB
	$90^{\circ}$	$2.5^{\circ}$	22 dB	32 dB	37 dB
( e )	$0^{\circ}$	$0.6^{\circ}$	2 dB	20 dB	33 dB
	$90^{\circ}$	$1.2^{\circ}$	6 dB	15 dB	35 dB
( f )	$0^{\circ}$	$0.6^{\circ}$	4 dB	20 dB	38 dB
	$90^{\circ}$	$2.5^{\circ}$	10 dB	37 dB	45 dB

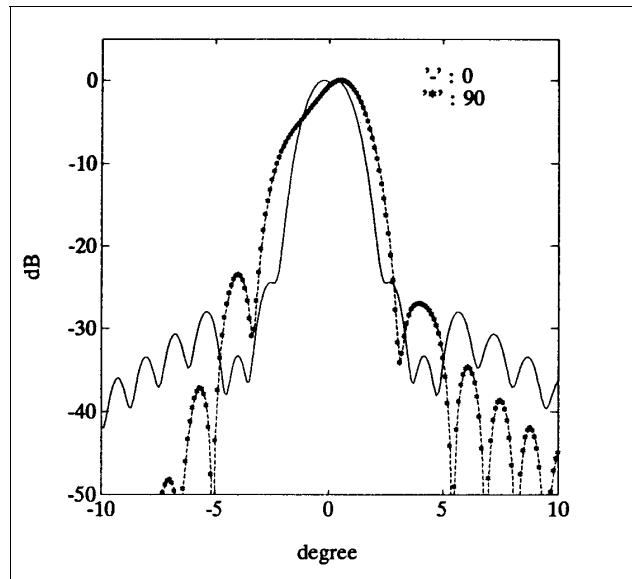


(a) 방사 패턴

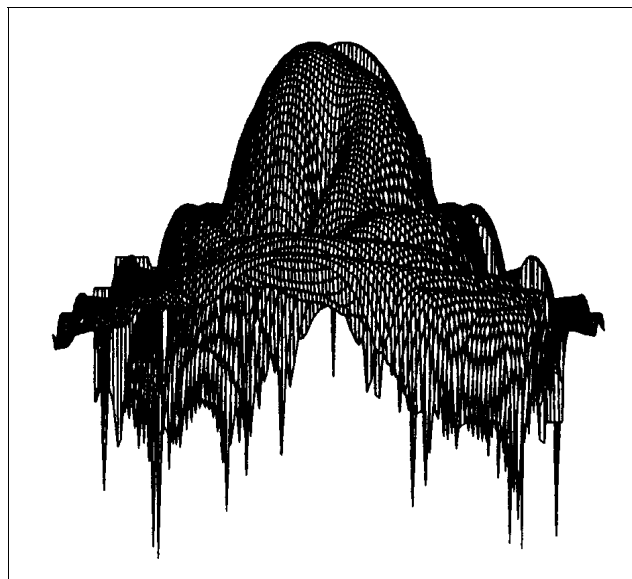


(b) 3차원 방사 패턴

그림 3-10 표 3-4(a)형에 대한 방사 패턴 및 3차원 패턴



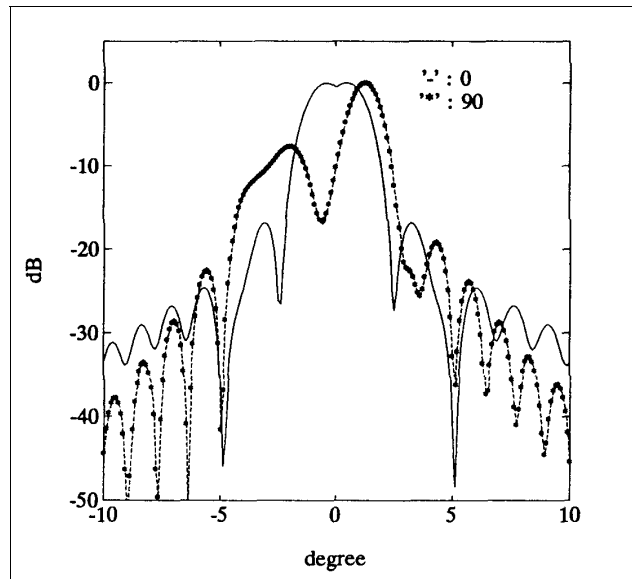
(a) 방사 패턴



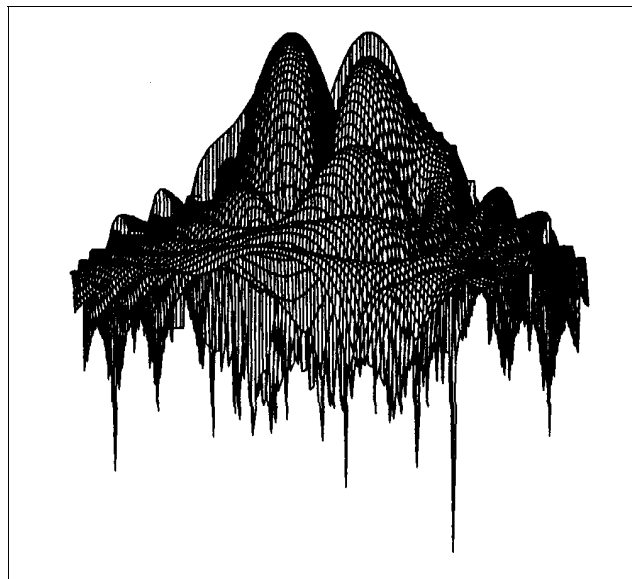
(b) 3차원 방사 패턴

그림 3-11 표 3-4(b)형에 대한 방사 패턴 및 3차원 패턴



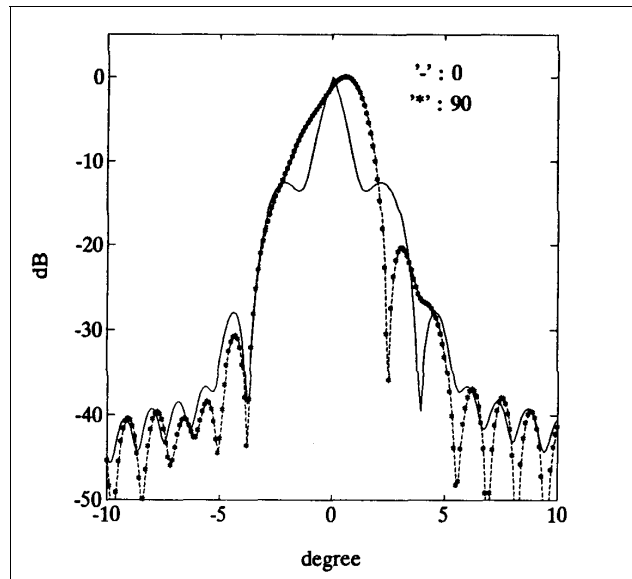


(a) 방사 패턴

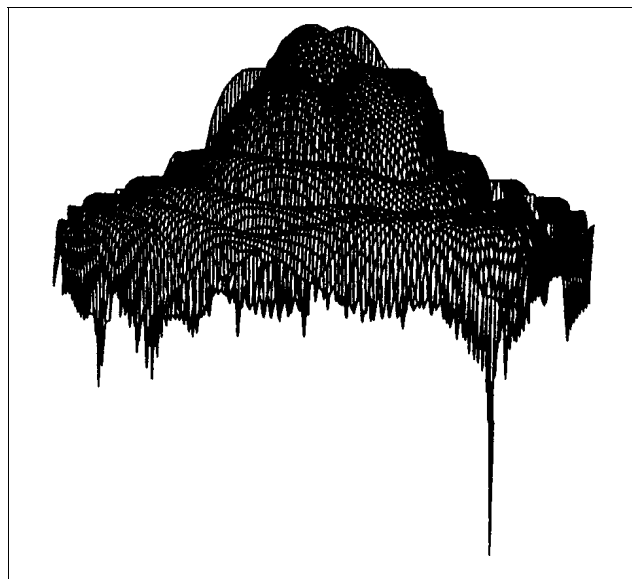


(b) 3차원 방사 패턴

그림 3-12 표 3-4(c)형에 대한 방사 패턴 및 3차원 패턴

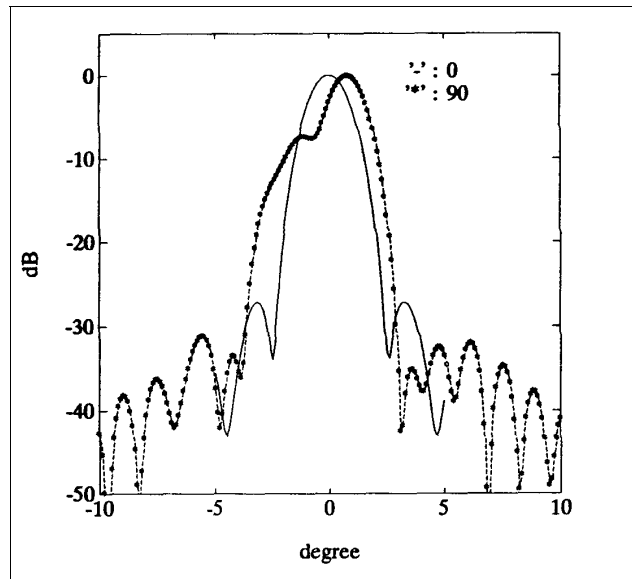


(a) 방사 패턴

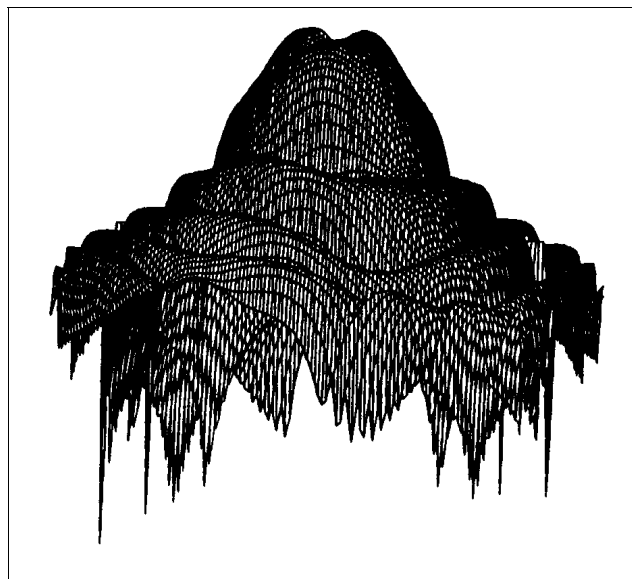


(b) 3차원 방사 패턴

그림 3-13 표 3-4(d)형에 대한 방사 패턴 및 3차원 패턴

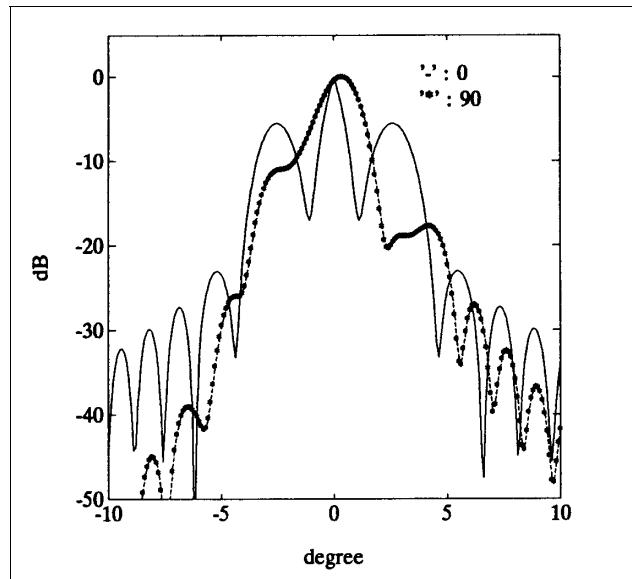


(a) 방사 패턴

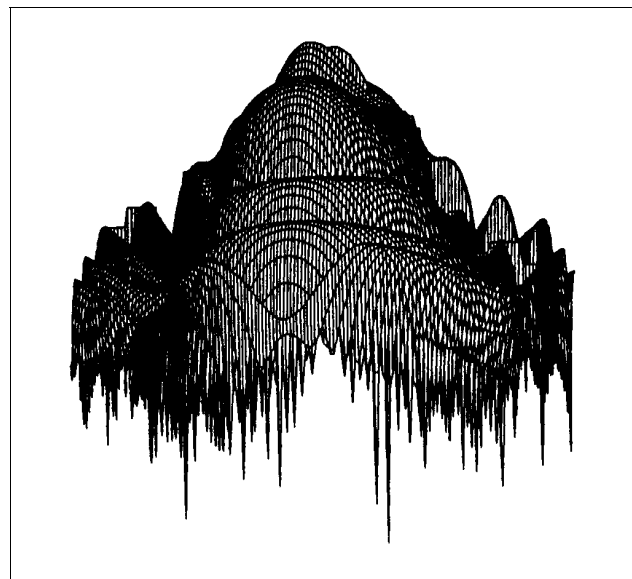


(b) 3차원 방사 패턴

그림 3-14 표 3-4(e)형에 대한 방사 패턴 및 3차원 패턴



(a) 방사 패턴



(b) 3차원 방사 패턴

그림 3-15 표 3-4(f)형에 대한 방사 패턴 및 3차원 패턴

또한 상기와 같은 방법으로 빔형성기법을 이용하여 한반도 형태를 갖는 빔을 형성하고자한다. 이를 위하여 피더는 구형 혼 안테나를 이용하였으며, 이에 대한 피드혼은 표4-3과 같이 정의하였다. 이때 피더간의 결합율(Mutual Coupling)은 없다고 가정하였으며, 또한 각 피더에서 의 위상과 진폭은 같고 이상적인 경우에 관하여 수치해석하였다.

수치해석 결과 그림3-16과 같은 한반도 형태의 등고선을 얻었다. 따라서 피드 배열을 적당히 조정함으로서 임의의 빔형상 안테나를 구현할 수 있음을 확인하였다.

표 3-5 한반도 형태의 빔형상을 위한 피더 규격(단위 :  $\lambda$  )

구분 형태	$a_1$	$b_1$	$\rho_1$	$\rho_2$	$x$ 축	$y$ 축
①	1	1	25	25	-0.5	0
②	1	1	25	25	0	0
③	1.5	1	50	50	1	-0.75
④	1	1	25	25	2	-0.75

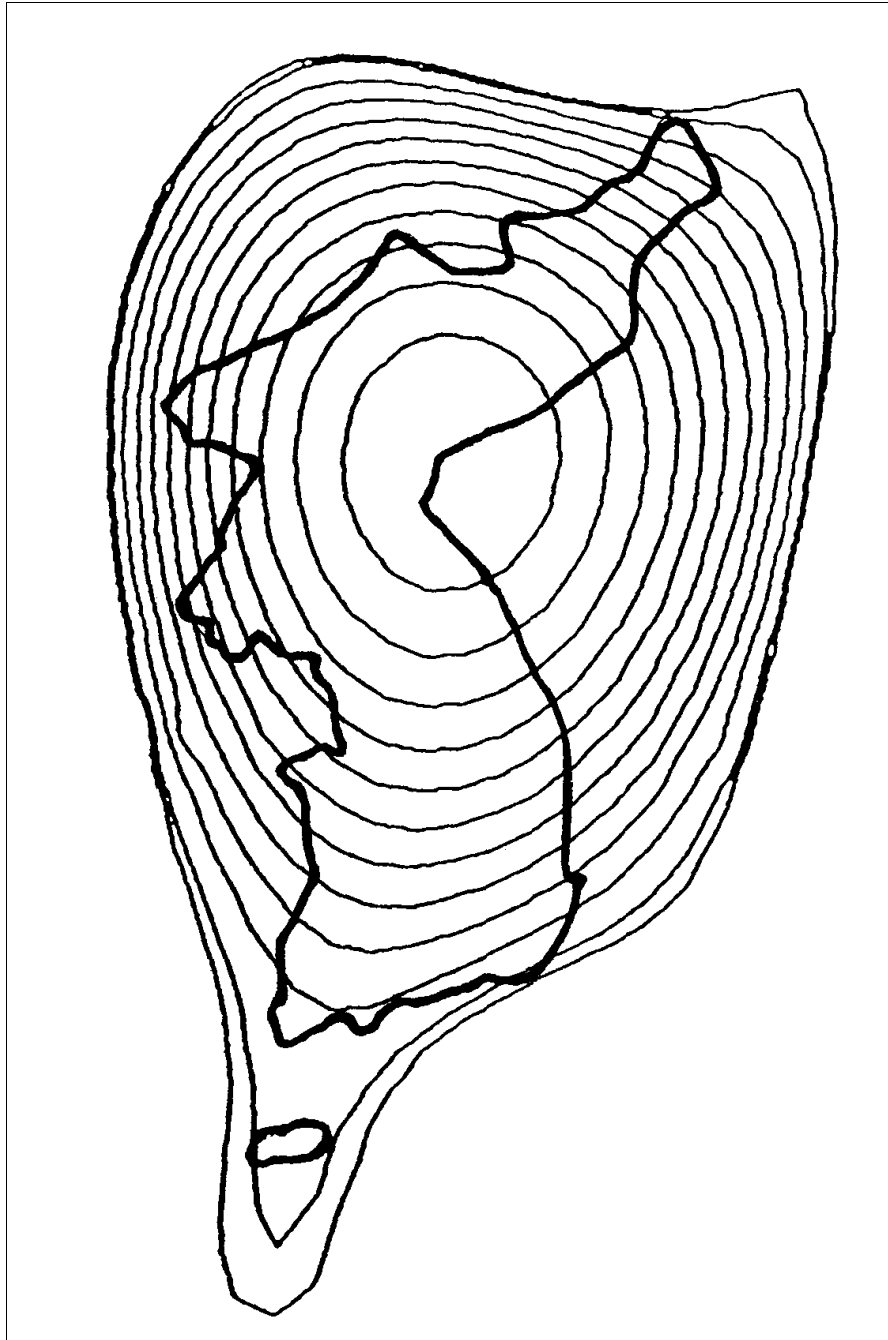


그림 3-16 한반도 등고선

## 제 4 장 마이크로스트립 안테나 해석

### 제 4-1 절 마이크로스트립 안테나 해석법 개요

안테나 해석은 설계과정시 시행착오를 최소화함으로서 설계시 고려할 변수가 많은 경우 복잡한 안테나 설계에 매우 유용하며, 또한 안테나의 동작원리를 이해시켜주기 때문에 안테나의 성능 평가, 새로운 안테나 구조를 개발, 기존의 안테나 설계를 변경등에 편리하게 사용할 수 있다. 따라서 안테나 해석법은 다음과 같은 특성을 가져야 한다.

- 설계하는 안테나의 필요한 모든 변수(임피던스, 방사패턴 등)를 계산할 수 있어야 한다.
- 해석결과는 의도한 목적을 만족시킬만큼 정확해야 한다.(일반적으로 정확도가 높은 설계를 하려면 해석법이 복잡해진다.)
- 위의 특성을 가지면서도 가능한한 간단해야 한다.(일반적으로 해석법은 수행하기 쉽고 사용하기도 쉬워야 한다.)
- 물리적인 이해가 가능하여야 한다.

안테나 해석은 Maxwell공식의 해를 구하는 문제이기 때문에 안테나 모델링은 현재도 많은 연구가 진행되고 있는 전자기파동에서 중요 주제이다. 컴퓨터가 대중화되기 전에는 안테나 해석이란 경계조건에 의해 해석적인 해가 존재하는 구조에만 한정되었다. 그러나 오늘날에는 컴퓨터 처리능력의 모멘트법, 유한차분법, 유한요소법 등과 같이 컴퓨터를 이용한 수치해석법의 발달로 다양하고 복잡한 구조의 안테나의 정확한 해석이 가능하게 되었다. 따라서 오늘날 wire 안테나, 반사판 안테나, 혼 안테나, 도파관 슬롯 안테나 등의 해석 소프트웨어는 상용화될 정도로 많은 연구가 진행되어 왔다. 하지만 마이크로스트립 안테나의 경우는 아직까지 다른 안테나와 같이 완전하게 모델링되어 있지는 못하다. 즉 다른 형태의 안테나에 비해 마이크로스트립 안테나 해석은 유전체의 존재, 안테나의 협대역 특성, 패치, 급전부, 다양한 유전체 구조 등의 특성때문에 보편화된 해석법은 존재하지 않으며 다양한 해석법이 사용되어지고 있다. 현재까지의 마

이크로스트립 안테나 해석법을 분류해보면 정확도는 떨어지지만 간단한 근사식을 이용하는 방법과 복잡하고 계산시간은 많이 걸리지만 정확도가 유지되는 수치해석법( full-wave 해석 )으로 나누어 볼 수 있다.

## 1. 근사해석법

근사해석법은 문제를 간단하게 하기 위하여 마이크로스트립 안테나를 근사화시킨다. 예를 들어 공진기모델( Cavity Model )의 경우 자계벽의 경계조건을 사용하며 전송선로모델( Transmission-Line Model )의 경우 안테나를 집중소자를 갖는 전송선로로 모델링한다. 이러한 해석법은 초기의 마이크로스트립 안테나 해석에 이용되어졌으며 마이크로스트립 안테나의 동작에 관한 직관적인 이해를 제공하므로 실제 설계시 유용하게 사용되어질 수 있다. 이러한 모델의 단점은 유전체의 두께가 얇지 않은 경우 공진주파수와 입력 임피던스의 계산이 부정확해지며 상호결합도, 배열안테나, 표면파 효과, 유전체 구조가 복잡한 경우 등의 문제를 고려하기 어렵다는 것이다.

