

2004년

SAR 측정용 멀티프로브의 근거리장 왜곡특성 연구

전파연구소 · 연세대학교 전파통신연구실

# SAR 측정용 멀티프로브의 근거리장 왜곡특성 연구

2004. 12

전 파 연 구 소  
연세대학교 전파통신연구실

# 제 출 문

본 보고서를 「SAR 측정용 멀티프로브의 근거리장 왜곡특성 연구」 과제의 최종 보고서로 제출합니다.

2004. 12 . 15.

연구책임자 : 박한규 (연세대학교 )

연 구 원 : 김정민 (연세대학교 )

김우태 (연세대학교 )

연구보조원 : 김도윤 (연세대학교 )

이경원 (연세대학교 )

홍영표 (연세대학교 )



# 요 약 문

1. 과제명 : SAR 측정용 멀티프로브의 근거리장 왜곡특성  
연구
2. 연구 기간 : 2004년 2월 ~ 2004년 12월
3. 연구책임자 : 박한규

#### 4. 계획 대 진도

##### 가. 월별 추진내용

세부내용	연구기간 (분기)			
	1/4	2/4	3/4	4/4
<b>가. 자료조사 및 분석</b>				
○ 국내외 프로브 기술 동향 조사 및 분석				
○ 멀티 프로브 특성 자료 조사				
○ 수집된 자료를 토대로 추진방향 분석				
<b>나. 프로브 모델링 및 성능분석</b>				
○ 단일프로브 설계 및 성능 검토				
○ 멀티프로브 구조에서 상호 프로브간의 커플링 계산				
○ 멀티프로브 구조에서 프로브간의 상호상관계수 도출				
<b>다. 연구 결과 검증 및 검토</b>				
○ 계산된 결과를 토대로 머리프로브의 오차 교정방안 연구				

## 나. 세부 과제별 추진사항

### 1) 자료조사 및 분석

- o 국내외 SAR 측정 프로브 기술 동향 조사 및 분석
- o 멀티 프로브 특성 자료 조사
- o 수집된 자료를 토대로 추진방향 분석

### 2) 프로브 모델링 및 성능 분석

- o 단일프로브 모델링과 성능 검토
- o 전계용 단일 프로브 모델링
- o 전계용 프로브의 다이오드 삽입 계산 구현
- o 자계용 단일 프로브 모델링
- o 수직 배열 멀티 프로브의 상호 결합 계산
- o 수평 배열 멀티 프로브의 상호 결합 계산
- o 멀티프로브 구조에서 프로브간의 상호결합 특성 이론 분석

### 3) 연구 결과 검증 및 검토

- o 계산된 결과를 토대로 상호 프로브간의 상호 이격거리 제시
- o 근접 거리 및 최적 이격 거리에서 발생하는 오차 비교 분석

## 5. 연구결과

### 1) 국내외 SAR 측정 프로브 기술 동향 조사 및 분석

### 2) 단일 프로브 자료 수집 및 특성 파악

- 3) 멀티 프로브 특성 자료 조사
- 4) 수집된 자료를 토대로 추진방향 분석
- 5) 자계용 단일 프로브 설계
- 6) 전계용 단일 프로브 설계
- 7) 자계용 멀티 프로브의 상호결합 도출
- 8) 전계용 멀티 프로브의 상호결합 도출
- 9) 멀티프로브의 최적 이격거리 제시
- 10) 최적 이격거리에서의 측정 정확성 검증

## 6. 기대효과

- 1) 정량적 SAR 측정방법 표준화 연구에 활용
- 2) 근거리 전자장 측정용 프로브의 제작에 활용
- 3) 각종 전자·통신 시스템의 정확한 근거리 전자장 측정에 활용
- 4) 정확한 근거리 전자장 측정 시스템의 제작에 활용
- 5) 멀티프로브를 이용한 SAR 측정 방법 및 기준 제시

## 7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규 격	수량	용도	보유현황	비 고
o네트워크분석기	20GHz	1	네트워크분석	보유	
o스펙트럼분석기	6GHz	1	주파수영역분석	보유	
oIBM-PC	Pentium	10	시뮬레이션용	보유	
oLaser Printer	300dpi	2	출력용	보유	

## 8. 기타사항



# SUMMARY

This studies shows that to keep current with trends in the abroad and to achieve fundamental knowledge of SAR measurement development which will be needed for future.