## 2. Full-wave 해석법

Full-wave 해석법은 유전체 층의 효과를 정확하게 모델링하는 것으로 유전체가 무한히 펼쳐져 있다고 가정하고 유전체-공기 층간의 경계에 대한 적당한 경계조건을 이용한다. 그림 4-1은 모멘트법에 의한 마이크로스트립 안테나의 해석 단계와 각 단계 별 결과를 도시적으로 그려져 있다. 이러한 유전체 층에 대한 정확한 Green함수는 방사파, 표면파, 유전체 손실, 외부소자와의 결합 등을 포함하며 이러한 Green함수를 모멘트법에 적용하므로써 비록 계산시간은 증가하더라도 정확한 결과를 얻을 수 있다. full-wave 해석법의 특징은 다음과 같다.

- 정확도 : Full-wave 해석법은 일반적으로 입력임피던스, 상호결합도, RCS등의 계산에 있어 가장 정확한 결과를 얻을 수 있다.
- Full-wave 해석은 표면파 효과, 방사파, 외부 소자와의 결합 등의 효과를 계산할 수 있다.
- 유용성 : Full-wave 해석은 임의의 마이크로스트립 안테나 형태, 다양한 급전구조, 다층구조, 비등방성 유전체의 경우에도 해석이 가능하다.
- 계산정도 : 수치계산시 시간이 오래 걸리며 프로그래밍하기가 곤란하다.



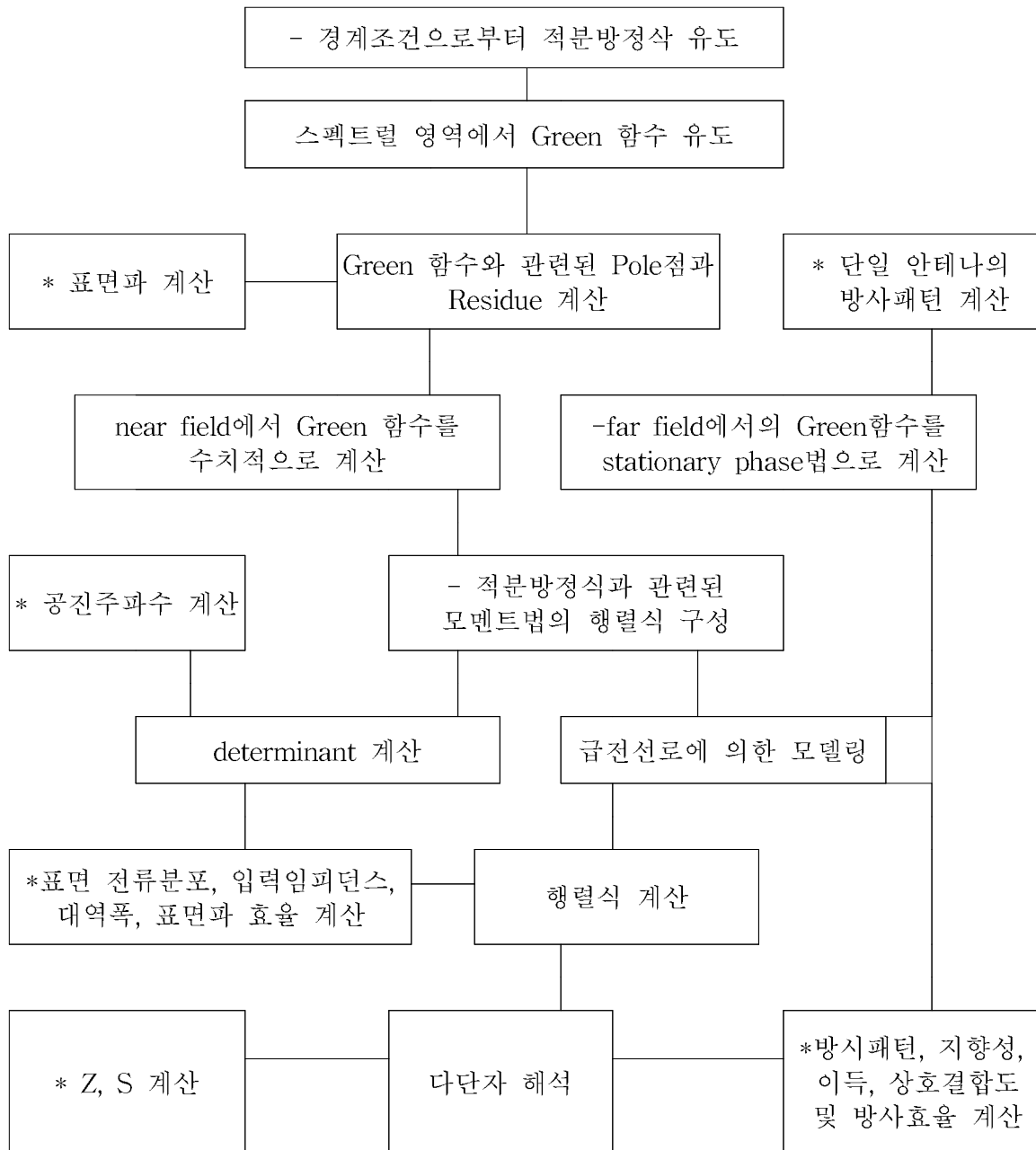


그림 4-1 모멘트법에 의한 마이크로스트립 안테나의 해석 단계  
( 해석 단계 (-), 해석 결과(\*))

## 제 4-2 절 Full wave 방법

### 1. 유전체 기판에서의 Green 함수

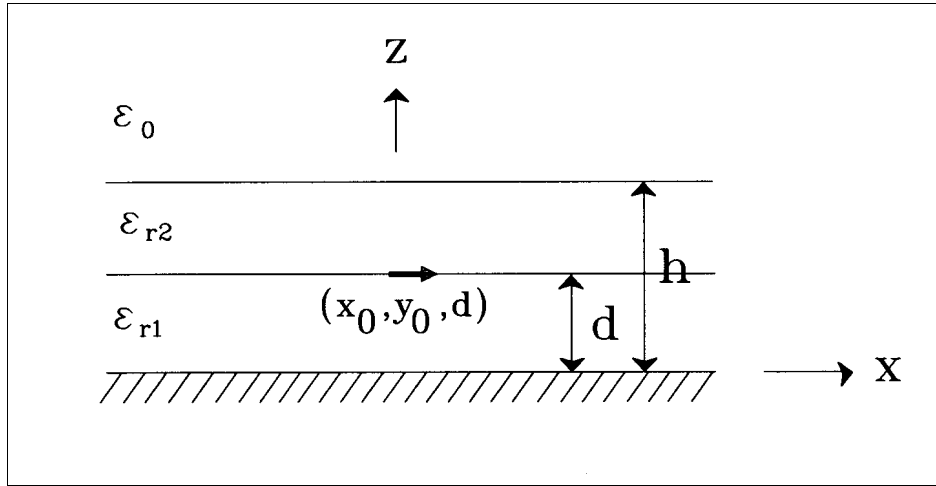


그림 4-2 유전체 기판에서의 x축방향의 미소전기쌍극자

그림 4-2와 같이 유전체 두께  $d$ , 상대 유전율이  $\epsilon_r$ 인 유전체 기판 위에  $x$ 축 방향으로 단위 크기의 미소 전기쌍극자(Electric Dipole)가  $(x_0, y_0, d)$ 인 지점에 놓여 있고 그 위에 두께  $h-d$ , 상대 유전율이  $\epsilon_{r2}$ 인 유전체 덮개 층이 놓여 있는 구조를 가정하면, 이 단위 크기의 미소 전기쌍극자로부터 전자계를 유도할 수 있다.

Maxwell 방정식으로부터 Helmholtz 파동방정식을 구하면

$$\nabla^2 E + k^2 E = 0 \quad (4-1-a)$$

$$\nabla^2 H + k^2 H = 0 \quad (4-1-b)$$

이다. 여기서  $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon$ 이며  $\epsilon$ 값은  $0 < z < d$ 인 영역에서는  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_{r1}$ ,  $d < z < h$ 인 영역에서는  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_{r2}$ ,  $z > h$ 인 영역에서는  $\epsilon = \epsilon_0$ 가 된다. 식(4-1)의 해가 각각

좌표계에서 평면파(plane wave)형태로 나타내어지므로  $z$ 축 방향의 전파상수는 다음과 같이 주어진다.

$$k_1^2 = k_z^2 = \varepsilon_{r1} k_o^2 - \beta^2 \quad \text{for } 0 < z < d \quad (4-2-a)$$

$$k_2^2 = k_z^2 = \varepsilon_{r2} k_o^2 - \beta^2 \quad \text{for } d < z < h \quad (4-2-b)$$

$$k_3^2 = k_z^2 = \varepsilon_{r3} k_o^2 - \beta^2 \quad \text{for } z > h \quad (4-2-c)$$

$k_o$ 는 자유공간의 파수(wave number)이며,  $\beta^2 = k_x^2 + k_y^2$  이다. 식 (4-2)의 제곱근 함수  $k_1, k_2, k_3$ 는  $\text{Im}(k_1) < 0, \text{Im}(k_2) < 0$  및  $\text{Im}(k_3) < 0$  이 되도록 branch cut을 선택하여야 한다.

이제 spectral 영역에서 Green함수를 유도하기 위하여 다음과 같이 Fourier변환쌍을 정의한다.

$$E(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E(k_x, k_y, z) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y \quad (4-3-a)$$

$$\widetilde{E}(k_x, k_y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E(x, y, z) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \quad (4-3-b)$$

스펙트럴 영역(spectral region)에서  $\widetilde{E}_z$ 와  $\widetilde{H}_z$ 의 일반해는

$$\widetilde{E}_z = A e^{-jk_3 z} \quad \text{for } z > h \quad (4-4-a)$$

$$\widetilde{H}_z = B e^{-jk_3 z} \quad \text{for } z > h \quad (4-4-b)$$

$$\widetilde{E}_z = C \cos(k_2 z) + D \sin(k_2 z) \quad \text{for } d < z < h \quad (4-4-c)$$

$$\widetilde{H}_z = E \cos(k_2 z) + F \sin(k_2 z) \quad \text{for } d < z < h \quad (4-4-d)$$

$$\widetilde{E}_z = G \cos(k_2 z) + H \sin(k_2 z) \quad \text{for } 0 < z < d \quad (4-4-e)$$

$$\widetilde{H}_z = I \cos(k_2 z) + J \sin(k_2 z) \quad \text{for } 0 < z < d \quad (4-4-f)$$

로 주어진다. 이 때  $z > h$ 인 영역에서는  $+z$ 방향의 진행파만을 가정한

다. Maxwell 방정식으로부터 접선방향의 전계와 자계성분을  $\vec{E}_z$ 와  $\vec{H}_z$ 로 나타낸 후 여기에  $z = d$ ,  $z = h$ 에서의 경계조건을 대입하여 미지의 계수를 구하면 다음과 같이 전계와 자계를 구할 수 있다.

$$\vec{E}_z = \frac{Z_o k_3 k_x}{k_o T_m} \cos(k_1 z) e^{-jk_x x_o} e^{-jk_y y_o} \quad (4-5)$$

$$\vec{H}_z = \frac{-jk_y}{T_e} \sin(k_1 z) e^{-jk_x x_o} e^{-jk_y y_o} \quad (4-6)$$

여기에서,

$$T_m = \varepsilon_r k_3 \cos(k_1 d) + jk_1 \sin(k_1 d) \cdot \frac{k_2 k_3 \cos[k_2(k-d)] + j\varepsilon_{r2} k_3^2 \sin[k_2(k-d)]}{k_2 k_3 \cos[k_2(k-d)] + jk_2^2 \sin[k_2(k-d)]/\varepsilon_{r2}} \quad (4-7)$$

$$T_e = k_1 \cos(k_1 d) + jk_3 \sin(k_1 d) \cdot \frac{k_2 k_3 \cos[k_2(k-d)] + jk_2^2 \sin[k_2(k-d)]}{k_2 k_3 \cos[k_2(k-d)] + jk_3^2 \sin[k_2(k-d)]} \quad (4-8)$$

이며  $Z_o = \sqrt{\mu_o/\varepsilon_o}$ 이다. 식(4-7)과 식(4-8)의  $T_m$ ,  $T_e$ 의 zero는 유전체 기판에서의 transverse magnetic(TM)과 transeverse electric(TE) 표면파의 극점(pole)에 해당한다.

식(4-5)와 식(4-6)으로부터  $z=d$ 에서의 접선방향의 전계를 구하고 식(4-3a)의 역변환을 취하면,

$$E_x(x, y, d) = \int_{-\infty}^{\infty} Q_x(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x_o)} e^{jk_y(y-y_o)} dk_x dk_y \quad (4-9-a)$$

$$E_y(x, y, d) = \int_{-\infty}^{\infty} Q_y(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x_o)} e^{jk_y(y-y_o)} dk_x dk_y \quad (4-9-b)$$

이고, 여기에서

$$Q_x = \frac{-jZ_o}{4\pi^2 k_o} \cdot \left[ \frac{k_x^2 k_1 k_3}{\beta^2 T_m} + \frac{k_o^2 k_y^2}{\beta^2 T_e} \right] \sin(k_1 d) \quad (4-10-a)$$

$$Q_y = \frac{-jZ_o}{4\pi^2 k_o} \cdot \left[ \frac{k_x k_y k_1 k_3}{\beta^2 T_m} - \frac{k_o^2 k_x k_y}{\beta^2 T_e} \right] \sin(k_1 d) \quad (4-10-b)$$

이다.

안테나의 방사패턴(Radiation Pattern), 지향성(Directivity) 및 이득(Gain)을 계산하기 위해서는 식(4-9)의 무한대의 적분구간을 갖는 Fourier변환 적분을 stationary phase법으로 계산하여야 한다. 먼저 x축 방향의 단위 전류에 의한 전계를 고려하고 y축 방향의 단위전류에 의한 전계는 좌표변환으로부터 얻어질 수 있다.

stationary phase법의 원리는 관찰점과 전류함수간의 거리가 큰 원거리(far fields)에서는 식(4-9)의 지수항이 stationary phase점을 제외하고는 적분 경로를 따라 빠르게 진동하므로 전체 이중 적분을 stationary phase점에서의 적분값으로 대체할 수 있다는 것이다.

stationary phase점은 식(4-9)의 지수항을 두 번 미분함으로써 구할 수 있다. 이 점에서 식(4-9)의 이중적분을 계산하고 구좌표계로 변환하면 다음과 같은 식으로 전계를 표현할 수 있다.

$$E_r(r, \theta, \phi) \simeq O[r^{-2}] \quad (4-11-a)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \simeq \frac{-Z_o}{2\pi r} e^{-jkr} e^{-jk_x x_o} e^{-jk_3 d} P_\theta \cos \theta \sin \phi \quad (4-11-b)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \simeq \frac{-Z_o}{2\pi r} e^{-jkr} e^{-jk_x x_o} e^{-jk_3 d} P_\phi \cos \theta \sin \phi \quad (4-11-c)$$

여기에서,

$$P_\theta = \frac{-k_o k_1 \sin k_1 d}{T_m} \quad (4-12-a)$$

$$P_\phi = \frac{-k_o^2 \sin k_1 d}{T_e} \quad (4-12-b)$$

윗 식에서  $k_x$ 와  $k_y$ 는 stationary phase 점으로 다음과 같이 주어진다.

$$k_x = k_o \sin \theta \cos \phi \quad (4-13-a)$$

$$k_y = k_o \sin \theta \sin \phi \quad (4-13-b)$$

식(4-11)에서  $x_o$ 와  $y_o$ 의 지수항을 마이크로스트립 안테나 표면의 전류함수에 대한 Fourier변환값으로 대체하면 마이크로스트립 안테나에 대한 방사패턴, 지향성 및 이득을 계산할 수 있다.

## 2. 모멘트법

위에서 유도한 Green함수를 이용하면 그림 4-3과 같은 마이크로스트립 안테나를 모멘트법으로 해석할 수 있다.

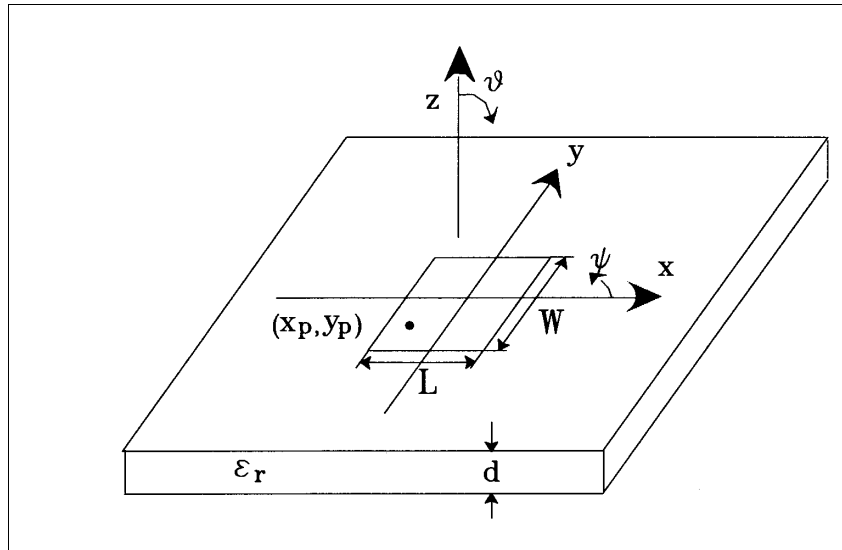


그림 4-3 동축선로로 급전된 사각형 마이크로스트립 안테나의 구조

모멘트법의 첫번째 단계는 마이크로스트립 안테나 표면의 미지의 전류밀도  $J(x,y)$ 를 N개의 기저함수로 확장하는 것이다.

$$J(x, y) = \sum_{n=1}^N I_n J_n(x, y) \quad (4-14)$$

여기서  $J_n$ 는  $x$ 방향과  $y$ 방향에서의 전류를 표현하는  $n$ 번째 기저함수이며  $I_n$ 은  $n$ 번째 기저함수에 해당하는 미지의 계수이다. 기저함수  $J_n$ 의 모양과 갯수  $N$ 은 가정된 도체 표면에서의 전류분포  $J$ 를 정확히 묘사할 수 있도록 주의깊게 선택되어야 한다.

그림 4-4는 마이크로스트립 안테나 표면을 소구간으로 나눈 후  $x$ 축과  $y$ 축 방향으로 기저함수를 설정한 예를 보여준다.

가중값함수를 기저함수와 같게 놓으면 미분방정식을 다음과 같이 미지의 계수  $I_n$ 에 대한 선형대수 방정식으로 변환시킬 수 있다. 이러한 방법을 Galerkin 법이라고 한다.

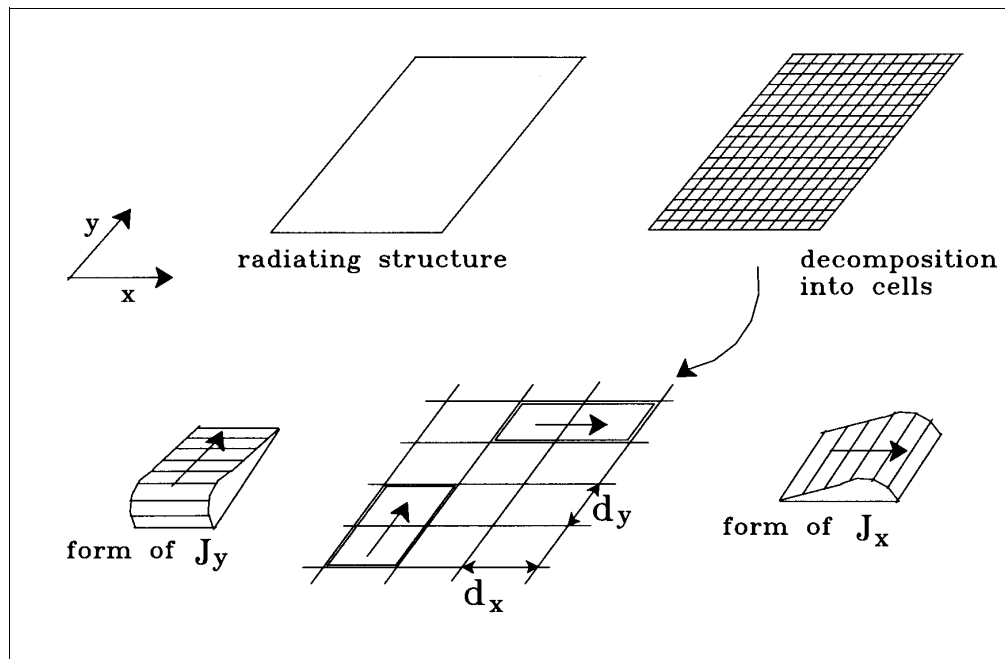


그림 4-4 모멘트법에 의한 도체 표면의 전류함수 모델링

$$V_m + \sum_{n=1}^N I_n Z_{mn} = 0 \quad m=1,2,3,\dots,N \quad (4-15)$$

$Z_{mn}$ 과  $V_m$ 의 일반식인 표현식은 다음과 같다.

$$Z_{mn} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_m(k_x, k_y, d) J_n^*(k_x, k_y) dk_x dk_y \quad (4-16)$$

$$V_m = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_m(k_x, k_y, d) J_i^*(k_x, k_y) dk_x dk_y \quad (4-17)$$

여기서,  $E_m(k_x, k_y, d)$ 는 도체표면에서의  $m$ 번째 기저함수  $J_m$ 에 의해 계산되는 전계이고  $J_n^*(k_x, k_y)$ 와  $J_i^*(k_x, k_y)$ 는 각기 기저함수  $J_n$ 과 인가전류함수  $J_i$ 의 Fourier 변환값의 공액복소수가 된다.

식(4-15)를 계산하여 가정한 전류함수의 계수  $I_n$ 을 구할 수 있다면 표면전류  $J(x,y)$ 를 구할 수 있으며 따라서 마이크로스트립 안테나의 특성을 구할 수 있다.

식(4-16)의  $Z_{mn}$ 을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{array}{c} \begin{array}{c} N_x \text{개의} \\ \text{가중값} \\ \text{함수} \end{array} \left[ \begin{array}{cc} \begin{array}{c} N_x \text{개의 기저함수} \\ \begin{array}{ccc} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1, N_x} \end{array} \\ \vdots \\ \begin{array}{ccc} Z_{N_x, 1} & Z_{N_x, 2} & \cdots & Z_{N_x, N_x} \end{array} \end{array} \end{array} \right] \begin{array}{c} \begin{array}{c} N_y \text{개의 기저함수} \\ \begin{array}{ccc} Z_{1, N_x+1} & \cdots & Z_{1, N_x+N_y} \end{array} \\ \vdots \\ \begin{array}{ccc} Z_{N_x, N_x+1} & \cdots & Z_{N_x, N_x+N_y} \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{c} N_y \text{개의} \\ \text{가중값} \\ \text{함수} \end{array} \left[ \begin{array}{cc} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} Z_{N_x+1, 1} & \cdots & Z_{N_x+1, N_x} \end{array} \\ \vdots \\ \begin{array}{ccc} Z_{N_x+N_y, 1} & \cdots & Z_{N_x+N_y, N_x} \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} Z_{N_x+1, N_x+1} & \cdots & Z_{N_x+1, N_x+N_y} \end{array} \\ \vdots \\ \begin{array}{ccc} Z_{N_x+N_y, N_x+1} & \cdots & Z_{N_x+N_y, N_x+N_y} \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} \begin{array}{c} \text{xx} \\ \vdots \end{array} \end{array} \\ \begin{array}{ccc} \begin{array}{c} \text{yx} \\ \vdots \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} \begin{array}{c} \text{xy} \\ \vdots \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \end{array} \quad (4-18)$$

여기서  $N_x$  와  $N_y$ 는 각각  $x$ 축과  $y$ 축 방향의 기저함수의 갯수이다. 식(4-18)로부터 식 (4-15)를 행렬식으로 다시 쓰면 다음과 같다.



$$\begin{bmatrix} Z^{xx} & Z^{xy} \\ Z^{yx} & Z^{yy} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

$[Z^{tb}]$ 는 기저함수의 방향이 b축이고 가중값함수의 방향이 t축일 때의  $Z_{mn}$  행렬의 부행렬이다.  $[I_b]$ 는 b축의 기저함수에 해당하는 미지의 계수를 나타내는 행벡터이며  $[V^b]$ 는 b축의 기저함수와 인가전류함수로부터 계산되어지는  $V_m$ 의 행벡터이다.  $Z^{xx}$ 는 기저함수와 가중값함수 모두가 x축 방향일 때를 나타내며  $Z^{xy}$ 는 기저함수가 y축 방향이고 가중값함수가 x축 방향일 때를 나타낸다. 이것을 제 2-1 절의 유전체 기관에서의 Green함수에 대한 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$Z_{mn}^{xx} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q_x(k_x, k_y) F_x(J_m) F_y(J_m) F_x^*(J_n) F_y^*(J_n) dk_x dk_y \quad (4-20)$$

$$Z_{mn}^{xy} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q_y(k_x, k_y) F_x(J_m) F_y(J_m) F_x^*(J_n) F_y^*(J_n) dk_x dk_y \quad (4-21)$$

여기서  $Q_x(k_x, k_y)$ ,  $Q_y(k_x, k_y)$ 는 식 (2-10)에 의해 주어지며  $F_x$ ,  $F_y$ 는 전류함수의 Fourier 변환식으로 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} F_x &= \int_{x_n} J_n^x(x) e^{jk_x x} dx \\ F_y &= \int_{x_n} J_n^y(x) e^{jk_x x} dy \end{aligned} \quad (4-22)$$

인가전류는 다음과 같이 표현된다.

$$J_i = \delta(x_o - x_p) \delta(y_o - y_p) a_z \quad (4-23)$$

여기서  $(x_p, y_p)$ 는 급전점을 나타낸다. 따라서  $V_m$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$V_{mn} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q_v(k_x, k_y) F_x(J_m) F_y(J_m) e^{jk_x x_p + jk_y y_p} dk_x dk_y \quad (4-24)$$

여기서,

$$Q_v = \frac{-jZ_o}{4\pi^2 k_o} \cdot \left[ \frac{k_x k_3}{k_1 T_m} a_x - \frac{jk_y k_3}{k_1 T_m} a_y \right] \sin(k_1 d) \quad (4-25)$$

이다. 일단 행렬 Z와 행렬 V가 계산되어지면 전류함수의 계수는 기존의 Gauss 소거법이나 기타 다른 방법에 의한 행렬 역변환을 통해 계산되어진다. 그러면 입력 임피던스는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{in} = \int_{z=0}^d E_z dz = -[I]^t [V] \quad (4-26)$$

여기서  $E_z$ 는 패치의 전류에 의해서 유도되는 z-방향의 전계를 나타낸다. 마이크로스트립 선로로 급전하는 경우는 급전선로와 패치가 만나는 점에서 a<sub>z</sub>방향의 등가전류원을 가정하여 V<sub>m</sub>을 계산하면 된다.

일반적으로 x축방향의 기저함수의 경우 다음과 같이 두 종류의 함수로 나눌 수 있다.

○ piecewise-sinusoidal(PWS) 함수

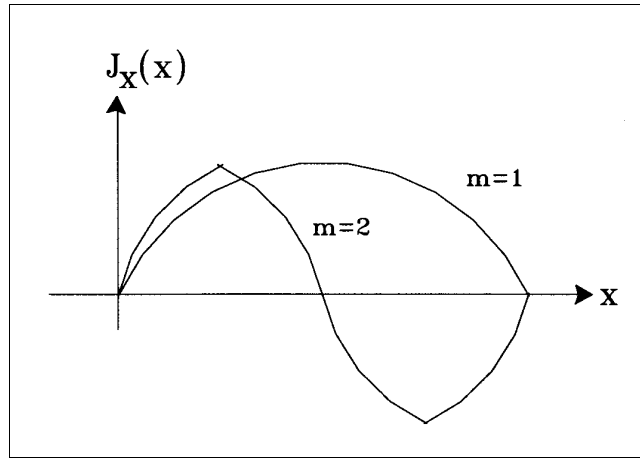
$$J(k_x, k_y) = \begin{cases} \frac{\sin k_e(d_x - |x|)}{d_y \sin k_e d_x} & , |x| < d_x, |y| < d_y \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (4-27)$$

여기서, k<sub>e</sub> 는 유전체 기판에서의 실효파수이다.

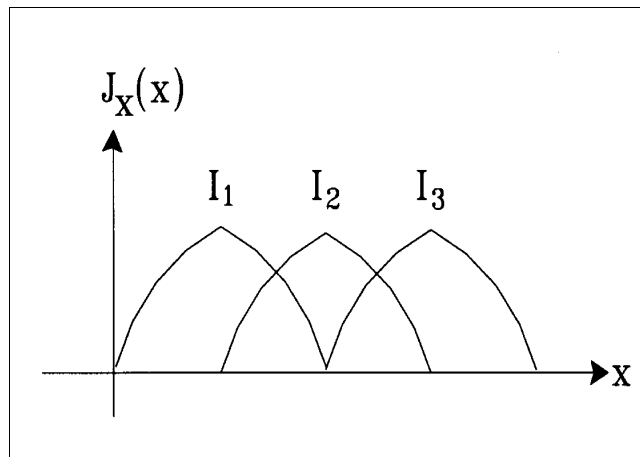
○ Entire domain Basis(EB) 함수

$$J(k_x, k_y) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sin m \frac{\pi}{L} (x + \frac{L}{2}) & , |x| < d_x, |y| < d_y \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (4-28)$$

m : EB함수의 차수 (m = 1, 2, ...)



(a) 두 개의 EB 함수로 표현



(b) 3 개의 PWS 함수로 표현

그림 4-5 x-축방향의 전류확장함수

식(4-16)과 식(4-17)로 표현되는 행렬을 계산하기 위해서는 분기점(branch point)과 표면파 극점(surface wave pole)을 포함하는 Sommerfeld 적분 형태의 이중적분을 계산하여야 한다.

먼저 행렬원 각각에서의 무한대의 적분구간을 갖는 이중적분은 극좌표로 변

환된 후에 적분되며, 또한 적분의 대칭성에 의해  $[0, 2\pi]$ 의 적분구간을  $[0, \pi/2]$ 로 줄일 수 있으므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_{mm}^{xx} = -4 \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} Q_x \text{Re}[F_x(J_m)F_x^*(J_n)] \text{Re}[F_y(J_m)F_y^*(J_n)] \beta d\beta d\alpha \quad (4-29)$$

$$Z_{mm}^{xy} = 4 \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} Q_y \text{Im}[F_x(J_m)F_x^*(J_n)] \text{Re}[F_y(J_m)F_y^*(J_n)] \beta d\beta d\alpha \quad (4-30)$$

$$V_m = 4j \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} Q_v \text{Im}[F_x(J_m)e^{jk_x x_p}] \text{Re}[F_y(J_m)e^{jk_y y_p}] \beta d\beta d\alpha \quad (4-31)$$

$$k_x = \beta \cos \alpha, \quad k_y = \beta \sin \alpha \quad (4-32)$$

그림4-6에 나타나 있는 것처럼 적분변수를 극좌표로 변환하였기 때문에  $T_e$ 와  $T_m$ 은  $\beta$ 만의 함수가 되며 따라서 적분구간을 효율적으로 나눌 수 있다, 여기서  $\beta$ 에 대한 무한구간 적분은 느리게 수렴하므로 적분구간한계를 임의로 설정하여야만 한다. 계산하여야 할 적분을 I라고 하면 적분 I는  $\beta$ 의 값에 따라 다음과 같이 나누어질 수 있다.

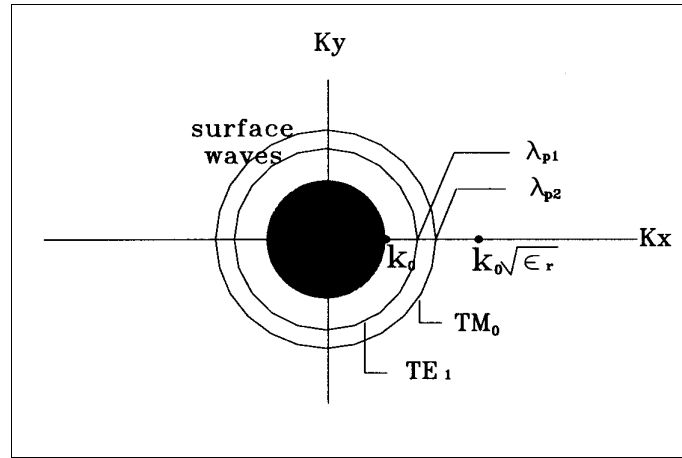
$$I = \int_0^{\pi/2} \int_0^{k_o} ( \quad ) d\beta d\alpha \quad (4-33-a)$$

$$+ \int_0^{\pi/2} \int_0^{\sqrt{\epsilon_r} k_o} ( \quad ) d\beta d\alpha \quad (4-33-b)$$

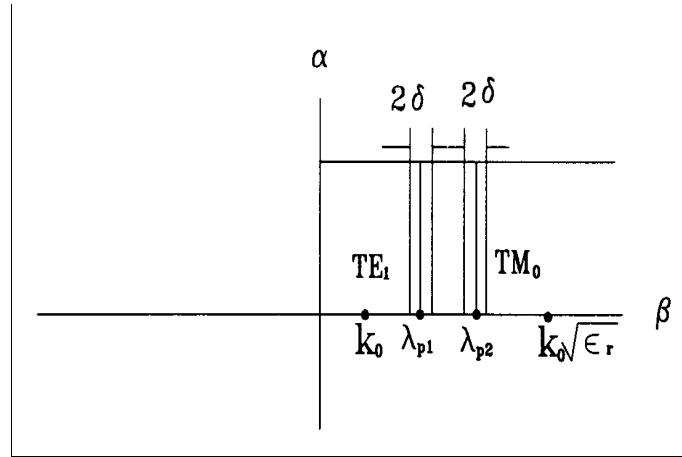
$$+ \int_0^{\pi/2} \int_{\sqrt{\epsilon_r} k_o}^{\infty} ( \quad ) d\beta d\alpha \quad (4-33-c)$$

(4-33-a)의 적분은 방사저항과 입력 임피던스의 허수성분의 계산에 이용되며 고전적인 적분방법으로 적분이 가능하다.

(4-33-b)의 적분은 이 구간에서  $T_m$ 과  $T_e$ 의 값이 영이 되는 표면과 극점이 존재하기 때문에 이 극점을 피해서 적분을 수행하여야 한다.



(a) spectral 영역에서의 적분구간



(b) spectral 영역에서의 극좌표 변환

그림 4-6 spectral 영역에서의 적분구간과 극좌표 변환

이 극점은 각기 마이크로스트립 안테나에서 여기되는 TM(Transverse Magnetic)과 TE(Transverse Electric) 표면파의 모드에 해당하며 여기되는 모드의 수는 유전체의 두께  $d$ 와 비유전율  $\epsilon_r$  및 공진주파수에 의하여 결정된다. 또한  $TM_0$  표면파는 차단주파수가 영이므로 유전체 기관에서는 적어도 하나의 표면파가 존재하게 된다.

차단주파수가 없는 TM<sub>0</sub>모드만이 존재하며 그 극점의 값이  $\beta_0$ 라면 식 (4-33-b)의 적분구간은 다음과 같이 세분되어진다.

$$\int_0^{\pi/2} \left\{ \int_{k_0}^{\beta_0 - \delta} ( ) d\beta + \int_{\beta_0 - \delta}^{\beta_0 + \delta} ( ) d\beta + \int_{\beta_0 + \delta}^{\sqrt{\epsilon_r} k_0} ( ) d\beta \right\} d\alpha \quad (4-34)$$

식 (4-34)의 가운데 적분은 피적분함수가 극점을 가지므로 수치적으로 적분이 불가능하므로 해석적으로 적분을 수행하여야 하므로  $\beta_0$ 에서의 Taylor급수를 전개하여 처음 두 항만을 취하게 되면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\int_{\beta_0 - \delta}^{\beta_0 + \delta} ( ) d\beta = \frac{-\pi f(\beta_0)}{T_m(\beta_0)} \quad (4-35)$$

여기서  $f(\beta_0)$ 는 피적분함수에서  $T_m(\beta)$ 를 뺀 나머지 함수를 나타내며  $\beta_0$ 는 Newton-Raphson법에 의하여 복소 근을 구하며  $\delta$ 는  $0.001k_0$ 정도의 값을 선택하면 된다. 나머지 적분은 특이점을 갖지 않으므로 쉽게 계산되어질 수 있다. 다른 고차 표면파 모드가 존재할 경우도 마찬가지로 적분할 수 있다.

(4-35)의 적분은 전류함수간의 거리가 멀어짐에 따라 지수항의 진동에 의하여 올바른 적분값을 얻기 위한 적분의 샘플 수와 적분한계가 달라지므로 이를 고려하여 적분을 수행하여야 한다. 적분한계를 결정할 때는 패치 표면에서의 전류함수가 Fourier영역에서는 한정된 대역폭을 가지므로 이 전류함수의 값이 작아져 적분의 값에 영향을 미치지 않는 범위까지 적분을 수행하면 된다. 보통 적분한계는 사용되는 전류확장함수에 따라  $50k_0$ 에서  $200k_0$ 까지의 범위에서 유동적으로 선택된다.

### 제 4-3 절 Cavity 모델 방법

마이크로스트립 안테나에 대한 개념은 1950년초에 Greig와 Englemann 그리고 Deschamp에 의해 처음 소개되었다. 이 당시에는 이미 얇은 스트립 선로로 만들어진 회로에서의 원하지 않는 방사에 대한 연구가 진행되어 도체 스트립의 기관 두께를 줄임으로써 원하지 않는 방사를 줄일 수 있음을 밝힘으로써 새로운 개념의 마이크로스트립 선로를 연구하고 있는 상황이었다. 이후, 저자세 안테나의 필요성으로 1970년대에는 마이크로스트립 안테나에 대한 연구 및 기술이 크게 발전되기 시작하였다. 1980년대는 마이크로스트립 안테나에 적절한 기관이 본격적으로 생산되기 시작되었으며, 마이크로스트립 안테나에 대한 중요한 파라미터를 계산할 수 있는 해석 방법을 본격적으로 연구하기 시작한 때이다. 또한 안테나 급전선 및 배열시 안테나와 급전선을 일체로 인식하여 연구되기 시작하였다.

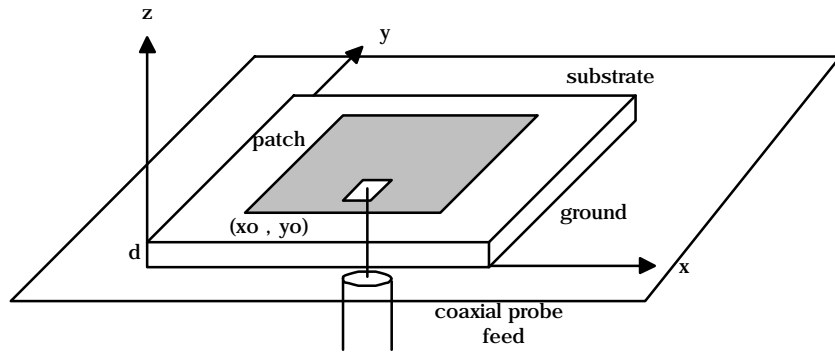
앞으로 마이크로스트립 안테나의 발전방향은 크게 두가지 나누어 생각할 수 있다. 첫 번째 실제 제작에 응용할 수 있어 안테나 제작의 생산성을 향상시킬 수 있는 정확한 CAD기법을 개발하는 것이고, 둘째로 미래의 새로운 시스템 요구에 알맞는 획기적인 안테나 개발(안테나 구조 및 안테나 사용 매질등을 포함)이다.

따라서, 본 연구에서는 다른 해석방법에 비해 계산시간이 매우 적게 걸리지만 비교적 정확한 해석방법인 cavity모델을 이용한 이동주파수 대역의 마이크로스트립 안테나의 특성을 해석하고, 마이크로스트립 안테나의 급전 방식 및 급전점에 따른 특성 변화를 연구하고자 한다.

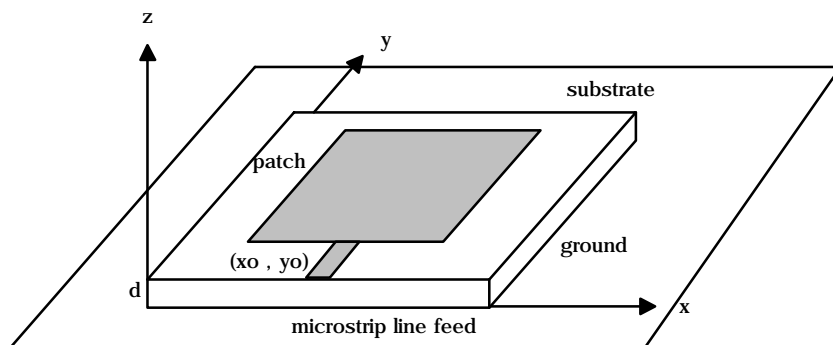
그림4-7은 정방형 마이크로스트립 복사소자의 구조와 적용된 좌표계를 나타낸 것으로서 동축선로에 의한 급전방식(그림 4-7-a)과 마이크로스트립선로에 의한 급전방식 (그림 4-7-b)의 예이다.

일반적인 마이크로스트립 안테나는 그림4-7과 같이 공진 주파수의 파장보다 훨씬 작은 두께  $h$  ( $h \ll \lambda_g$ )의 유전체판에 대하여 한 쪽은 무한 도체 접지판을 접촉시키고 다른 쪽에는 복사소자를 이루는 얇은 도체판(patch 혹은 복사도체

판)을 접착시킨 구조로 되어있다. 여기서  $\lambda_g$ 는 유전체 내부에서의 전자파의 파장의 길이이다.



(a)



(b)

(a) coaxial probe feed (b) microstrip line feed

그림 4-7 급전구조에 따른 마이크로스트립 안테나 구조



cavity 모델에 따라 공진기(cavity) 내부의 전자계를 구하기 위하여는 안테나의 모든 가장자리는 완전자기도체(perfect magnetic conductor wall)로 되어 있다고 가정하며, 복사소자인 안테나로부터의 전자파복사는 경계면에서의 magnetic current에 의한 것으로 해석한다. 또한, 위에서 언급한 마이크로스트립 안테나 구조로부터 다음과 같은 세가지 가정을 할 수 있다

첫째는, 유전체가 충분히 얇다면 ( $h \ll \lambda_g$ ) 전계는 양 도체판에 수직인 성분 ( $E_z$ ) 뿐이며, 자계는 접선 성분( $H_x$ ,  $H_y$ ) 만을 가진다. 둘째는, 공진기 내부에서 전계 및 자계의  $z$ -방향 변화는 없다. 셋째는, 복사도체판의 가장자리에서 전기전류(electric wall)는 접선성분 뿐이다. 즉, 경계면에서의 자계의 접선 성분은 무시 될 수 있다. 이 가정들은 해석을 좀 더 쉽게 하기 위한 가정이나 안테나의 물리적인 관점을 기초로 하고 있다.

위와 같은 사실로부터 복사 도체판과 접지 도체판 사이의 유전체 영역은 모든 경계면을 따라 magnetic wall이 있고 유전체판의 양쪽에 electric wall 이 있는 공진기로 볼 수 있으며, 실제의 전자파 복사는 이러한 cavity model 의 경계면을 fringing field가 존재하는 영역으로 확장하므로써 계산할 수 있다.

유전체 공진기 내의 전계  $\vec{E}$  및 자계  $\vec{H}$  는 Helmholtz 방정식과 Maxwell 방정식을 만족시키므로 다음과 같이 주어진다.

$$(\nabla_t^2 + k^2) E_z = 0 \quad (4-36-a)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu} \hat{z} \times \nabla_t E_z \quad (4-36-b)$$

위 식에서  $\nabla_t$ 는  $z$ -방향에 대하여 횡방향 성분의 del 연산자이며,  $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ 는 유전체 내의 파수 (wavenumber)이며, 공진각주파수  $\omega$ , 투자율  $\mu$ , 유전율  $\epsilon$ 에 의해 정의된다.