Up to now, multiprobe technique has not been concerned for commercializing SAR measurement system yet. When multi-probe measurement system is established, mutual coupling phenomenon which can be identified through the background between array antennas always comes out. At first, single probe performance is investigated to realize the distortion characteristic among probes utilizing multiprobe.

In conventional wide band magnetic probe, the radiation is produced along only one direction, because the one side of probe is connected with ground plane while the other side of probe is opened. The uni-direction current flow should be fixed into uniform current distribution incorporating bond wire for preventing resonance of probe itself.

Electric probe employs dipole-shaped probe which the middle is linked with diode. It is identified that the electric intensity is not much affected by incident wave from outside.

Mutual coupling phenomenon which is most significant problem is occurred between probe and ground plane as well as among probes. Basic mutual coupling model is transformed into impedance matrix format to investigate the variation of mutual coupling impedance for two dipole antenna array. Probe is distinguished to electric and magnetic use and each probe is arranged with changing of the distance between probes. Simultaneously, bond wire technique is applied to suppress resonance for the magnetic probe. The performance of multiprobe did not change on the condition of no resonance. In case of electric probe, circuit simulator is utilized to observe the variation of the mutual coupling coefficient with inserting diode. The resonance characteristic is observed from 1 GHz to 3 GHz band and chapter 4 is referenced for wavelength consequence. Also, the simulation is performed with respect to the distance of probe which is from 30 mm to 70 mm. The optimum distance guidance for mutual coupling gives great help to design near field multiprobe measurement system for the future work.

# 목 차

표 목 차 .....	10
그림목차 .....	11
제 1 장 서론 .....	16
제 2 장 해외 기술 동향 .....	19
제 1 절 멀티 프로브를 이용한 금속 물질의 결합 부분 발 .....	19
제 2 절 전기적으로 두꺼운 기판을 가지는 안테나의 상호 결합에 관한 연구 .....	23
제 3 절 프로브 급전을 통한 유전체 공진 안테나 어레이의 상호 결합에 관한 연구 .....	27
제 3 장 단일 프로브의 성능 특성 .....	31
제 1 절 초고주파 회로 측정용 광대역 자기장 프로브 개발 .....	31
제 2 절 단일 전계 프로브의 설계 및 성능 분석 .....	41
제 4 장 멀티 프로브의 상호결합 특성 .....	54
제 1 절 상호결합의 임피던스 영향 .....	54
제 5 장 멀티 프로브의 모델링 및 성능 분석 .....	62
제 1 절 멀티 프로브의 성능 계산 .....	62
제 2 절 수평방향 자계용 멀티 프로브의 성능 계산 .....	64
제 3 절 수직방향 자계용 멀티 프로브의 성능 계산 .....	71
제 4 절 수평방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산 .....	74
제 5 절 수직방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산 .....	79
제 6 절 수직방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산 .....	82

제 6 장 결론 .....	87
----------------	----

## 표 목 차

표 1 월별 추진 내용 .....	3
표 2 기자재 사용 내역 .....	5
표 5-1 결과 요약 .....	85

# 그 립 목 차

그림 2-1 금속 결점을 찾아내는 멀티 프로브 시스템 .....	21
그림 2-2 측정 시스템의 시스템 블록도 .....	21
그림 2-3 금속 표면에 결점이 있을 경우 .....	22
그림 2-4 전압 소스를 이용한 결점 측정 방법 .....	22
그림 2-5 결점이 있을 경우와 없을 경우의 전압 측정 비교	23
그림 2-6 종방향 횡방향으로 프로브가 놓였을때의 도면 .....	25
그림 2-7 배열 개수에 따른 상호결합 임피던스 .....	26
그림 2-8 단일 프로브 모델 .....	28
그림 2-9 DR안테나를 배열한 개념도 .....	28
그림 2-10 방사패턴 결과 .....	29
그림 2-11 포트 임피던스 변화 .....	30
그림 3-1 제안된 Magnetic field probe .....	33
그림 3-2 기존 프로브의 필드 분포 .....	34
그림 3-3 제안된 프로브의 필드 분포 .....	34
그림 3-4 기본 프로브의 반사손실 결과 .....	35
그림 3-5 제안된 프로브의 반사손실 결과 .....	35
그림 3-6 프로브 검증을 위한 기본 측정 개념도 .....	36
그림 3-7 기존 프로브의 S 파라미터 성능 .....	37
그림 3-8 제안된 프로브의 S 파라미터 성능 .....	38
그림 3-9 Hz 필드의 세기 분포 .....	39
그림 3-10 Hy 필드의 세기 분포 .....	40
그림 3-11 전계 프로브의 구조 .....	41
그림 3-12 실제 전계 프로브 구조와 등가회로 .....	42