위와같은 전자계를 구하기 위해 다음과 같은 식을 만족하는 2차원 그린함수 (Green function)를 도입한다.

$$\nabla^2 G_z + k^2 G_z = \delta(x-x')\delta(y-y') \quad (4-37)$$

식(4-37)의 그린함수는 아래의 방정식을 만족하는 모드함수의 합으로 구할 수 있다.

$$\nabla^2 \Psi_{mn} + k_{mn}^2 \Psi_{mn} = 0 \quad (4-38-a)$$

$$\frac{\partial \Psi_{mn}}{\partial n} = 0, \quad (x=0, a, \quad y=0, b) \quad (4-38-b)$$

식(4-38)에서  $n$ 은 자계벽에 대한 법선벡터이며,  $\Psi_{mn}$  및  $k_{mn}$ 은 각각 식 (4-36)의 eigenfunction 및 eigenvalue이다. 모드함수를 구하기 위하여 식(4-38)의 경계조건을 이용하면 정규화된 모드함수는 다음과 같다.

$$\Psi_{mn}(x, y) = \frac{A_{mn}}{\sqrt{ab}} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (4-39)$$

여기서,

$$A_{mn} = 1, \quad m=0 \text{ 이고 } n=0$$

$$A_{mn} = \sqrt{2}, \quad m=0 \text{ 또는 } n=0$$

$$A_{mn} = 2, \quad m \text{과 } n \text{이 } 0 \text{이 아닌 경우,}$$

$$k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$

그러므로 2차원 그린함수는 식(5)와 같이 모드함수의 합으로 나타낼 수 있다.  
즉,

$$G_z(x, y; x', y') = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Psi_{mn}(x', y')}{k^2 - k_{mn}^2} \Psi_{mn}(x, y) \quad (4-40)$$

여기서,  $k = k_0 \sqrt{1 - j\delta_{eff}}$  이다.

공진기내의 전계는 식(4-40)의  $G_z$ 와  $z$ 방향의 등가표면전류  $J_z$ 의 적분형태로 아래와 같이 표현된다.

$$E_z = -j\omega\mu \iint G_z(x, y; x', y') J_z(x', y') dx' dy' \quad (4-41)$$

식(4-41)을 이용하여 공진기내의 전계를 구하기 위하여 그림4-7과 같이 패치 안테나를 마이크로스트립 선로로 급전할 때 급전전류  $J$ 을 등가표면전류  $J_z$ 로 모델링할 수 있다. 즉, 그림에 보여진 것처럼 패치가 자계벽으로 둘러 싸여 있으므로 급전점에서의 등가 표면전류  $J_z$ 는  $J_z = \hat{z} \cdot (\hat{n} \times H_t)$  과 같이 표현된다.

패치 안테나를 급전하는 마이크로스트립 선로에 평면도파관 모델을 적용하면  $J = \hat{z} \times H_t$  이다. 그러므로  $|J_z| = |J|$  이고,  $J_z$  는 아래 수식과 같이 표현할 수 있게 된다.

$$J_z = \begin{cases} 1, & x_1 < x < x_2, y' = 0 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (4-42)$$

식(4-42)에 보여진 급전전류 모델을 식(4-41)에 대입하면 공진기내의 전계는 식(4-43)과 같다.

$$\begin{aligned} E_z &= -j\omega\mu \iint G_z(x, y; x', y') J_z(x', y') dx' dy' \\ &= -j\omega\mu \sum_0^{\infty} \sum_0^{\infty} \frac{\Psi_{mn}(x, y)}{k^2 - k_{mn}^2} \iint J_z \Psi_{mn}(x', y') dx' dy' \\ &= -j\omega\mu \sum_0^{\infty} \sum_0^{\infty} \frac{\Psi_{mn}(x, y)}{k^2 - k_{mn}^2} E_{mn}(x, y) \end{aligned} \quad (4-43)$$

$$\text{여기서, } E_{mn} = \frac{-j\omega\mu}{k^2 - k_{mn}^2} \Psi_{mn}\left(\frac{x_1 + x_2}{2}, 0\right) \frac{\sin\left[\frac{m\pi}{2a}(x_2 - x_1)\right]}{\frac{m\pi}{2a}}$$

## 1. 패치 안테나의 입력임피던스

공진기의 입력임피던스는 급전점에서의 전압 대 전류비로 표현된다. 그러므로 패치 안테나를 공진기모델을 이용하여 해석한 경우, 패치안테나의 입력임피던스는 패치 안테나의 복사손실, 공진기내의 유전체 손실, 그리고 패치 안테나의 표면전류에 의한 도체손실을 고려함으로써 패치 안테나를 공진기로 볼 수 있다. 그러므로 패치 안테나의 입력임피던스를 급전점에서의 전압 대 전류비로 표현할 수 있게 된다. 복사손실, 유전체손실, 그리고 도체손실을 고려해 주기 위하여 유효손신탄젠트(effective loss tangent:  $\delta_{eff}$ )를 구하면 된다. 즉,  $\delta_{eff}$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\delta_{eff} = \frac{P_r + P_d + P_c}{\omega(W_e + W_m)} \quad (4-44)$$

식(4-44)에서  $P_r$ 은 패치 안테나의 복사손실 전력을  $P_d$  는 유전체손실전력,  $P_c$  는 도체손실전력  $W_e$  는 공진기내에 저장된 전기에너지,  $W_m$  는 공진기내에 저장된 자기에너지이다. 공진기내의 전계  $E_z$  와 등가영상전류법을 이용해 원거리 전자장을 구함으로써 패치 안테나의 복사손실전력을 구하고, 공진기내의 전계  $E_z$  를 이용하여 유전체손실전력을, 공진기내의 자계를 이용하여 도체손실전력을 구하면 된다. 전기에너지는 공진기내의 전계를 체적적분함으로써 구하고, 자기에너지는 공진할 때 전기에너지와 같게 된다.

$\delta$ 를 위에서 구한  $\delta_{eff}$ 로 대치하면 복사손실과 유전체손실 그리고 도체손실이 모두 고려된 공진기내의 전계  $E_z$  가 구해지고, 이를 이용해 앞에서 언급한 것처럼 패치 안테나의 입력 임피던스는 급전점에서의 전압 대 전류비로 식(4-45)처럼 표현된다.

$$Z_{ant} = -\frac{\frac{h}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} E_z dx}{I} = -\frac{\frac{h}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} E_z dx}{J_z(x_2 - x_1)} \quad (4-45)$$

## 2. 복사전력 및 방사패턴

패치 안테나의 복사전력은 식(4-43)에서 구한 공진기내의 전계와 등가영상전류를 이용하여 구한다. 즉, 자계벽을 따라 Huygen의 원리를 적용하면 등가 자계영상전류  $M$ 은  $M = 2 \hat{n} \times \hat{z} E_z$  과 같이 표현된다. 공진기내의 전계는 이론적으로 무한대 모드의 합으로 표현된다. 그러나 패치 안테나가  $TM_{mn}$  모드에서 동작한다고 하면 공진기내의 전계는 식(4-43)의 모드계수  $E_{mn}$  이 패치 안테나의 공진 주파수 근처에서 다른 모드계수보다 아주 크기 때문에 공진모드의 무한합으로 표현되는 공진기내의 전계는 단일 모드로 근사화할 수 있다. 즉,  $E_z = E_{mn} \Psi_{mn}(x, y)$ 을 식(4-46)에 대입하여 모드에 대한 등가 자계영상전류를 구한 후, 이를 이용하여 원거리 전자계를 구하면 된다. 즉,

$$F = \frac{\epsilon_0}{4\pi} \iint_{slot} M(\mathbf{r}') \frac{e^{-jk_0|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} d\mathbf{s}' \quad (4-46)$$

식(4-46)에서 등가 자계영상전류는 안테나 가장자리의 자계벽을 따라 분포되어 있다. 그러므로 자계벽을 따라 식(4-46)을 적분하면  $F_\theta$  와  $F_\phi$  는 다음과 같다

$$\begin{aligned} F_\theta &= -\frac{\epsilon_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} F_{mn} F_z (F_x \cos \theta \cos \phi + F_y \cos \theta \sin \phi) \\ F_\phi &= -\frac{\epsilon_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} F_{mn} F_z (-F_x \sin \phi + F_y \cos \phi) \end{aligned} \quad (4-47)$$

여기서,

$$\begin{aligned} F_{mn} &= d E_{mn} A_{mn} \\ F_z &= e^{j \frac{k_0 d \cos \theta}{2}} \text{sn} \left( \frac{k_0 d \cos \theta}{2} \right) \\ F_x &= a [e^{jA_1} \text{sn}(A_1) + e^{jA_2} \text{sn}(A_2)] (1 - e^{-jk_0 b \sin \theta \sin \phi + n\pi}) \\ F_y &= b [e^{jB_1} \text{sn}(B_1) + e^{jB_2} \text{sn}(B_2)] (1 - e^{-jk_0 a \sin \theta \cos \phi + m\pi}) \end{aligned}$$

$$A_1 = \frac{1}{2} (m\pi + k_0 a \sin \theta \cos \phi)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} (m\pi - k_0 a \sin \theta \cos \phi)$$

$$B_1 = \frac{1}{2} (n\pi + k_0 b \sin \theta \sin \phi)$$

$$B_2 = \frac{1}{2} (n\pi - k_0 b \sin \theta \sin \phi)$$

그리고  $\text{sn}$ 은  $\text{sinc}$ 함수를 나타내며, 원거리 전계  $E_\theta$  와  $E_\phi$  는 식(4-48)과 같다.

$$E_\theta = -j\omega\eta_0 F_\phi, E_\phi = -j\omega\eta_0 F_\theta \quad (4-48)$$

여기에서,  $\eta_0$  는 자유공간임피던스이다. 그러므로 복사전력은 원거리 전계를 이용하여 식(4-49)를 이용하여 구한다.

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (4-49)$$

### 3. 유전체 손실과 도체손실전력

유전체기판이 손실물질이기 때문에 공진기내에서 유전체 손실이 존재하고 패치 안테나와 접지면을 구성하는 도체의 도전율이 무한대가 아닌 유한하기 때문에 도체표면에 흐르는 표면전류에 의한 도체손실이 생기게 된다.

유전체손실전력은 공진기내의 전계를 이용하여 식(4-50)에 대입하여 구하면 된다.

$$P_d = \frac{\omega\epsilon_0\epsilon_r\delta}{2} \int_0^d \int_0^b \int_0^a |E_z|^2 dx dy dz \quad (4-50)$$

도체손실전력은 공진기내의 자계로부터 도체표면에서의 경계조건을 적용하여 도체표면에 흐르는 등가표면전류를 구한 후 식(4-50)에 이용하여 구하면 된다.

공진기내의 자계는 Maxwell의 방정식으로부터 다음과 같이 표현된다.

$$H = \frac{-\hat{z} \times \nabla_t E_z}{j\omega\mu} \quad (4-51)$$

패치표면과 접지면의 등가 표면전류  $K_s$  는 패치표면( $z=0,d$ )에서 경계조건을 적용하면 패치표면에서 등가표면전류는 식(4-52)와 같다.

$$\begin{aligned} K_s|_{\text{patch surface}} &= \hat{z} \times H \\ K_s|_{\text{ground surface}} &= -\hat{z} \times H \end{aligned} \quad (4-52)$$

그러므로 도체손실전력은 위에서 구한 패치 표면전류와 접지면 표면전류를 이용하여 패치표면( $z=d$ )에서의 손실과 접지면( $z=0$ )에서의 손실의 합으로 식(4-53)과 같다.

$$P_c = \frac{R_s}{2} \int_0^a \int_0^b |K_s|^2 dx dy \Big|_{z=d} + \frac{R_s}{2} \int_0^a \int_0^b |K_s|^2 dx dy \Big|_{z=0} \quad (4-53)$$

여기에서,  $R_s = \frac{1}{\delta\sigma}$ ,  $\sigma$  는 도체의 도전율,  $\delta$  는 표피두께(skin depth)이다.

#### 4. 공진기내에 저장된 에너지

공진기내에 저장된 전체에너지는 전기에너지와 자기에너지의 합이다. 공진할 때에는 공진기내의 전기에너지와 자기에너지는 동일하게 된다. 공진기내의 전기에너지와 자기에너지는 공진기내의 전계와 자계를 식(4-54)에 나타난 것처럼 체적적분함으로써 구한다.

$$\begin{aligned} W_e &= \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{4} \int_0^d \int_0^a \int_0^b |E|^2 dx dy dz \\ W_m &= \frac{\mu}{4} \int_0^d \int_0^a \int_0^b |H|^2 dx dy dz \end{aligned} \quad (4-54)$$

## 5. 안테나의 효율 및 대역폭

패치안테나의 복사전력에 대한 효율은 식(4-55)와 같이 정의한다.

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_i} = \frac{P_r}{P_r + P_c + P_d} \quad (4-55)$$

여기에서,  $P_i$ 는 안테나에 인가되는 전력을 말한다. 공진주파수에서 안테나가 정합된 경우에는 반사전력이 없으므로 급전라인의 손실을 무시한다면 인가전력  $P_i$ 는 전체 안테나의 손실전력과 같다. 전체 안테나의 손실전력  $P_i$ 는 복사손실 전력( $P_r$ ), 유전체손실전력( $P_d$ ), 도체손실전력( $P_c$ ), 그리고 표면파 손실전력 (surface wave power:  $P_{sw}$ )으로 나눌 수 있다. 표면파 손실전력은 공진기 모델의 가정에서처럼 유전체 기판의 두께가 아주 작을 때에는 무시할 수 있으므로 안테나의 복사효율은 식(4-55)처럼 근사화할 수 있다.

패치안테나의 대역폭을 패치안테나의 입력에서의 전압정재파비(VSWR)가 어느 기준값 이하가 되는 주파수 대역폭으로 정의하면 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$Band\ Width = \frac{VSWR-1}{Q_t \sqrt{VSWR}} f_0 \quad (4-56)$$

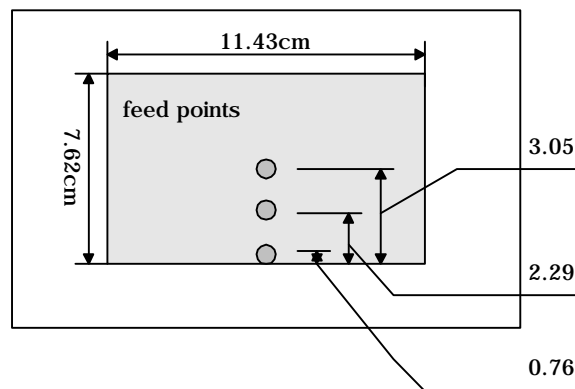
여기서,  $Q_t = 2\omega W_e / P_t$ ,  $f_0$ 는 안테나의 공진주파수이다.



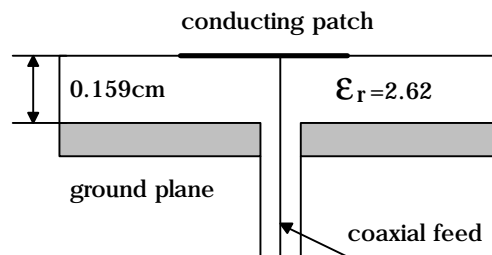
## 제 4-4 절 안테나 특성 해석

### 1. Cavity모델 방법에 의한 마이크로스트립 안테나 특성

여기서는 4-3절에서 해석한 cavity모델을 이용하여 단일 마이크로스트립 안테나의 중요 파라미터를 수치적으로 산출하고자 한다.



(a) 윗면



(b) 측면도

그림 4-8 구형 마이크로스트립 안테나 구조

그림 4-8과 같은 구조의 마이크로스트립 안테나의 정확한 입력임피던스를 구하기 위해서는 유효손실을 도입하고, 안테나의 공진 주파수를 계산하기 위해서

는 안테나 가장자리에서 일어나는 가장자리효과(fringe effect)를 고려하여야 한다. cavity모델을 이용하여 마이크로스트립 안테나 파라미터 중 가장 중요한 입력 임피던스를 계산할 때 가장 중요한 것은 기관의 손실 탄젠트(loss tangent:  $\delta$ )로부터 구할 수 있는 유효 손실 탄젠트( $\delta_{eff}$ )이다.

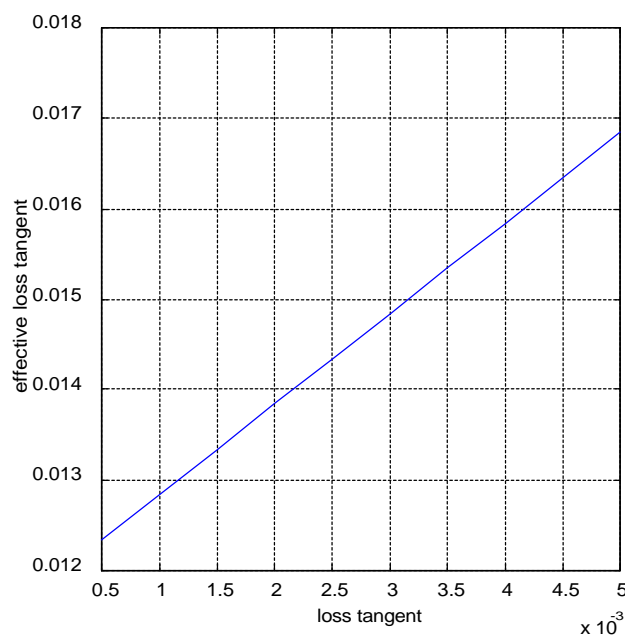


그림 4-9 기관의 손실탄젠트와 유효손실 탄젠트 관계

유효손실 탄젠트는 입력 임피던스의 허수 부분과 공진 주파수를 산출하는 데 중요한 역할을 한다. 그림 4-9는 그림 4-8과 같은 마이크로스트립 안테나가 주 모드인  $TM_{01}$ 로 여기 되었다고 가정하였을 때 기관의 손실 탄젠트 값 변화에 의한 유효 손실 탄젠트의 변화를 구한 것이다. 그림 4-9로부터 손실 탄젠트값이 0.0005에서 0.005까지 변화할 때 유효 손실 탄젠트는 선형적으로 변화함을 알 수 있다. 즉, 유효손실 탄젠트는 기관의 손실탄젠트에 약0.01206값을 더한 값과 거의 같음을 알 수 있다. 그리고 공진주파수에서의 입력저항( $R_r$ :공진시 허수부분은 거의 영이다)은 그림4-10과 같이 손실 탄젠트값이 증가함에 따라 점차 감소

함을 알 수 있다. 급전이 중앙에서 이루어 질 때  $R_r$ 은  $16.8 \Omega$ 에서  $12.4 \Omega$ 까지 변화하며, 급전점이 안테나 도체의 가장자리에 놓인 경우는  $R_r$ 은  $147.8 \Omega$ 에서  $108.8 \Omega$ 까지 큰 변화를 보이고 있다.

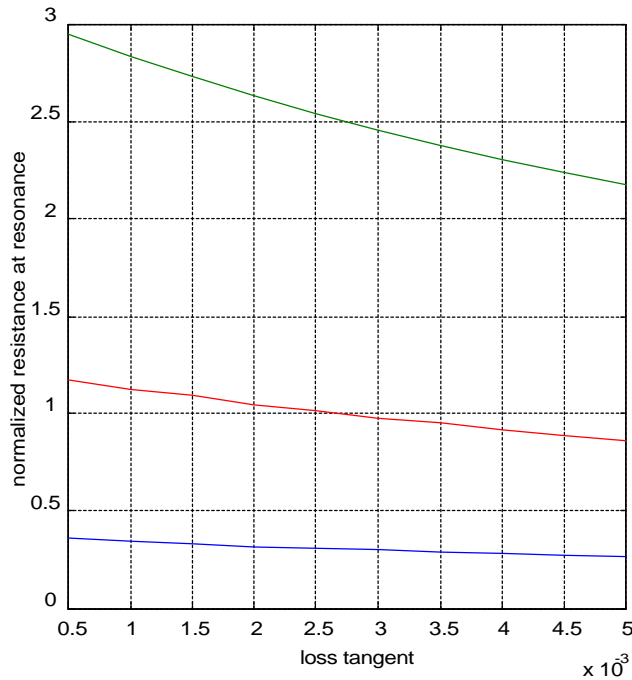


그림 4-10 기관의 손실 탄젠트 값 변화에 대한 공진입력저항

따라서, 실험치와 이론치를 비교할 때, cavity모델에서는 기관의 손실 탄젠트 값이 매우 중요한 역할을 하고 있음을 알 수 있다. 그리고, cavity모델에서는 기본 모드 외에 고차모드인  $TM_{mn}$ 모드를 충분히 고려해야 한다. 그림 4-11은 고차모드를 고려한 것(점선)과 기본 모드(실선)만을 고려하였을 때 입력임피던스값을 비교한 것이다. 입력 임피던스를 계산할 때, 그림 4-8의 구조에서 급전시 고차모드 발생을 최소화 할 수 있는 도체의 가장자리에 하였을 때로 급전점 및 안테나의 치수를 설정하였다. 그림 4-11에서 알 수 있듯이 고차모드를 고려한 경우 입력임피던스의 실수부는 거의 변화가 없지만 허수부는 기본모드만을 고려한 경우

보다 약  $10\Omega$  정도 높아졌다. 그리고, 고차모드를 최소화 할 수 있는 위치에 급전을 하였지만, 이 때에도 최소 모드의 수를  $m=10, n=10$  까지 고려해야 함을 보여준다.