그림 3-13 다이오드 .....	43
그림 3-14 단일 전계용 프로브의 구조 .....	44
그림 3-15 전계용 프로브의 주파수 특성 .....	45
그림 3-16 전계용 프로브의 전계분포 .....	45
그림 3-17 단형 다이폴 .....	46
그림 3-18 단형 다이폴의 방사 방법 .....	47
그림 3-18 축전기판 안테나 .....	48
그림 3-19 역 L형 안테나 .....	49
그림 3-20 반파장 다이폴 (a) 전류분포 (b) 방사패턴 .....	51
그림 3-21 몇가지 다이폴 안테나의 특성과 성능 .....	53
그림 4-1 완전 급전된 배열 안테나의 상호결합 .....	55
그림 4-2 m번째 배열소자에 대한 모델 .....	55
그림 4-3 두 안테나 사이의 결합을 나타내는 회로망 .....	57
그림 4-4 실수부 상호 임피던스 .....	59
그림 4-5 허수부 상호 임피던스 .....	59
그림 4-6 실수부 상호 임피던스 .....	60
그림 4-7 허수부 상호 임피던스 .....	61
그림 5-1 멀티프로브 계산 블록 다이어그램 .....	62
그림 5-2 전계용 멀티 프로브의 구조 .....	64
그림 5-3 자계용 프로브의 수평방향 상호 결합 계수 특성 .....	65
그림 5-3-1 이격거리 30 mm의 필드 분포 .....	66
그림 5-3-2 이격거리 70 mm의 필드 분포 .....	67
그림 5-4 본딩 와이어를 이용한 자계용 멀티 프로브의 구조 .....	68
그림 5-5 본딩 와이어를 이용한 수평배열 멀티프로브의 성능 .....	69

그림 5-5-1 이격거리 30 mm 자계 프로브의 필드분포 .....	70
그림 5-5-2 이격거리 70 mm 자계 프로브의 필드 분포 ...	70
그림 5-6 수직방향 자계 측정용 멀티 프로브 구조 .....	71
그림 5-7 수직 배열 자계용 프로브의 성능 .....	72
그림 5-7-1 이격거리 30 mm의 수직 자계 프로브 필드 분포 .....	73
그림 5-7-2 이격거리 70 mm의 수직 자계 프로브 필드 분포 .....	73
그림 5-8 수평방향 전계용 프로브의 배열 모습 .....	74
그림 5-9 전계용 프로브 시뮬레이션 방법 .....	75
그림 5-10 단일 프로브의 다이오드 삽입 방법 .....	75
그림 5-11 다이오드 삽입 회로 구조 .....	76
그림 5-12 수평배열 전계 프로브의 거리에 따른 성능 .....	77
그림 5-12-1 이격거리 30 mm의 수평배열 전계 프로브의 필드분포 .....	78
그림 5-12-2 이격거리 70 mm의 수평배열 전계 프로브의 필드분포 .....	78
그림 5-13 수직방향 전계용 프로브의 배열 모습 .....	79
그림 5-14 수직 배열 전계 프로브의 거리에 따른 성능 .....	80
그림 5-14-1 이격거리 30 mm의 수직배열 전계용 프로브의 필드 분포 .....	81
그림 5-14-2 이격거리 70 mm의 수직배열 전계용 프로브의 필드 분포 .....	81
그림 5-15 수평배열 전계용 프로브의 필드 측정 구조 (30 mm) .....	82
그림 5-16 단일 및 멀티프로브 측정 결과 (30 mm) .....	83



그림 5-17 수평배열 전계용 프로브의 필드 측정 구조 (60 mm) .....	84
그림 5-18 단일 및 멀티프로브 측정 결과 (60 mm) .....	84

# 제 1 장 서론

최근 사회, 경제 활동 및 정보화의 눈부신 발달로 인하여 휴대 전화기와 같은 무선통신기술은 급속도로 발전, 사용되어지고 있다. 이는 각종 초고주파 부품의 개발과 시스템의 저렴화, 소형화에 의한 것으로 통신 시스템 외에도 전자파를 이용하는 기술 산업의 발전으로 인하여 매우 다양한 가정 기기, 의료 기기, 산업용 장비가 개발되고 있으며, 특히 많은 양의 데이터를 처리하기 위한 고속 디지털 장비의 개발이 진행중이다. 그러나, 기술의 발전과 아울러 장비와 장비 및 장비와 인체 사이의 전자파 간섭 문제에 대한 관심이 날로 증가하고 있으며 관련 민원도 점차 증가하고 있다. 특히 널리 사용되는 휴대폰과 인체와의 상호 작용은 많은 관심을 끌고 있으며, 이러한 근거리 전자장의 위해로부터 인체를 보호하기 위하여 각국은 전계와 자계 혹은 전력밀도의 최대 허용 노출량 (maximum permissible exposure, MPE)을 규정해 놓고 있다. 그러나 이와 같은 전자파 간섭 문제는 근거리 전자장 영역에서 발생하는 것으로 계산 및 측정이 매우 힘들다. 따라서, 민원 해결 및 전자·통신 시스템의 개발과 검정을 위하여 임의 매질내부에서의 근거리 전자장의 정확한 측정의 필요성이 날로 증가하고 있다. 근거리 전자장 영역은 전자장 분포가 일정하지 않으며, 전자파 상호 간섭이 큰 영역이므로 근거리 전자장 측정용 프로브 및 제반 시스템과의 전자파 결합으로 인해 측정에 큰 왜곡이 발생할 수 있다. 따라서 근거리 전자장의 분포 특성 및 제반 특성을 정확히 측정할 수 있는 프로브와 시스템의 개발은 매우 어려운 문제이다.

ANSI/ IEEE C95.1 - 1992의 초고주파 안전 기준에서는 전자파 에너지에 인체가 노출될 경우 고용조건으로 잠재적인 노출을 수용하거나, 고용조건이 아닌 그 어떤 이유로 잠재적인 노출을 수용하는 경우의 환경인 관리 환경 (controlled environments)과 전자파 에너지에 인체가 노출될 경우 현재 노출되고 있는 것을 모르거나 노출을 관리할 수 없는 환경인