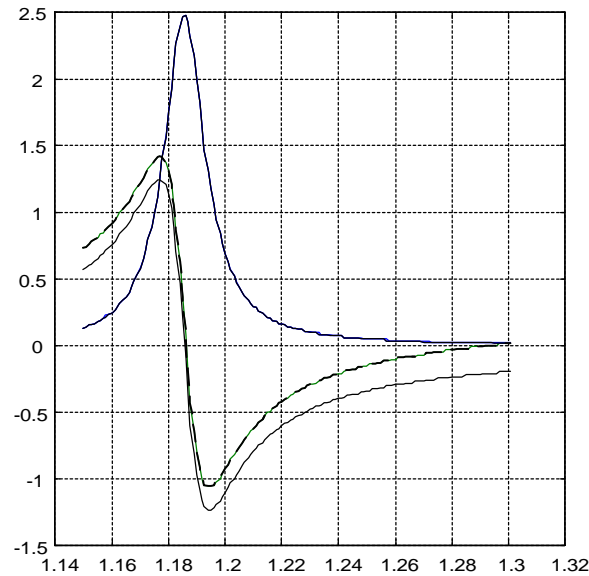
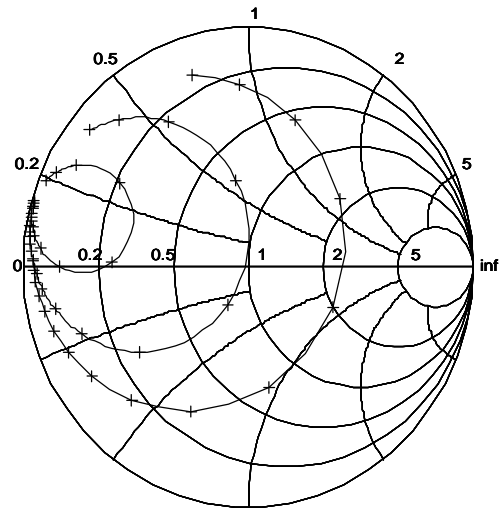


그림 4-11 모드수에 따른 입력임피던스 값 변화

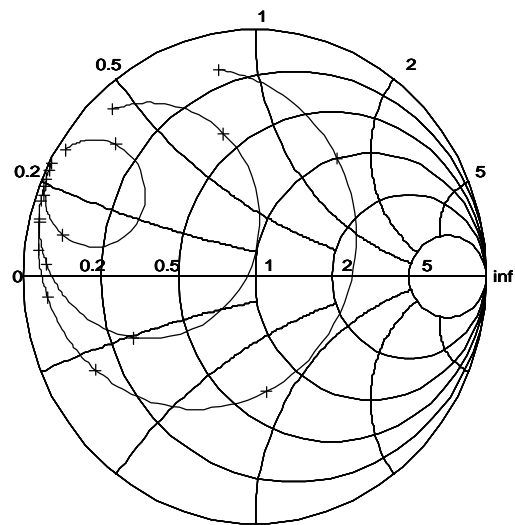
마이크로스트립 안테나에서 급전점의 위치 변화는 안테나의 정합 문제를 해결하는 데 매우 유용하게 사용되지만, 급전점 위치가 중앙쪽으로 감에 따라 고차모드는 더욱 많이 발생되어 진다. 즉, 안테나의 특성이 단순 전송선로로 구할 수 없는 변화된 특성이 발생된다. 따라서, 이러한 경우, 정확한 안테나의 특성을 얻기 위해서는 많은 수의 고차모드를 고려해 안테나의 특성을 산출해야 한다.

그림 4-12는 안테나의 급전점 위치에 따른 입력임피던스값 변화 궤적을 스미스도표에 그린 것이다. 안테나의 크기 및 기판은 그림 4-8과 같다.

급전점을 안테나 가장자리부터 안테나의 중심부로 이동하였을 때의 입력임피던스의 변화이다. 그림 4-12에서 y축방향으로 급전점을 각각 0.76cm 2.29cm, 그리고 3.05cm이동하였을 때 입력임피던스는 크게 감소( $150\Omega$  에서  $15\Omega$  까지)하지만, 공진 주파수의 변화는 거의없음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4-12 급전 위치에 따른 입력임피던스 궤적

그러나 급전점을 중앙쪽으로 이동할수록 고차모드 발생 가능성이 매우 높아져, 기본모드인  $TM_{01}$ 만으로 입력임피던스 값을 구하는 것은 많은 오차가 발생한다.

그림 4-12의(a)는 x축 및 y축의 모드를 각각 10개만을 고려한 것이고, (b)는 모드 수를 각각 200개를 고려한 것이다. 비교하면 쉽게 알 수 있다. 급전점이 안테나의 가장자리에 있는 경우는 거의 같으나, 중앙쪽의 입력임피던스의 궤적은 많은 차이를 가지고 있다. 여기서도 앞서의 계산 결과와 같이 실수부분은 변화는 없으나 허수부분 즉 궤적이 위로 이동되었음을 알 수 있다. 이것은 고차모드로 인해 리액턴스 성분이 많이 유도되었음을 보여준다. 모드수를 200개 이상한 경우는 모드수 200개로 계산한 값에 수렴하여 여기서는 그리지 않았다. 모드수를 증가함에 따라 계산시간이 기하급수적으로 늘어나기 때문에 정확성 및 계산시간의 trade-off가 필요하다.

이상의 결과로부터 안테나의 크기, 사용기관 그리고 급전점의 위치에 따라 안테나의 입력임피던스를 cavity모델을 이용하여 산출하기 위해서는 유효손실 탄젠트와 모드수가 매우 중요함을 알 수 있다.

마이크로스트립 선로에 의한 급전 방식은 안테나와 회로와 정합하기 위해서는 외부 정합 회로가 꼭 필요하다. 그러나 coaxial probe급전 방식은 이러한 마이크로스트립 선로의 급전 방식의 단점을 해결할 수 있다. 즉 그림 4-12에서의 결과와 같이 급전점의 위치에 따라 원하는 입력임피던스를 구현할 수 있다.

그림4-13은 안테나의 크기가  $11.4\text{cm} \times 7.6\text{cm}$ 를 기준으로 기관의 두께가 2.62cm, 유전율이 2.62이고, 유전율손실이 0.001일 때, 마이크로스트립 선로에 의한 급전에 의한 마이크로스트립 안테나 입력임피던스 변화를 나타낸 것이다.

안테나의 주모드는 cavity모델이론에 의해  $TM_{01}$ 임으로 주 모드에 의한 영향만을 고려하였다. 안테나의 길이방향으로 약 2% 변화시켰을 때의 변화로 길이방향 변화에 의해 안테나의 공진주파수가 높은 쪽으로(우측으로) 변화함을 알 수 있다. 즉 2%증가시 공진주파수는 22MHz씩 감소된다. 그러나 공진시의 입력임피던스값은 거의 변화되지 않음을 알 수 있다. 대역폭은 VSWR=2를 기준으로 약 20MHz이다.

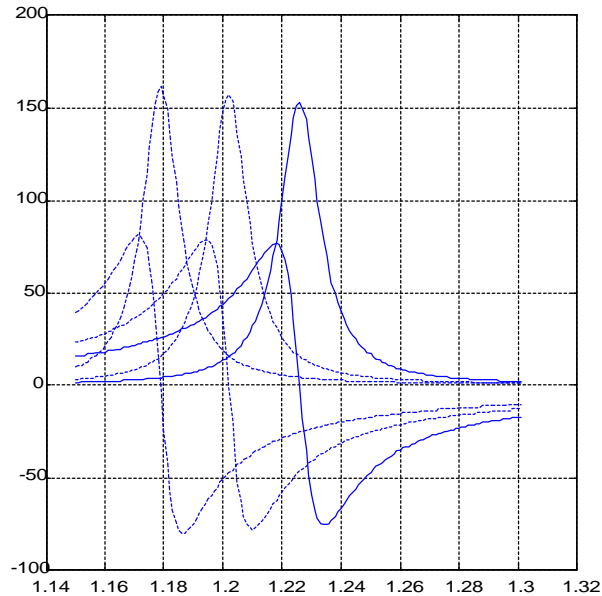


그림 4-13 안테나 크기 변화시 입력임피던스 변화

이와 같은 길이방향에 의한 공진 주파수 변화는 실제 안테나 제작시, 주파수 튜닝에 매우 유용한 자료로 사용될 수 있다.

그림4-14는 각 모드에 의한 방사패턴 변화를 그린 것이다. 마이크로스트립 안테나의 기본적인 모드는  $TM_{01}$ 은 전방향 방사패턴을 나타내지만 고차모드인  $TM_{02}$ 와  $TM_{11}$ 는 지향성을 갖는 방사패턴을 나타내고 있다. 이것은 위에서 구한 급전방식을 조합하여 고차모드를 여기 시킨다면 다양한 안테나 방사패턴을 얻을 수 있다는 것을 의미한다.

Cavity모델을 이용한 안테나 해석 방법은 다른 해석 방법에 의해 계산시간이 매우 짧기 때문에 마이크로스트립 안테나를 해석하는 CAD용 프로그램으로 매우 유용한 해석방법이다. 또한, 안테나의 방사패턴 및 입력임피던스에 대한 물리적인 개념을 쉽게 설명할 수 있기 때문에, 안테나를 다양하게 응용을 할 수 있는 방법을 설계자에게 제공할 수 있다는 장점을 가지고 있는 해석 방법이다. 본

연구에서는 이러한 cavity 모델을 좀 더 정확하게 이용하기 위해서 손실탄젠트 대신에 유전체 손실, 도체 손실 및 방사손실을 고려한 유효손실을 구했다. 유효손실은 안테나의 입력임피던스에 매우 민감하게 작용하기 때문에 반복적인 과정 및 Gauss적분법을 이용하여 구했다.

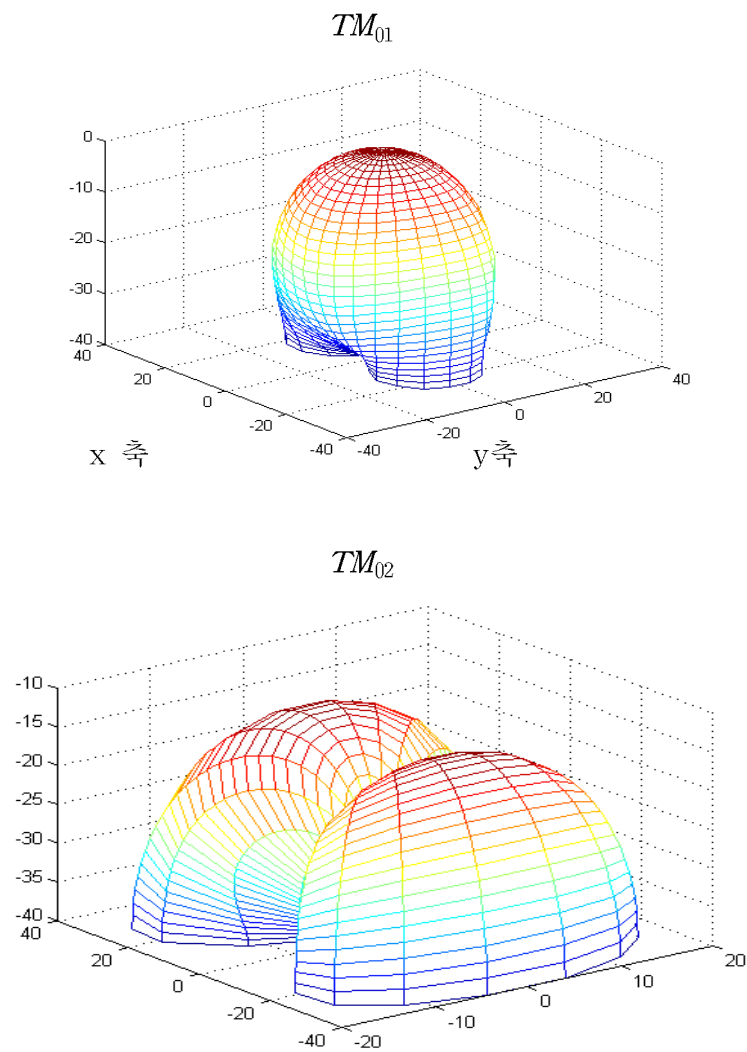


그림 4-14 각 모드에 대한 방사패턴(계속)



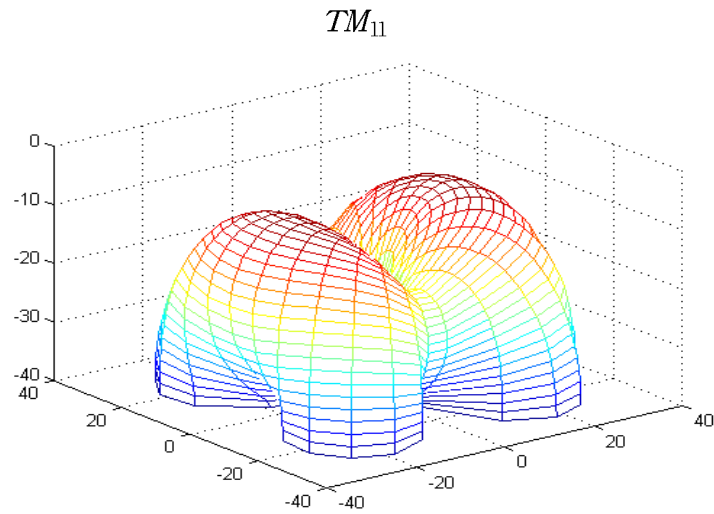


그림 4-14 각 모드에 대한 방사패턴

이러한 수치적인 기법을 이용하여 급전 방식 및 급전 위치를 변화시켜 안테나의 주요 특성인 입력임피던스 및 방사패턴을 구했다. 본 논문에서 얻어진 결과들은 향후, 다양한 이동통신 대역의 마이크로스트립 안테나 설계 및 제작에 유용한 자료로 활용될 수 있을 것으로 사료된다.

## 2. 전자계 결합 마이크로스트립 안테나 해석

최근 마이크로스트립 안테나의 새로운 급전 방식으로 인하여 마이크로스트립 안테나의 적용범위와 성능을 향상시키고 있다. 이러한 새로운 급전방식중 하나는 급전선과 패치 안테나와 직접 연결하지 않고 급전선과 패치 안테나와 결합도를 이용하여 급전시키는 방법이다. 프로브 급전 방식의 경우 probe에 의한 안테나 특성을 감소시키며, 직접결합의 경우 급전선에 의한 방사에 의한 안테나 특성저하의 영향을 본 연구에서 제안한 방법을 이용함으로써 개선시킬 수 있다.

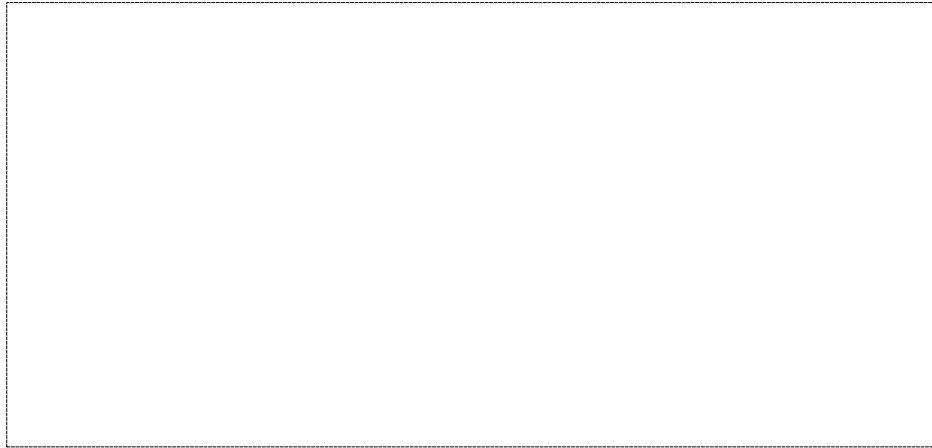


그림 4-15 전자계 결합구조를 갖는 패치 안테나

그림4-15는 전자계 결합구조를 갖는 급전선로와 패치 안테나의 구조를 나타내고 있다. 이 경우 2개의 유전체층으로 구성되어 있고, 이때 각각의 유전체와 유저율은 다를 수 있다. 급전선로를 패치 안테나 밑면에 위치하며, 급전선로 종단은 개방되어 있으며, 패치와 급전선로 종단사이의 거리  $S$ 이며, 종단면에서 fringing field 는 안테나에 대한 주요 급전결합구조를 나타낸다.

이 결합구조는 커패시스턴스 성분에 의한 결합구조로 표현되며, 이에 대한 등가회로는 그림4-16과 같다.



그림 4-16 결합구조를 갖는 패치 안테나의 등가회로

여기서  $R$ ,  $L$ ,  $C$ 는 패치 안테나의 등가회로이며,  $C_C$ 는 급전선에서 안테나로 결합되는 양을 나타낸다. 이 결합량은 패치 안테나 가장자리에서 패치 안테나 밑면에 삽입된 급전선의 길이( $s$ )와 패치 안테나의 폭( $w$ )에 의해서 조절된다. 이때  $S$ 는  $L/2$ ( $L$ : 패치 길이)일 때 결합량이 가장크며, 패치 중앙에 대하여 대칭적이다. 또한 패치 폭이 감소함으로써 결합량은 증가한다. 또한 유전체층의 유전율이 클수록 어느 정도의 결합량을 갖도록 하기 위해서 유전체층의 두께를 유지하여야한다. 그러나 유전체층 변수에 의한 안테나 성능은 급전선과 패치에 의한 파라메타 보다 적다.

표4-1은 그림4-15와 같은 구조의 패치의 폭의 변화에 의한 공진주파수 변화와 입력임피던스의 변화를 보여주고 있다. 이때 패치의 폭에 의하여 그림4-16의  $C_C$ 값의 변화에 의하여 결합량의 변화에 의하여 입력임피던의 변화를 보여주고 있다. 이때 수치해석 결과 급전선의 길이가 반 파장일 때 좋은 결과를 얻었다. 패치의 폭이 증가하면 주파수에 의한 입력임피던스 궤적은 우측으로 이동함을 확인할 수 있다.(표4-1, 그림4-17참조) 급전선의 길이를 더욱더 길게 하면 임피던스 궤적이 시계 방향으로 회전함을 확인하였다. 따라서 피더와 패치의 겹치는 부분이 길어지고, 패치의 폭을 감소시킴으로써 안테나의 입력 임피던스가 증가할수록 스미스도표상에서 궤적이 왼쪽으로 이동함으로 이들의 파라메타를 적당히 조절함으로써 안테나의 성능을 향상시킴을 확인하였다.

표 4-1 패치 폭 변화에 의한 공진주파수

(단위 : mm, MHz,  $\Omega$ )

번호	$\epsilon_r1$	$\epsilon_r2$	h1	h2	W	L	Wf	S	공진 주파수	입력 임피던스	비고
1	2.5	2.5	10	10	80	102	26	51	876.9	35.92-j5.57	그림3(a)
2	2.5	2.5	10	10	90	102	26	51	854.6	42.03+j4.18	그림3(b)
3	2.5	2.5	10	10	100	102	26	51	846.2	46.84+j0.94	그림3(c)
4	2.5	2.5	10	10	120	102	26	51	835.9	57.06+j2.890	그림3(d)

그림4-17과 표4-1은 패치 폭의 변화에 의한 안테나 입력임피던스와 공진주파수의 변화를 보여주고 있다. 이때, 패치폭의 증가로 인하여 공진주파수가 감소되고, 입력임피던스가 증가됨을 보여주고 있다. 즉, 패치폭의 증가로 인하여 그림 4-16의  $C_C$ 의 변화에 의하여 안테나의 특성이 변함을 알 수 있다. 따라서 안테나의 외부 파라메타를 적정히 조절하면 원하는 안테나 설계가 가능하다.

대체적으로 그림4-15에서와 같이 2개의 유전체층이 사용되며, 급전구조의 소형화를 위해서 급전선이 있는 유전체층의 유전율이 패치안테나아의 유전율보다 커야한다. 반면 큰 유전율을 사용함으로써 안테나의 성능을 저하시킬 수 있다. 따라서 패치의 성능은 하나의 유전체층을 사용함으로써 표면파 성분을 감소시킬 수 있고, 효율, 대역폭을 증가시킬 수 있다. 반면 서로다른 2개의 유전체층을 사용함으로써 안테나의 성능을 개선시킬 수 있으나 회로사이즈의 소형화에서 많은 문제점이 발생된다.