비관리 환경 (uncontrolled environments )으로 구분하여 기준을 정해 놓고있다. 비관리 환경인 경우에 임의 생체조직 1 g 평균 SAR 값의 첨두치가 1.6 W/kg을 초과하지 않을 것과 손, 발, 손목, 발목의 경우는 10 g 평균 SAR 값의 첨두치가 4W/kg을 초과하지 않을 것, 전신 평균 SAR 값은 0.08 W/kg을 초과하지 않을 것으로 정하고 있다. 특히, 휴대 전화기와 같은 근거리 영역에서는 전자파 분포의 심한 불규칙성 때문에 1 g 평균 SAR 값의 첨두치가 휴대 전화기에 의한 위해 정도를 표시하는 척도가 되고 있다. 휴대폰에 의한 SAR의 측정은 인체의 조직을 근사화시킨 신체조직으로부터 E- field를 직접 측정하여 구한다. SAR 평가에 사용되는 측정 시스템은 작은 지름의 등방성 전계프로브, 다축 프로브 위치제어 시스템, 프로브를 제어하고 측정하는 도구와 컴퓨터로 구성된다. 부가적으로 전계프로브의 교정, 측정 시스템의 타당성 검토, 조직 재료의 특성 측정을 위한 장비가 필요하다. 전체 시스템 구성시 프로브에서 검출한 신호는 외부 노이즈로부터 간섭을 최소화하여야 한다. 따라서, 전체 시스템의 성능에 가장 민감한 영향을 주는 것이 프로브의 설계이다. 최근 전자파 결합 (EMC) 분야에서 전자파 측정용 프로브는 여러 가지 전자장비의 전자파 방사, 흡수, 차폐 기능과 국소 영역에서 전자파 세기의 결정을 위하여 고성능, 광대역 소형 프로브에 대한 연구가 계속 진행중이며, 상용 제품도 출시되고 있다. 전자파 프로브는 전계를 측정하기 위하여 극소형 다이폴 안테나를 사용하고 자계를 측정하기 위하여 루프 안테나를 사용하며, 구성 요소에 따라 전자 프로브 (electronic probe), 온도 감지 프로브 (temperature sensing probe), 광 프로브 (photonic probe)로 나뉘어 진다. 전계 프로브는 전계의 세기를 DC 전압으로 바꾸어 주는 검파 다이오드와 얻어진 전압을 전달하는 전송선, 그리고, 처리부로 나뉘어진다. 검파 다이오드는 쇼트기 배리어 다이오드를 사용하는데, 극소형 프로브를 구현할 경우 빔 리드 형태가 적합하다. 그리고, 전달 수단으로만 사용되는 전송선은 측정 영역의 전계 분포에 최대한 영향을 미치지 않아야

하므로 큰 저항을 가진다. 또한 외부 잡음의 영향을 최소화하기 위하여 저역 통과 필터의 역할을 할 수 있는 커패시터를 삽입한다. SAR 측정용으로 사용되는 전계프로브는 광대역에서 고감도 및 선형 응답을 가져야 하고, 등방성이고 공간 분해능이 높아야하며, 측정하고자 하는 전계 값에 미치는 영향이 최소가 되도록 설계하여야 한다. 더욱이 프로브의 개수를 증가시켜 멀티 프로브로 SAR 측정 시스템을 구현할 경우 기존의 SAR 시스템의 단점이 측정 시간을 획기적으로 개선할 수 있기 때문에 이에 관한 연구가 중요하다 할 수 있다. 본 연구에서는 이러한 멀티 프로브를 이용할 경우 프로브 상호간에 어떤 간섭 현상이 생기는지 파악하고 프로브의 개수가 증가함에 따른 측정 왜곡 특성을 분석하고자 한다.

본 보고서에서는 제 2장에서 해외 기술 동향을 파악하여 선진국에서 연구중인 다중 프로브의 개발 방향에 대해 살펴 보고 제 3장에서 단일 프로브에 대한 성능 검토를 통해 다중 프로브에 관한 연구를 하기 위한 기반을 확보한다. 제 4장에서는 다중 프로브를 사용할때의 상호결합 이론에 대해 살펴 보기로 하고 제 5장에서 결론을 내린다.

## 제 2 장 해외 기술 동향

현재 멀티프로브를 이용하여 SAR 측정 시스템을 구현한 곳은 세계 어느 곳에도 없다. 멀티프로브를 이용할 경우 측정시간을 획기적으로 줄일 수는 있지만 개개의 프로브에서 측정하는 값들에 대해 어느정도 왜곡이 생기는 지 파악할 수가 없다. 이 장에서는 해외에서 진행중인 이러한 멀티 프로브를 이용한 시스템이 어떠한 것들이 있는지 살펴보고 멀티프로브를 사용할 경우 발생할 수 있는 상호결합 특성에 관한 연구에 대해 알아보기로 하겠다.

### 제 1 절 멀티 프로브를 이용한 금속 물질의 결함 부분 발견에 관한 연구

이 연구는 green state 분말 야금 부분에서 결점을 찾아낼수 있는 장비에 대해 설명한다. 장비는 P/M 부분의 표면이 닿는 멀티 프로브 배열로부터의 임피던스 측정의 행렬을 사용한다. 데이터를 측정하는 배열은 결점을 찾아내는 것 뿐만아니라 그것들의 위치, 크기, 방향을 결정한다. 실험 결과는 10um에서 200um까지의 크기에서 결점을 찾아내는 것을 보여준다. 장비는 p/m part에 면에 넓은 영역에 닿는 multiprobe 배열을 사용한다. 알고있는 전류를 가하고 배열에서의 전압분포를 측정하여 impedance 측정 matrix를 만들어낸다. algorithm은 장비가 결점의 존재를 찾아내는 것 뿐만아니라 그것의 위치, 크기, 방향까지 찾을 수 있도록 측정된 데이터를 처리하도록 구성된다.

연구의 진행은 첫째, 공업적인 p/m 생산 환경에서 비파괴적인 결점을 찾는 일로 주어진 측정문제를 소개하는 내용이 주어진다. 둘째 실험실에

서의 제어된 틸을 가진 또한 실제 생산과정에서 주로 발생하는 결점의 특징을 가진 sample에서 측정된 결과를 가지고 장비의 개선을 설명한다. data 처리 그리고 p/m 생산 환경에 parameter 처리에서의 변화에도 강한 검사 알고리즘에 대한 내용을 소개한다. 세 번째 section은 최소한의 검색가능한 결점의 크기처럼 system level parameter와 전기적인 parameter(signal의 noise, gain, bandwidth)와 관련되어 있다. 마지막으로 이 장비에 쓰여진 기술이 10um부터 수 mm까지의 크기의 결점을 신속하게 찾아낼수 있다는 것을 나타내고 있다. 이것은 p/m 생산 공정에서 생산량의 개선으로 나타나고, 작은 조각의 값을 감소시키고 p/m 생산자를 위해 수익을 증진시킬것이다.

## 1. 분말 야금 생산 공정

p/m 생산 공정에서 기계적인 부분을 생산하기위해서, metal 분말의 분말을 결합시키는 물질(wax와 같은) 원하는 형태로 부품을 형성하기 위해 압축한다. 압축후, 부품은 green으로 불려진다. green state에서, p/m 부품은 성기계 접힌 큰 알갱이와 약한 결합력을 가진 particle로 구성된다. 그리고 나면, 부품은 결합 물질을 태워버리고 남은 metal 분말의 알갱이 사이에서 야금의 결합을 높이는 높은 온도에서 수시간동안 소결된다. 소결후에, 부품은 끝낸것,또는 소결된 것으로 불린다.

## 2. 결점 찾아내기

끝낸 부품에서 결점은 보통 불균일한 압축과 같은 이유로 green state에서 존재하는 틸을 형성한다. 이 틸은 보통 폭이 ten micron의 order를 갖는다. 일반적으로 비파과적인 결점 문제로의 앞에서의 접근법은 초음파와 소용돌이 전류 기법을 포함한다. green state 부품의 물질적인 특성을 가지는 어려움 때문에 이 기술은 끝낸 부품에서만 적용할 수 있다. 소결에 걸린 시간이 비교적 길기 때문에 많은 결점이 발생한 green state 부품은 결점이 전 소결 검사에서 검색되기 전에 생산된다. 결점이 발생한 부품은

버려지기 때문에 결과적인 scrap 비용은 큰 부피, 저 이익 p/m 산업에서는 극도로 피해야 한다.