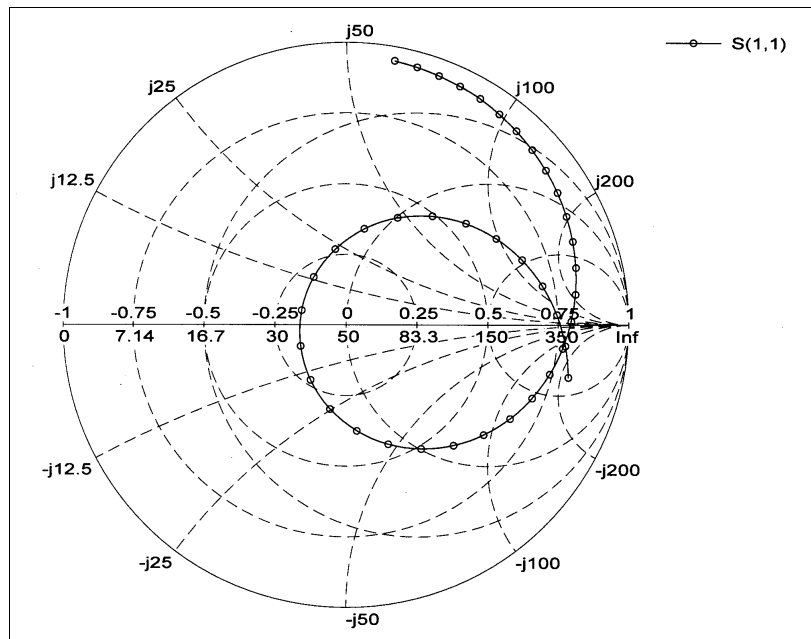


그림 4-17(a)

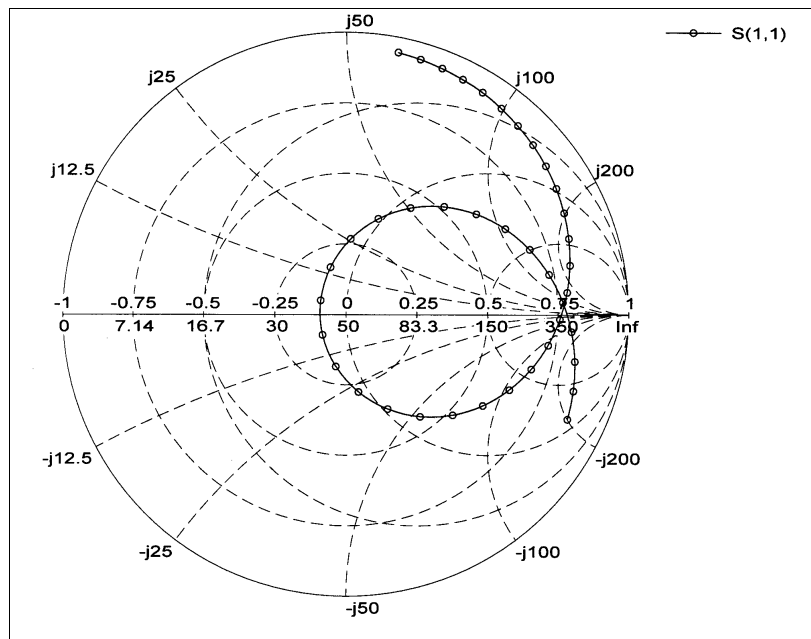


그림 4-17(b)

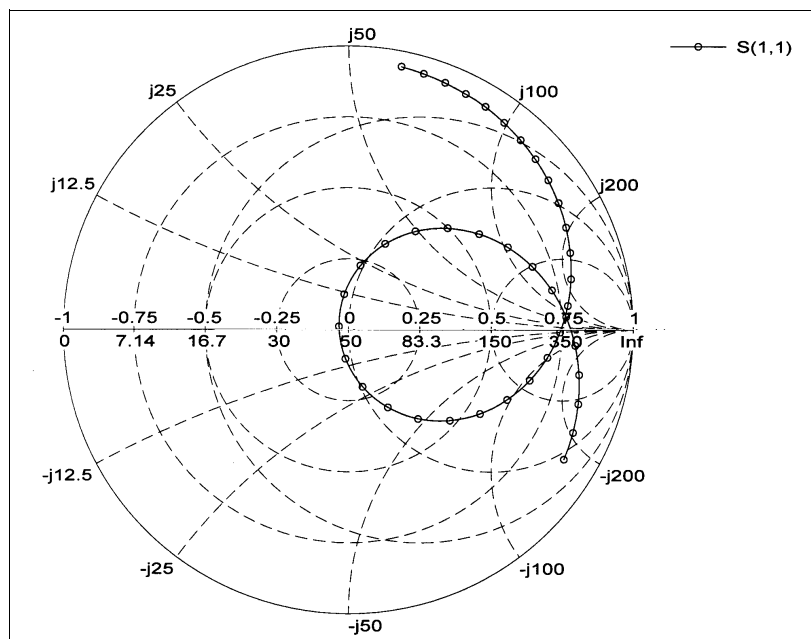


그림 4-17(c)

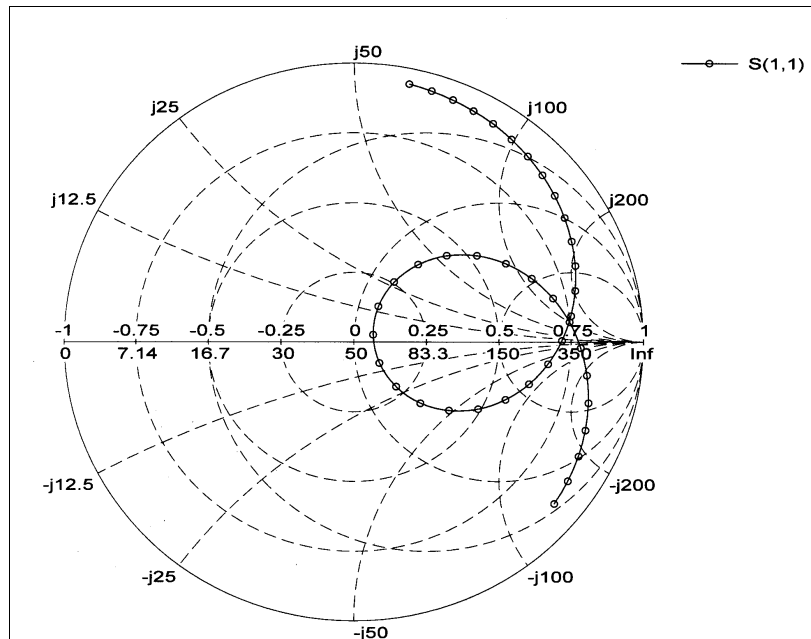


그림 4-17(d)

그림 4-17 EMC결합에 의한 주파수대 임피던스표

그림4-15와 같이 EMC 안테나를 설계하기 위해서 유전체층 높이는 얇은 것을 사용함으로써 고차모드의 발생을 줄임으로써 안테나의 성능을 향상시킬 수 있으며, 또한 표면파 성분을 줄이기 위해서 유전체층 높이는 약  $0.04\lambda_0$ 보다 적어야한다. 따라서 패치의 크기에 따른 제약이 없다면 윗층의 유전율은 낮은 것을 사용하는 것이 타당하다. 따라서 두 개의 유전체층은 같은 유전율을 사용하는 것이 효율적이다.

안테나 폭은 피더와 패치와의 결합율을 향상시키기 위해서 안테나 길이의 약 0.5~1배가 되도록 선택하는 것이 바람직하다.

### 3. 슬롯결합구조를 갖는 마이크로스트립 안테나

패치와 급전선과의 결합방법은 접지면에 슬롯을 통하여 급전시키는 방법이 있다. 이방법은 Pozar에 의하여 제안되었으며 이에 대한 구조는 그림4-18과 같다.

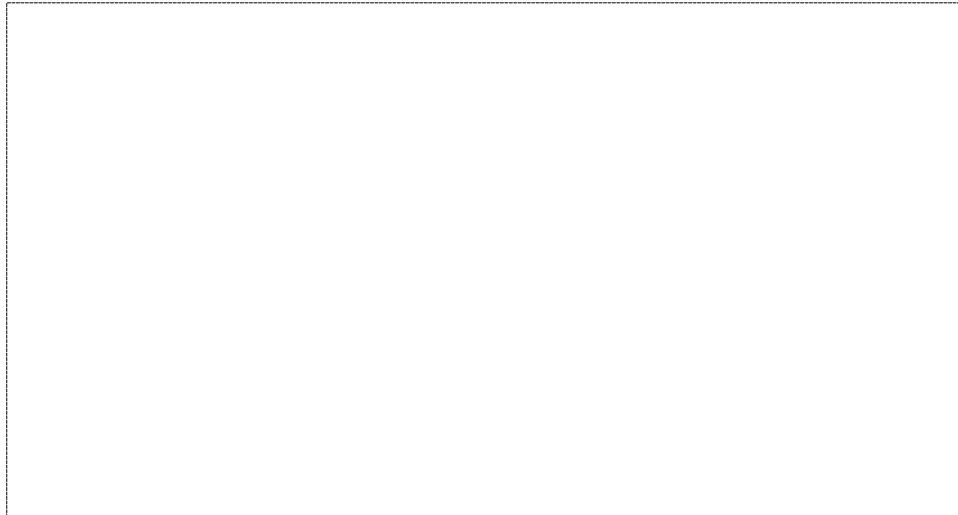


그림 4-18 슬롯 결합구조를 갖는 패치안테나

그림4-18과 같이 접지면의 윗면에 패치가 위치하고, 밑면에는 급전구조를 갖으며, 공통 접지면에는 안테나와 급전선로의 결합구조를 갖도록 슬롯이 위치한다. 슬롯의 크기는 패치 보다 적고 그리고 급전선로는 슬롯과 교차하도록 위치한다. 이때 급전선의 길이는 슬롯에서부터 반파장정도의 길이를 갖는다. 그림 4-18에서와 같이 유전체층의 높이와 유전율은 각각 다르게 설계할 수 있다.

본 연구에 연구한 슬롯 결합에 의한 장점은 패치는 급전선로에 스푸리어스 방사에 의한 영향을 완전히 제거함으로서 안테나 방사특성을 개선하고, 아울러 마이크로스트립 안테나의 단점중 하나인 협 대역 특성을 광 대역 특성을 갖으며, 또한 편파분리도를 향상시킬 수 있는 안테나를 설계할 수 있다.

특히 광대역 특성을 갖고 표면파제거를 위해서는 안테나 면 기관의 유전율은 낮은 것을 사용하여야하며, 급전선부분에서는 유전율을 큰 것을 사용함으로서

급전선의 소형화를 구형할 수 있다.

EMC 결합구조와 같이 패치 길이와 급전선로는 안테나의 성능에 많은 영향을 미친다. 이때 슬롯은 그림4-19와 같이 급전선의 위치에 따라서 안테나의 성능에 지대한 영향을 미친다. 급전선은 패치의 공진점에 위치하며, 따라서 슬롯은 급전선에 수직으로 위치하게된다. 이때 급전선은 슬롯보다 좁아야한다.

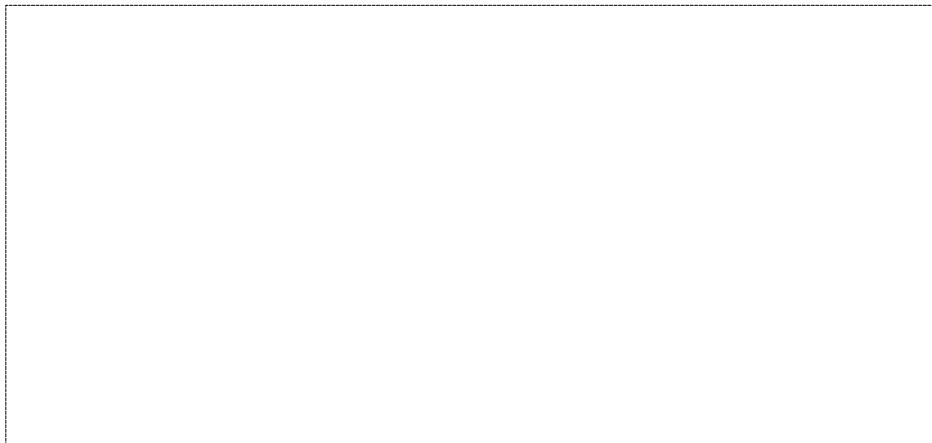


그림 4-19 패치 급전선, 슬로과의 관계

슬롯결합의 경우 패치는 급전선로와 직렬로 위치함으로 공진하기 위한 슬롯은 적어지게 된다. 따라서 슬롯은 오직 리액턴스 성분만을 갖게된다. 따라서 나머지 급전선로는 개방 스테르브로 작용하게된다. 그림4-18과 같이 슬롯 결합에 의한 패치안테나의 등가회로모델은 그림 4-20과 같이 표현할 수 있다. 여기서  $L'$ 는 공진 슬롯의 인덕턴스이며, 패치는 병렬 RLC로 표현되며, 스테르브는 급전선을 나타낸다. 여기서 스테르브는 슬롯의 인덕턴스에 대하여 상호 인자로서 작용되며, 패치안테나가 실수 임피던스 값을 갖게한다.

스테르브 길이의 변화에 의한 입력임피던스의 변화는 그림4-21에 나타내었다. 스테르브 길이가 증가함으로써 입력임피던스는 스미스도표에서 오른쪽으로 변화된다. 스테르브 길이가  $\lambda_g/4$ 일 때 안테나의 입력임피던스는 실수축에 위치하게된다. 따라서 안테나의 입력임피던스가 실수축에 위치하도록 스테르브 길이를 조정하여야한다.



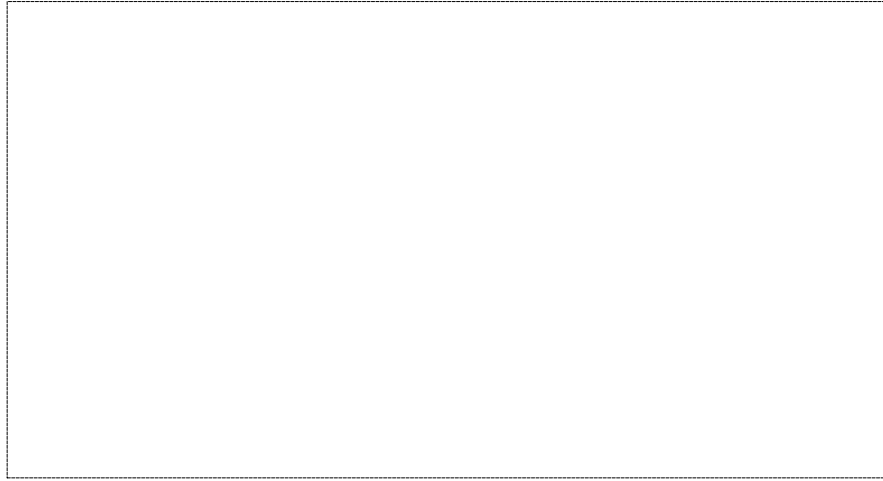


그림 4-20 슬롯 결합안테나에 대한 등가회로

스터브 길이는 안테나 입력임피던스의 궤적을 변화시키며, 반면 슬롯은 피더와 패치와의 결합량을 조절하게 된다. 슬롯 길이에 의한 입력임피던스의 변화는 그림4-22에 나타내었다. 슬롯의 길이가 증가함으로서 입력 임피던스의 궤적은 오른쪽으로 이동함을 확인하였다. 즉 슬롯의 길이를 조정함으로서 설계 주파수에서 안테나의 입력임피던스를  $50\Omega$ , 혹은 원하는 입력임피던를 얻을 수 있다.

또한 슬롯의 위치를 패치의 중심에서 왼쪽으로 이동시키면 임피던스 궤적은 왼쪽으로 이동하게 된다. 따라서 항상 슬롯은 패치 중심에서 왼쪽에 위치하며, 슬롯의 길이는 급전선과 패치의 결합정도를 조절하게 된다. 또한 슬롯을 수직으로 변화 하였을 경우 안테나의 입력임피던스 변화는 아주 적음을 확인하였다.

급전선이 위치하는 기판의 유전율과 유전체층의 두께는 결합양에 영향을 주게 되며, 이때 기판이 두꺼우면 기판에 의한 손실과 분산효과에 의해서 결합양은 적어지게 된다. 슬롯의 길이는 결합량을 조절하는데 이용되며, 이때 슬롯의 길이가 증가하면 임피던스 궤적은 오른쪽으로 이동하게 된다. 슬롯 크기가 증가함으로써 슬롯의 방사량이 증가되어 후방파에 의한 방사가 커지고 안테나의 효율을 감소시키는 결과를 가져온다. 따라서 슬롯의 크기는 적게 설계하여야한다.

그림4-20은 선로기판의 유전율을 2.5와 10을 사용하였을 때 최적의 매칭점을

보여주고 있다. 이때 패치와 슬롯은 변화 시키지 않아 하였으며, 단지 급전선의 폭만을 변화 하였다. 급전선은 송신단과 안테나와 매칭을 용이하도록하기 위해서  $50\Omega$ 으로 하였다. 이때 공진주파수는 각각 850MHz 근처에서 공진되고 있다.

표 4-2 슬롯 결합 구조의 마이크로스트립안테나 특성

(단위 : mm, MHz,  $\Omega$ )

$\epsilon_r1$	$\epsilon_r2$	h1	h2	W	L	W <sub>f</sub>	L <sub>s</sub>	W <sub>a</sub>	L <sub>a</sub>	공진 주파수	입력 임피던스	비고
2.5	2.5	10	10	80	98	28	60	6	60	842.0	47.64+j9.4	그림7(a)
10	2.5	10	10	80	98	9	33	6	60	815.4	52.94+j7.2	그림10
10	2.5	10	10	80	94	9	33	6	60	846.2	43.4-j0.6	그림7(b)
10	2.5	10	10	80	94	9	40	6	60	846.2	28.4+j5.2	그림8(a)
10	2.5	10	10	80	94	9	45	6	60	846.2	15.16+j18.4	그림8(b)
10	2.5	10	10	80	94	9	33	6	60	846.2	17.49-j8.9	그림9(a)
10	2.5	10	10	80	94	9	33	6	60	846.2	33.53+j1.2	그림9(b)

그림4-21은 스테브 길이의 변화에 의한 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 이때의 안테나 구성 파라메타는 표4-2와 같으며, 스테브 길이를 3.3cm, 4.0cm, 4.5cm 일 때 주파수에 대한 임피던스의 궤적을 나타내고 있다. 이때 스테브 길이의 증가에 의하여 임피던스 값이 감소됨을 나타내고 있다. 이때 스테브 길이가 1/4파장일 때 안테나의 입력임피던스가  $50\Omega$ 에 가까우며, 따라서 매칭이 아주 잘되고 있음을 알 수 있다.

그림4-22는 슬롯의 위치를 패치의 중앙에서 좌측으로 5mm, 10mm 이동하였을 때에 임피던스의 궤적은 좌측으로 이동됨을 나타내고 있다. 이때 임피던스의 변화가 아주 민감하게 변화됨을 나타내며, 이때 실수축상에서의 주파수는 변화되고 있지 않다. 따라서 슬롯의 최적의 위치는 패치의 중앙에 위치하는 것이 타

당하다.

그림4-23은 패치폭의 변화에 의한 임피던스 변화를 나타낸 것이다. 이때 4-23(b)는 9.8cm, 그림4-21은 9.4cm 일때 공진주파수가 각각 815MHz, 846MHz이며, 반사손실은 22.5dB, 20.3dB를 얻었다. 이는 패치의 폭의 변화에 의해서 공진주파수가 민감하게 변화함을 알 수 있다.

따라서 본연구에서 얻은 결론은 슬롯 결합을 이용한 패치 안테나의 메카니즘과 구성파라메타를 이용하면 원하는 주파수에서 특성을 갖는 안테나 설계가 가능함을 확인하였다.

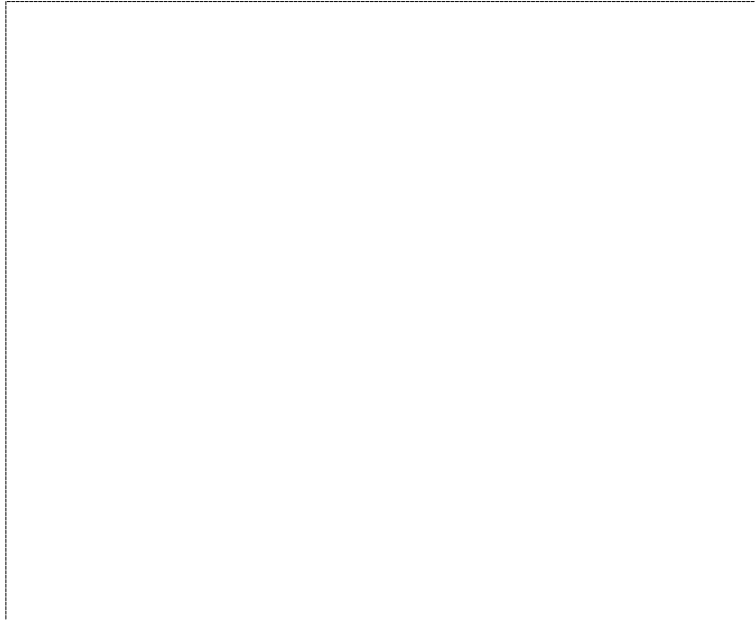


그림4-21(a) 유전율(10)

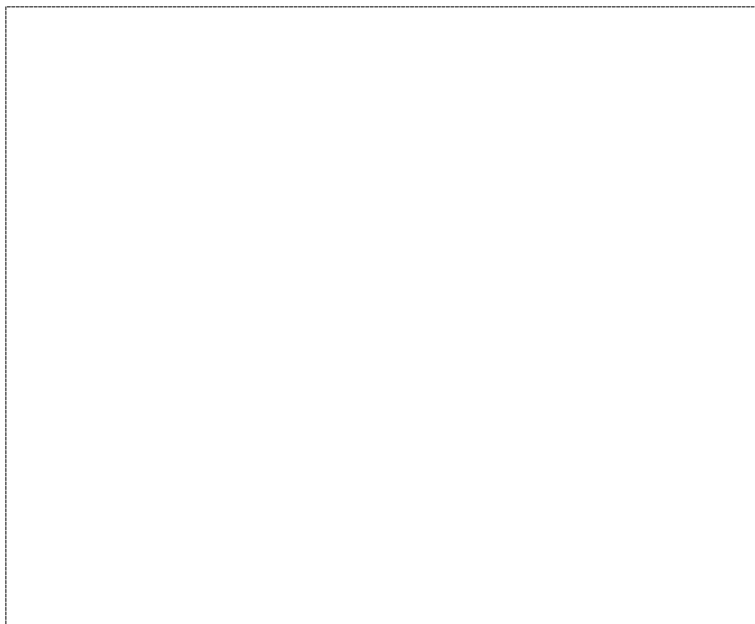


그림 4-21(b) 유전율(2.5)

그림 4-21 급전선의 유전율 변화에 의한 임피던스 궤적도

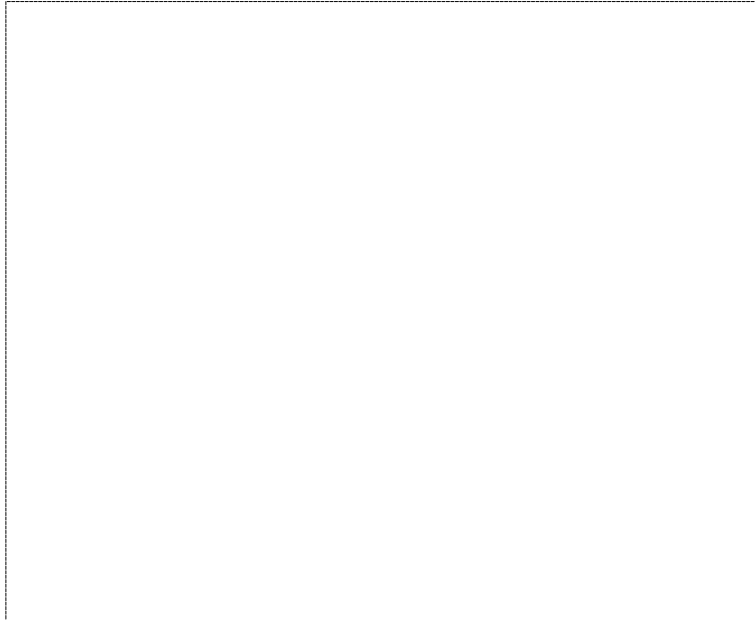


그림4-22(a) 스테브 길이 4.0cm

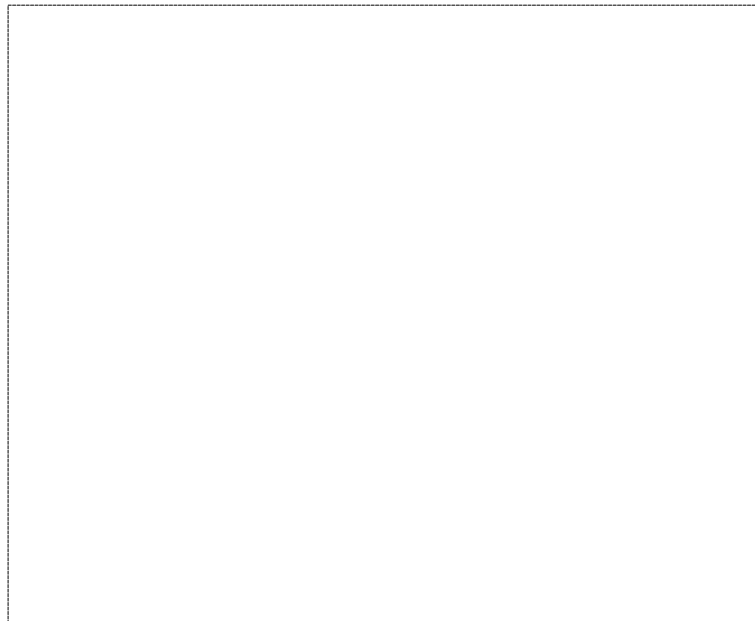


그림4-22(a) 스테브 길이 4.0cm

그림 4-22 스테브 길이의 변화에 의한 임피던스 궤적도

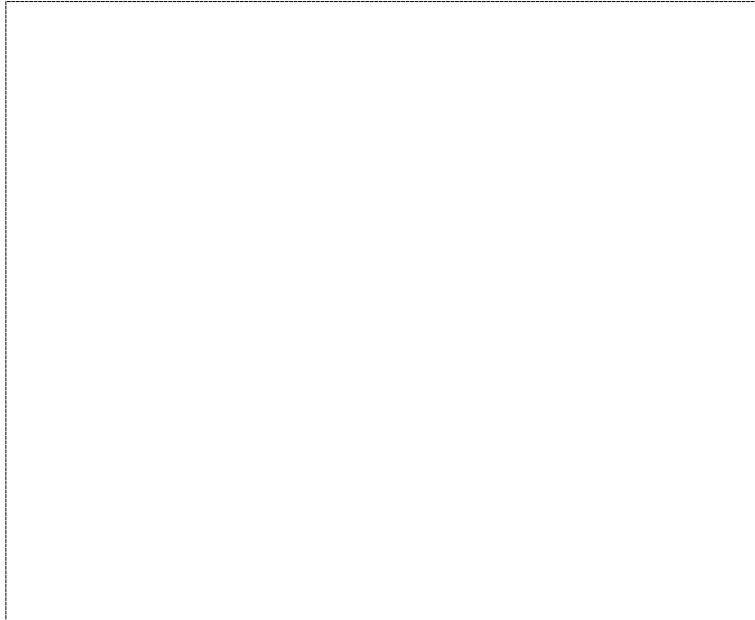


그림4-23(a) 슬롯을 패치의 중앙에서 좌측으로 5mm 이동

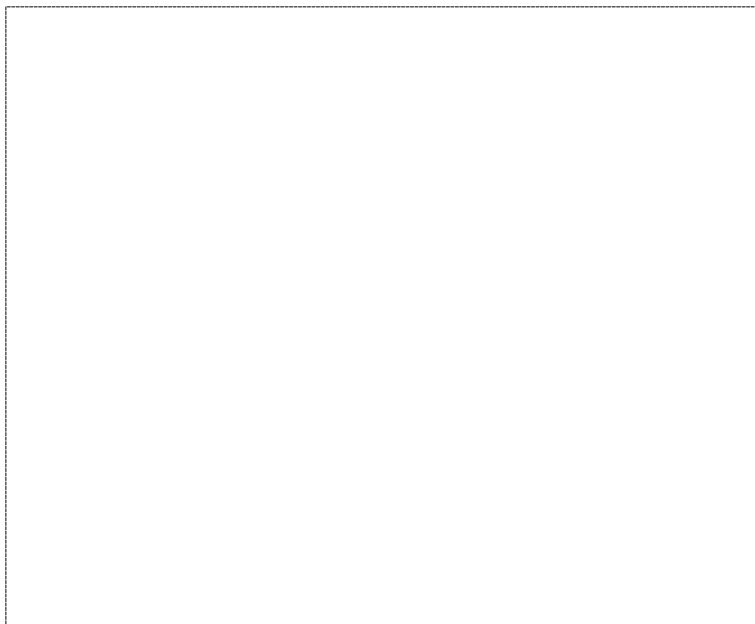


그림4-23(b) 슬롯을 패치의 중앙에서 좌측으로 10mm 이동

그림 4-23 슬롯의 위치 변화에 의한 임피던스 궤적도



그림 4-24 패치폭이 9.8cm 일 때 임피던스 궤적도

## 제 5 장 안테나 측정

안테나의 특성해석은 GTD, Moment법, 유한요소법, 유한차분법등을 이용하여 수치해석하여 안테나의 특성을 해석하였으며, 실험적인 방법은 이론적인 특성의 타당성을 입증하기 위한 방법과 해석이 곤란한 복잡한 안테나의 특성조사에 사용되고 있다.

안테나 측정시 수신단에 측정용 안테나를 성능을 측정하기 위해서 수신용 안테나에 입사되는 전자계는 평면파를 유지하여야 함으로 송신 및 수신안테나의 간격이 넓어야 한다. 또한 송신파가 지표면반사로 인하여 안테나 성능측정에 많은 문제점이 제기되고 있다.

따라서 안테나 측정시 발생하는 문제점은

- 패턴측정시 far-field 영역( $r > \frac{20^2}{\lambda}$ )을 유지하기 때문에 지표면 반사 및 외부 다른 물체의 반사파의 영향
- 측정장소까지 안테나의 이동문제
- 위상배열 안테나와 같이 구조적인 복잡성으로 인하여 안테나 측정시 많은 시간이 요구됨
- 자유공간에서 안테나 측정시 외부환경에 의한 안테나 성능 변화
- 내부 시험시 큰 안테나 측정의 어려움
- 안테나 측정 시스템의 가격이 고가이다.

이러한 문제점은 near field to far field 변환법, scale 측정법, 컴퓨터에 의한 자동측정법에 의해서 극복될수 있다.

특히, 정확한 안테나 측정방법은 무반사실을 이용하는 방법, CATR법, Near-field 측정법, 편파를 이용하는 방법, Sweep-Frequency 방법이 있다.



## 제 5-1 절 안테나 측정 방법

안테나 측정은 실내와 실외에서 수행되며, 실외측정은 외부환경에 의해서 영향을 받는 반면 실내측정은 공간의 제약성이 있다. 여하튼 안테나 측정은 수신 모드에서만 가능하며 또한 측정용 안테나에 수신되는 전자계는 평면에서 데이터를 얻을 수 있다.

### 1. 반사법에 의한 측정법

안테나 측정법은 반사파와 자유공간파를 이용하는 방법이 있으며 반사파에 의한 방법은 측정안테나에서 직접파와 반사파에 의한 간섭의 영향을 가져올 수 있다. 따라서 그림5-1과 같이 측정시스템을 구성할 수 있으며, 이들은 UHF에서 16KHz대역에서 안테나를 측정하는 시스템이다.

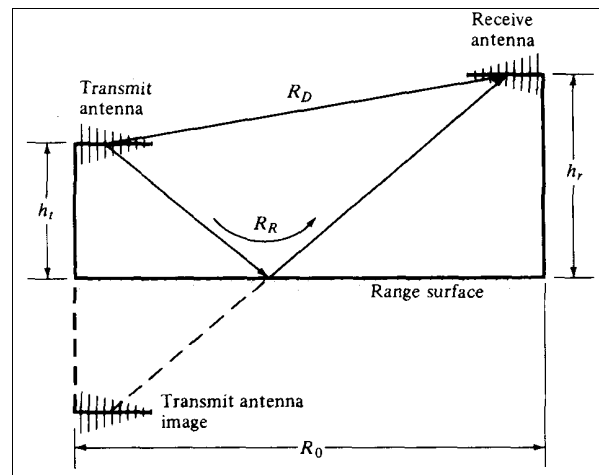


그림 5-1 반사법에 의한 측정법

### 2. 자유공간법(free-space range)

자유공간법은 주변환경으로부터 안테나에 입사되는 필드의 영향을 제거시키는 장점이 있으며, elevated 법, slant법, anechoic chambers, compact range, 근영역법(near-field range)이 있다.

### 가. Elebated Range 법

Elevated법은 그림5-2와 같이 안테나를 철탑이나 빌딩의 위에 설치하며 이때 대형안테나 측정에 사용된다. 특히 이 방법은 외부환경에 의한 영향을 감소시키고, 안테나 주빔에 정렬되게 함으로써 부엽에 의한 효과, 안테나간의 line-of-sight를 유지함으로써 안테나의 특성을 정확하게 측정할 수 있다.

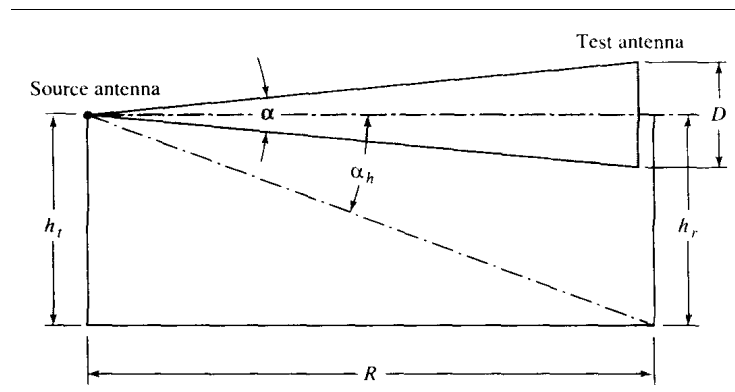


그림 5-2 Elevated range법

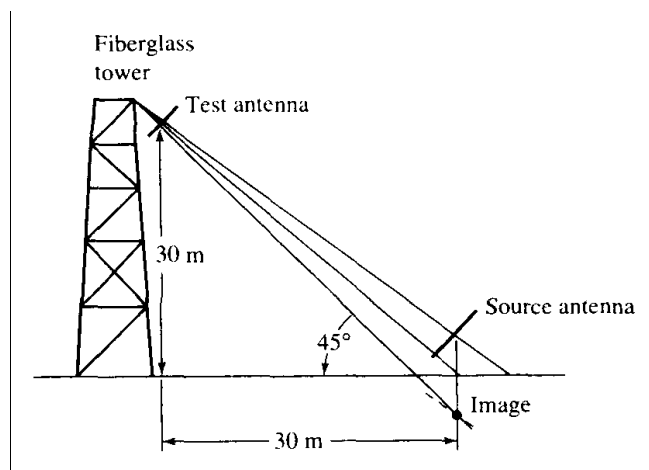


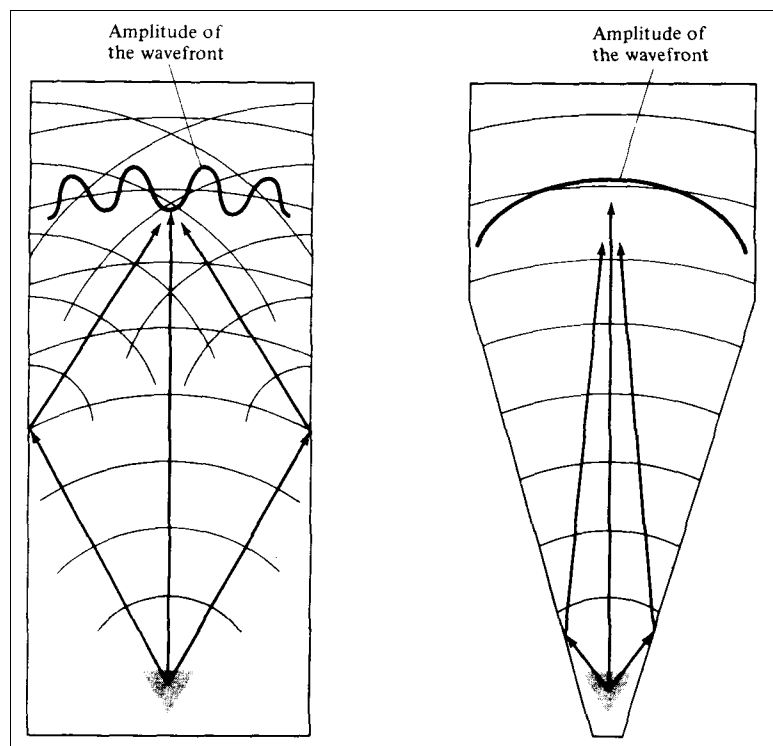
그림 5-3 Slant Range 법

## 나. Slant Range

측정용안테나는 부도체 매질로 만들어진 탑에 위치하며, 신호원은 대지면에 설치하여 측정하는 방법이다.(그림5-3참조) 이 때 신호원 안테나의 주빔은 측정용 안테나를 가리키도록 구성하며, 안테나의 첫 번째 Null점은 대지면을 향하도록 함으로써 대지면에 의한 반사되는 영향을 감소시킬 수 있다.

## 다. Anechoic Chambers

외부환경에서 안테나 측정시 발생하는 전자기와 간섭을 줄이기 위한 방법으로 실내에서 측정하는 Anechoic Chamber법이다. 실내벽은 전자파 흡수체가 설치되고, 이 때 흡수체의 반사계속도를  $-40\text{dB}$ 가 되도록 유지한다. 이 방법에는 사각형과 테이퍼 챔버 법이 있으며 이들의 설계방법도 반사계수를 최소화하기 위한 물리광학법에 의해서 설계한다.(그림5-4참조)



(a) 사각형 무반사실

(b)테이퍼형 무반사실

그림 5-4 무반사실을 이용한 안테나 측정법

사각형 무 반사실은 그림5-4(a)와 같이 자유공간에서와 같이 측정할 수 있는 방법을 유지하도록 설계하여야 하며, 직진파만이 존재하도록 설계하여야 한다. 또한 패턴과 신호원의 위치는 동력주파수를 고려하여 측정점에서 신호원은 등방성신호원이 되도록 설계하여야 한다.

Tapered an 반사실을 이용한 측정법은 피라미드 혼의 형태로 구성되며, 그림 5-4(b)와 같이 형성되며 저주파에서 측정하는 시스템이다. 이 때 신호원은 피라미드 혼의 꼭지점에 위치하면, 반사파는 측정용안테나에 입사되지 않도록 적당한 위치를 선정한다. 이것은 ray fracing 기법에 의해서 설계하여야 한다.

### 3. Compact range

마이크로파 안테나 측정시 측정용 안테나에 입사되는 전자계는 평면파가 되도록 유지하여야 하며, 이들을 좁은 공간에서 구현이 가능한 측정시스템이 Compact range이다.(그림5-5참조)

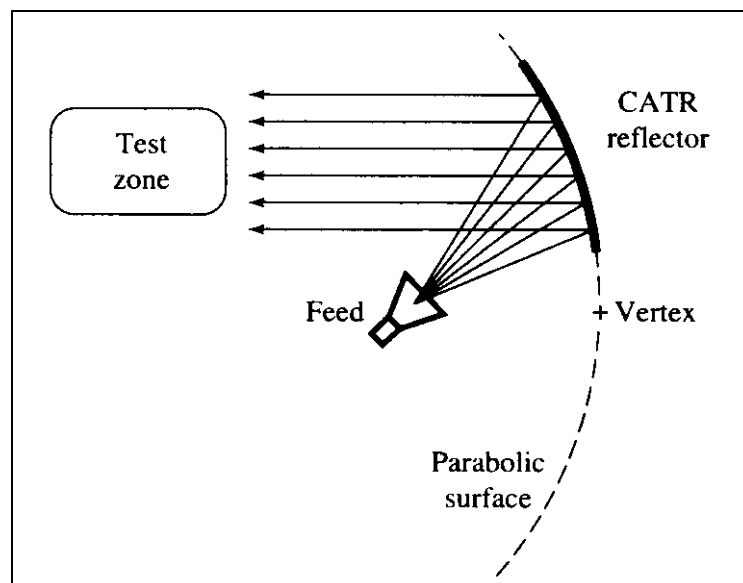


그림 5-5 CATR 시스템

Compact Antenna Test Range(CATR)은 매우 짧은 공간에서 평면파를 구현할수 있는 장치이며 대체로 반사판을 이용하여 구현한다. 그림 16.5와 같이 offset 반사판 안테나 구조를 갖으며 이때 피더는 반사판 안테나의 초점에 위치하며 반사판에서 반사전 신호는 평면파를 구성하게 된다. 이들의 설계방법을 MOM, FDTD, GTD, PO등법을 이용하여 설계한다.

#### 4. Near field/far-field법

Near field에서 측정한 데이터를 해석적인 방법에 의해서 데이터 변환을 거쳐서 far-field안테나의 패턴 특성을 얻는 방법이다. 임의의 위치에 탐지기는 Near field에서 위상과 크기를 측정하여 이때 탐지기의 위치를 그림5-6과 같이 평면, 구, 원형을 갖을 수 있다.

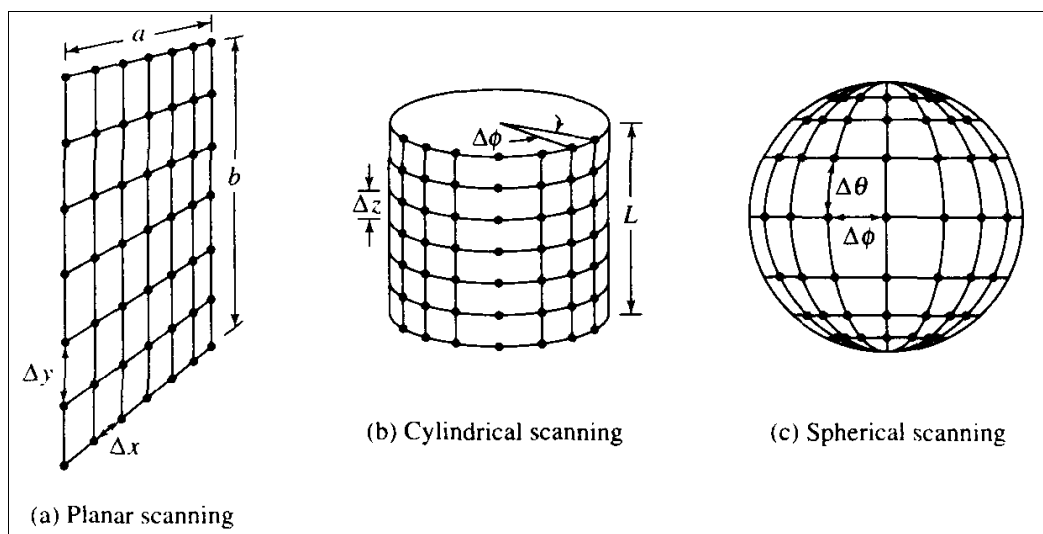


그림 5-6 각 좌표계에서 데이터 취득점

이 데이터는 Fourier 변환을 거쳐서 far-field 영역의 데이터로 변환된다. 평면 측정시스템은 고이득 안테나, 평면 배열 안테나 측정에 사용되며, 원통시스템은

더 많은 수치해석이 요구되며 구형 시스템은 저이득 안테나 및 전방향 안테나의 측정에 이용된다.

측정용 안테나의 인접된 평면(plane)에서 균일한 간격을 두고 측정용 안테나에서 방사된 필드의 측정평면에 평행한 전계성분의 위상과 크기를 측정하여 이를 Model 확장법(Model Expression)에 의해서 평면, 원통, 구형 각 스펙트럼(angular spectrum)으로 변환하여 Far-field 패턴을 얻게 된다.

평면(planar plane) Near-field에서 데이터를 얻기 위해서 최대 데이터를 얻을 수 있는 간격은

$$\Delta x = \Delta y = \frac{\lambda}{2}$$

이며, 이때 test 안테나는 정지하며, 탐지기(probe)는 평면상에서 이동하여 데이터를 얻게된다.

원형 평면(circular plane)에서 데이터를 얻기 위한 최대 데이터 간격은

$$\Delta \phi = \frac{\lambda}{2(a+x)} \quad , \quad \Delta Z = \frac{\lambda}{2} \quad (5-1)$$

이며, 여기서 a는 원통좌표계의 가장 짧은 반경이다.

구형평면(Spherical plane)에서 데이터를 얻기위한 최대 데이터 간격은

$$\Delta \theta = \frac{\lambda}{2(a+x)} \quad , \quad \Delta \phi = \frac{\lambda}{2(a+x)} \quad (5-2)$$

이다.

### 가. 평면 시스템에서 Model 확장법

Near-field에서 측정한 데이터를 Far-field 데이터로 변환하기 위한 방법은 푸리에 변환을 이용하여 평면파로 변환된다.

Near-field 평면상에서 얻은 전계는

$$E(x,y,z) = \frac{1}{4\pi^2} \oint_{-\infty}^{\infty} \vec{F}(k_x, k_y) e^{-jkr} dk_x dk_y \quad (5-3)$$

이며, 여기서

$$\begin{aligned} \vec{F}(k_x, k_y) &= \vec{a}_x f_x(k_x, k_y) + \vec{a}_y f_y(k_x, k_y) + \vec{a}_z f_z(k_x, k_y) \\ \vec{k} &= \vec{a}_x k_x + \vec{a}_y k_y + \vec{a}_z k_z \\ \vec{r} &= \vec{a}_x k_x + \vec{a}_y k_y + \vec{a}_z k_z \end{aligned}$$

이며,  $\vec{F}(k_x, k_y)$ 는 전자계의 평면파 스펙트럼이며,  $Z=0$ 에서 측정 한 전계의  $x, y$  성분은

$$E_{xa}(x,y,z=0) = \frac{1}{4\pi^2} \oint_{-\infty}^{\infty} \vec{F}(k_x, k_y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (5-4)$$

이다.

따라서 평면파 스펙트럼은

$$f_x(k_x, k_y) = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_{xa}(x', y', z'=0) e^{j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \quad (5-5a)$$

$$f_y(k_x, k_y) = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_{ya}(x', y', z'=0) e^{j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \quad (5-5b)$$

로 표현되며 평면파 스펙트럼에 대한 안테나의 far-field 패턴은

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \frac{jke^{-jkr}}{2\pi r} \cos \theta f(k_x, k_y) \quad (5-6)$$

이다. Near-field에서 측정 한 데이터를 Far-field 영역으로 변환하게 된다.

## 제 5-2 절 이득측정 방법

안테나의 성능은 이득에 의해서 제시되며, 안테나 이득측정법은 절대이득 측정과 Gain-transfer 측정으로 나누어진다.

절대이득 측정법은 안테나 측정시 표준으로 사용할 수 있는 표준 안테나의 보상(Calibration)에 주로 사용된다. Gain-transfer 측정법은 일반 안테나의 이득을 측정할 때 표준 안테나를 사용한다. 절대이득 측정법은 측정에 사용되는 안테나의 이득의 값을 몰라도 되지만 Gain-transfer 측정법은 테스트 안테나의 이득과 비교되는 표준안테나를 사용해야한다.

### 가. 절대이득 측정

절대이득 측정은 Friis의 전송공식에 따라 다음과 같이 주어진다.

$$P_r = P_t G_{ot} G_{or} (\lambda / 4\pi R)^2 \quad (5-7)$$

여기서  $P_r$  은 수신안테나가 수신한 전력이고  $P_t$  는 전송안테나가 받아들인 전력이다.  $G_{ot}$  는 전송안테나의 전력이득이고  $G_{or}$  는 수신안테나의 전력이득이다.

#### 1. 2개 안테나를 이용한 측정법

Friis의 전송공식을 전력이득에 대해서 다시쓰면

$$(G_{ot})_{dB} + (G_{or})_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \quad (5-8)$$

$$(G_{ot})_{dB} = \text{전송안테나의 이득 (dB)}$$

$$(G_{or})_{dB} = \text{수신안테나의 이득 (dB)}$$

$$P_r = \text{수신전력 (W)}$$

$$P_t = \text{송신전력 (W)}$$

$$R = \text{송수신안테나간의 간격 (m)}$$

$$\lambda = \text{파장 (m)}$$



이고, 만약에 송수신안테나의 이득이 서로 같다면,

$$(G_{ot})_{dB} = (G_{or})_{dB} = \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (5-9)$$

이다. 여기서  $\lambda$ ,  $R$ ,  $P_o/P_R$ 을 측정함으로써 안테나의 이득을 알 수 있다. 임의의 주파수에서 그림5-7의 그림을 이용하여 안테나를 측정할 수 있다.

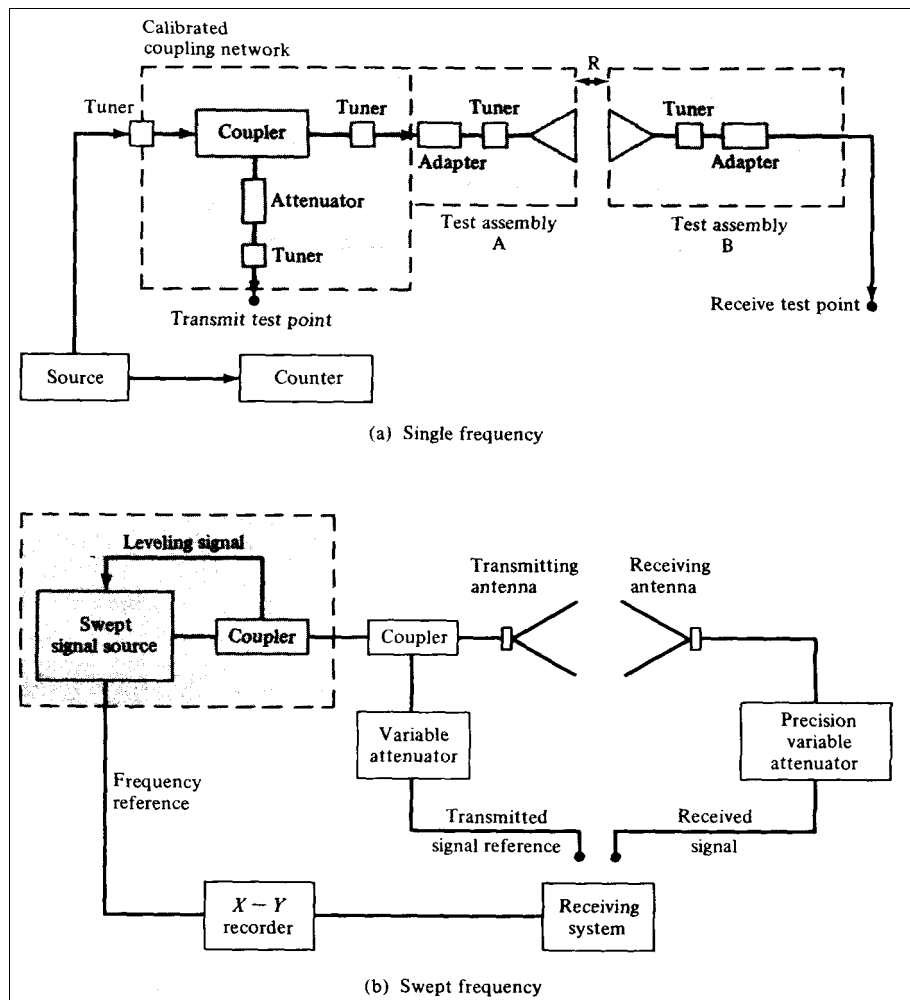


그림 5-7 안테나 이득 측정 방법

## 2. 3개 안테나를 이용한 측정법

만약 안테나 측정시 2개의 안테나가 같지 않다면, 안테나 이득이 서로 다른 3개의 안테나(a, b, c)를 이용하여 측정할 수 있다. 3개 안테나 방법의 결과식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}(G_a)_{dB} + (G_b)_{dB} &= \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_{rb}}{P_{ta}} \right) \right] \\(G_a)_{dB} + (G_c)_{dB} &= \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_{rc}}{P_{ta}} \right) \right] \\(G_b)_{dB} + (G_c)_{dB} &= \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_{rc}}{P_{tb}} \right) \right]\end{aligned} \quad (5-10)$$

따라서 상기 세 방정식으로부터 3개의 안테나 이득을 구할 수 있다.

특히 2,3개의 안테나를 이용한 측정법은

- 측정시스템의 주파수 안정도,
- 안테나간의 간격은 항상 Far-field 영역이어야하며,
- 시스템의 임피던스와 편파는 정합성을 갖추어야하며,
- 다중경로와 같은 간섭효과는 최소를 이루도록 하여야한다.

### 다. 외삽법 (Extrapolation Method)

이 방법은 세개 안테나 측정법을 이용한 절대이득 안테나 측정법의 일종이며, 이방법은 다중경로에 의한 간섭과 손실을 보상할 수 있는 방법이다. Multipath 간섭효과는 송수신 안테나 사이의 거리가 변할때 수신된 신호에 주기적인 변화를 유발시킨다.

외삽법은 이런 효과에 기인하는 오차를 수정할 수 있다. 수신된 신호는 송수신 안테나 사이의 거리함수로 표현되며 이 신호를 분석해서 Multipath 간섭 효과를 제거할 수 있다. 수신된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}V(R) &= [\exp(-jkR/R)](A_{00} + A_{01}/R + A_{02}/R^2 + \dots) \\&+ [\exp(-\beta kR/R^3)](A_{10} + A_{112}/R + A_{12}/R^2 + \dots) + \dots\end{aligned} \quad (5-12)$$

여기서  $k$  는 자유공간의 Wave-Number 이다. 수신된 신호의 주기적인 변화는 수학적으로 또는 전기적으로 평균화된다. 이 방법으로  $\pm 0.05\text{dB}$  이하의 오차를 가진 이득을 측정할 수 있으며 더 많은 반복 측정으로  $\pm 0.08\text{dB}$  까지 측정할 수 있다.

#### 라. Ground - Rflection Range에서의 측정

1GHz 이하의 주파수에서 빔폭이 큰 안테나의 이득 측정에 사용된다. 몇가지 제약과 수정하에서 2안테나 또는 3안테나 이득 측정법이 사용될 수 있다. 이 방법은 전기적으로 결합된 선형편파에 적용된다. 지표의 반사특성이 수직편파와 수평편파에 대해서 서로 다르기 때문에 원편파안테나는 사용되지 않는다. 수직편파된 안테나는 입사각의 함수로 표현되는 지표의 반사계수가 급격히 변하므로 수평편파된 안테나가 주로 사용된다.

안테나 사이의 거리는  $R_0 \gg 2h_r$  이 바람직하다. 여기서  $h_r$  은 수신안테나의 높이이다. 전송안테나의 높이는 수신안테나에서의 신호가 지표에 비해서 최초로 최대가 되도록 조정한다. 이때 이득은 다음과 같다.

$$(G_A)_{dB} + (G_B)_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_D}{\lambda}\right) + 10\log_{10}\left(\frac{P_0}{P_R}\right) - 20\log_{10}\left(\sqrt{D_A D_B} + \frac{r R_d}{R_R}\right) \quad (5-13)$$

여기서  $D_A$  와  $D_B$  는  $R_D$  상에서의 안테나 A,B 의 상대적 지향성이다. 인수  $r$  은 다음과 같이 주어진다.

$$r = (R_R R'_R \text{OVER} R_D R'_D) \frac{[(P_r/P'_r)(D'_A D'_B)^{1/2} R_D - (D_A D_B)^{1/2} R'_D]}{(P_r/P'_r)^{1/2} R_R + R'_R} \quad (5-14)$$

여기서  $R_R, R_D, P_r$  은 전송안테나를 수신안테나에서의 신호가 최대가 되도록 했을때 측정한 것이며  $R'_R, R'_D, P'_r$  은 수신안테나에서의 신호가 최소가 되도록

전송안테나를 조정했을때 측정된 것이다.  $D_A, D'_A, D_B, D'_B$ 는 두 안테나의 크기 패턴으로 부터 측정한다. 이 방법은  $\pm 0.3\text{dB}$ 의 정확도를 가지고있다.

#### 마. Gain - transfer(Gain-Comparison) 측정법

이 방법은 안테나 측정에 흔히 사용되는 방법이며, 표준 이득을 이용하여 절대이득을 얻는 방법이다. 초기에 상대이득을 측정하여, 표준 안테나를 이용하여 측정된 결과 값을 비교하여 절대 이득을 얻는다.

이 과정은 두 번의 측정에 의하여 결정된다. 첫 번째 실험에서 수신 안테나로서 측정안테나를 이용하면 수신전력을 측정하고, 두 번째 실험에서 측정 안테나를 표준 안테나로 대체하여 수신전력을 측정하며, 이때 입력 전력은 같게 한다.

$$(G_T)_{dB} = (G_S)_{dB} + 10 \log_{10} \left( \frac{P_T}{P_S} \right) \quad (5-15)$$

여기서  $(G_T)_{dB}$ ,  $(G_S)_{dB}$ 는 측정용 안테나와 표준 이득 안테나와의 이득이다.

#### 2) 원편파안테나 측정

만약 측정용 안테나가 원형 편파 혹은 타원 편파이면, gain-transfer방법에 의한 이득측정방법은 두 가지 방법이 있으며, 하나는 편파특성을 갖는 표준 안테나를 제작해서 측정하는 방법이고, 다른 하나의 방법은 2개의 선형 편파 안테나를 이용하여 측정하는 방법이다. 첫 번째 방법은 안테나의 대량생산을 할 경우에 측정시 유용하며, 두 번째 방법은 실험실에서 안테나 측정법으로 널리 사용된다.

원형편파 및 타원편파는 서로 직교 성분을 갖는 항의 합으로 표현이 가능함으로, 안테나가 방사한 총전력이 서로 직교인 두개의 선형편파의 합으로 표현이 가능하다. 따라서 편파의 전체 안테나 이득은

$$(G_T)_{dB} = 10 \log(G_{TV} + G_{TH}) \quad (5-16)$$

이며, 여기서  $G_{TV}$ 는 수직편파일 때의 이득,  $G_{TH}$ 는 수평편파일 때의 이득을 나타낸다.

### 제 5-3 절 지향성 측정방법

안테나의 지향성은 수치해석에 의한 방법과 방사패턴의 측정에 의해서 계산될 수 있다. 이 두 방법은 안테나의 전자계 패턴, 반치폭(Half-power beam width)을 이용하여 안테나의 지향성을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$D_0 = \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (5-17)$$

$\Theta_{1d}$  : half power beamwidth in E plane

$\Theta_{2d}$  : half power beamwidth in H plane

만약 안테나가 편파 특성을 갖고 있다면, 안테나 이득 측정방법과 동일하게 수행된다. 따라서 전체 지향성은

$$D_0 = D_\phi + D_\theta \quad (5-18)$$

여기서  $D_\phi$ ,  $D_\theta$ 는  $\theta$ ,  $\phi$ 에서의 지향성이다.

### 제 5-4 절 방사효율

안테나의 방사효율은 방사 과정에서 안테나가 받아들인 순전력에 대한 안테나에서 방사된 총전력의 비이다. 이 두 전력간의 차이는 안테나에서의 소비되는 전력이다. 방사효율은 또한 어떤 한 방향에서의 지향성에 대한 그 방향에서의 전력이득이다. 방사효율을 결정하는데 있어서 최대방사방향을 취하는 것이 편리

하다. 따라서 방사효율은 다음과 같다.

$$\text{radiation efficiency} = \frac{\text{peak gain}}{\text{peak directivity}} \quad (5-19)$$

안테나가 전기적으로 작고 간단할 때는 다른 방법이 사용될 수 있다. 입사저항은 방사된 전력을 설명하며 손실저항은 안테나내에서 소비된 전력을 설명한다. 방사저항은 안테나의 디멘전(Dimension)에서 계산되어 지고 안테나저항은 안테나의 입력 임피던스를 측정해서 계산한다. 안테나저항은 방사전력과 손실저항의 합이다. 이때 방사효율은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{radiation efficiency} = \frac{\text{radiation resistance}}{\text{antenna resistance}} \quad (5-20)$$

이 방법은 안테나가 직렬회로로 정확히 표현되어질 때만 사용될 수 있다.

## 제 5-5 절 임피던스 측정

안테나 임피던스는 자기(self) 및 상호(mutual)임피던스로 나누어지며, 자기 임피던스는 안테나가 전자파 에너지를 방사할 때 외부에 다른 안테나, 매질에 의한 결합(coupling)이 없는 경우이며, 상호 임피던스는 자기 임피던스와 반대의 개념을 갖는다.

신호원에서 안테나로 최대의 전력을 전송하기 위해서 복소매칭이 사용된다. 예를들면, 수신시스템에서 안테나임피던스가 부하임피던스보다 적다면 잡음이 적고, 송신시스템에서 안테나 임피던스가 부하임피던스보다 크면 최대 전력 전송조건을 만족한다. 즉 이러한 관점을 이용하면 즉, 복소매칭이 되지 않음으로서 안테나의 전력손실은

$$\frac{P_{lost}}{P_{available}} = \left| \frac{Z_{ant} - Z_{cct}^*}{Z_{ant} + Z_{cct}^*} \right|^2 \quad (5-21)$$

여기서  $Z_{ant}$ 는 안테나의 입력 임피던스이며,  $Z_{cct}$ 는 입력단자에서 안테나를 본 임피던스이다.

안테나와 전송선간에 부정합이 되었을 경우 부정합된 양은 안테나에 입사된 전력량과 반사된 전력량으로 표현이 가능하며, 이를 다르게 표현하면 안테나 입력 임피던스와 선로특성임피던스의 함수로 표현이 가능하다. 따라서 반사계수, VSWR, 전송선특성임피던스와의 관계는

$$\frac{P_{refl}}{P_{inc}} = |\Gamma| = \left| \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \right|^2 = \left| \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right|^2 \quad (5-22)$$

이다. 반사계수와 전송선로의 특성임피던스에 의한 안테나의 입력임피던스는

$$Z_{ant} = Z_c \left[ \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right] \quad (5-23)$$

이다.

## 제 6 장 결 론

현재 국내외 정보통신 서비스는 다양한 형태로 운영되고 있다. 특히, 저주파에서 밀리미터파까지 무선통신 서비스 기술은 고부가가치 기술로 대두되어 기술 선진국에서는 활발히 연구를 진행하고 있다. 또한 국내에서도 이동통신 및 위성통신의 대중화에 따라 주파수의 효율적인 이용방안에 관한 연구 및 무선통신에 대한 기술개발이 활발히 진행되고 있다.

선진국들은 이미 1980년대부터 정지위성 및 이동통신을 통한 다양한 위성서비스와 지상에서의 이동통신 서비스등이 상용화함에 따라 이동국 또는 고정국의 단말기에 사용되는 핵심기술로서 경량,소형,고성능 안테나 기술개발의 집중적인 지원 및 투자하에 고이득,다기능화 및 지능화된 안테나에 대한 연구를 활발히 진행하고 있다. 일부는 상용화 단계에 이르고 있는 실정이다. 이와 함께 주변 개발도상국들도 다양하게 증대되는 각종 통신서비스에 적절히 대처하고 이 분야의 국가 경쟁력을 확보하기 위해서 단말기 관련기술 특히, 안테나 기술을 핵심기술로 선정하고 개발을 추진하고 있다.

국내에서는 1996년부터 위성통신 서비스가 본격적으로 시작되고 디지털 이동통신 서비스 확산으로 고품질의 안테나 기술개발에 대한 필요성이 크게 대두되고 있다. 그러나 이에 대한 국내 연구는 기술 선진국에 비교하면 초보적 단계를 벗어나지 못하고 있는 실정이다.

앞으로 무선통신을 이용한 서비스 형태는 시공간의 제한을 받지 않으므로 상당한 발전이 있을 것으로 예상되며, 이에 따라 무선통신의 성능을 크게 좌우하는 고품질 안테나 기술에 대한 연구는 더욱 절실할 것으로 예상된다. 이와함께 무선통신 서비스 수요급증으로 사용 주파수대역이 이동통신은 준마이크로파 대역으로 위성통신은 점차 밀리미터파 대역으로 높아짐에 따라 새로운 주파수 대역에 적합한 안테나에 대한 연구도 필요하다.

본 연구에서는 기존 안테나의 성능 향상 방법 및 차세대 주파수대역에서 무선통신에 응용할 수 있는 고품질 안테나에 대한 기술을 연구하고, 안테나의 성능 분석 및 안테나 측정을 위한 연구를 진행함으로써 낙후된 안테나 기술부문과 차



세대 안테나 설계 및 측정 기술의 기반 구축에 도움이 되고자 한다. 그리고 본 연구를 활용한다면, 향후에 제공될 다양한 서비스에 효율적으로 사용할 수 있는 안테나를 개발할 수 있고 이에 따라 선진국의 기술보호가 심한 안테나 기술분야에 대한 기술확보 및 국제 경쟁력을 확보할 수 있을 것으로 사료된다.

본 연구에서는 안테나 동향 분석을 위하여 이동통신 기지국 안테나, 밀리미터파 대역 안테나, 위성탑재용 안테나, 반사판 안테나, 마이크로스트립 안테나 등에 관한 동향분석을 통하여 안테나의 발전방향과 연구방향을 도출하였다.

마이크로스트립 안테나에 관한 연구는 안테나 분석을 위하여 스펙트럴 영역에서 마이크로스트립 안테나 해석, Cavity 모델을 이용한 마이크로스트립 안테나 분석을 통하여 임의의 형태의 안테나 분석이 용이한 안테나 분석용 S/W 개발하였다. 구조적인 변화에 대한 연구로는 Aperture-coupled-slot구조를 갖는 마이크로 스트립 안테나를 CAD를 이용하여 분석하였다.

반사판 안테나를 분석하기 위해서 Jacobi-Bessel 적분법에 의한 반사판 안테나 해석을 이용하여, Multi-feeder를 이용한 Contour 빔 형성 안테나 해석 및 S/W 개발하였으며, Cluster feeder를 이용한 한반도 형태의 Contour 빔 형성 개발하였다.

안테나 성능 분석 및 측정연구는 안테나 측정방법에 관하여 분석하였으며, Near-field 측정방법 해석과 안테나 제특성 측정방법에 관하여 연구하였다.

본 연구에서 수행한 연구결과를 이용하여 이동통신용 안테나 및 밀리미터파용 안테나와 위성탑재용 안테나 개발에 이용할 수 가 있다. 추후 연구로는 광소자와 RF소자를 복합화한 Optic-Antenna에 관한 연구와 Intelligent 기능이 부가된 안테나에 관한 연구를 수행하여야 할 것이다.