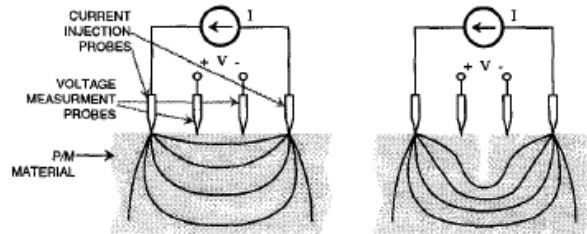


그림 2-1 금속 결점을 찾아내는 멀티 프로브 시스템

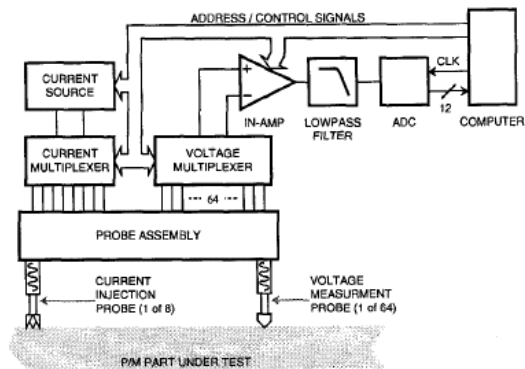


그림 2-2 측정 시스템의 시스템 블록도

### 3. 네 개의 프로브를 이용한 결점 검출

potential 강하 측정 기법은 green state에서 결점을 찾는 가능한 수단으로 탐구되고 있다. 이 기술에서(fig 1에서 보여지는), 네 개의 probe들은 sample에 닿아있다. 전류는 두개의 바깥 probe를 통해 부품에 가해지고, 두개의 안쪽 probe 사이에 전압 강하가 측정된다. 결점이 없는 부분에서(fig 1a에서 보여지는), 측정된 전압과 가해진 전류는 p/m 물질의 저항과 관련되어 있다. 결점이 존재하는 부분에서 (fig 1b에서 보여지는), 가해진

전류의 흐름이 변화한다. 이것은 결점이 없는 부분과 비교하여 명확한 저항의 증가 때문이다. 비록 이 기술이 결점을 검색할 수 있다고 하더라도, 부가적인 여러 가지 문제점이 존재한다.

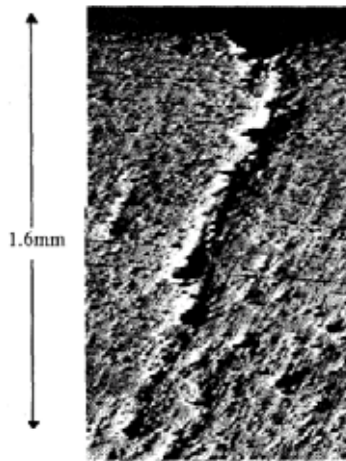


그림 2-3 금속 표면에  
결점이 있을 경우

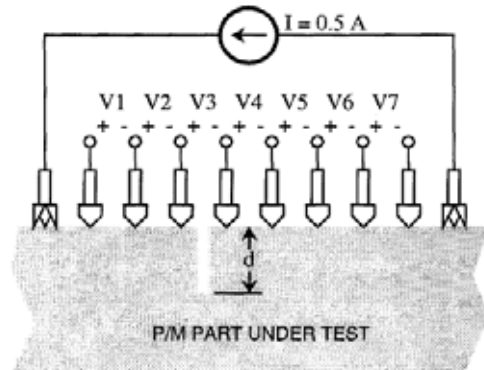


그림 2-4 전압 소스를 이용한 결점  
측정 방법

- 측정 면적이 매우 작아, 결점 위치에 대해 미리 아는 것이 필요하다.
- 이 기법은 가해주는 전류의 방향에 의존한다. 만약 결점의 축이 가해지는 전류와 평행하다면, 전류의 경로는 바뀌지 않을 것이고 저항의 증가가 측정되지 않을 것이다. 그러므로 결점 방향에 대한 우선적인 지식이 요구된다.
- 이 기법의 결과는 저항의 한번의 측정이다. 그것은 결점과 관련되지 않은 다른 요인 때문에 바뀔 수 있다. 다른 한편으로는 기온, p/m 압축 조밀도, 시작 물질의 저항과 같은 parameter에서 허용되는 변동은 결점을 나타내는 false positive를 주는 저항에서의 증가를 일으킨다. 그러므로 좋은 부품의 결점을 이끈다. 그러므로 쓸 수 있는 접근은 공정



parameter에서 변동을 견딜 수 있어야 한다.

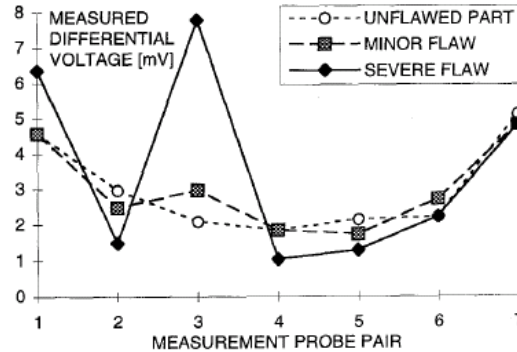


그림 2-5 결점이 있을 경우와 없을  
경우의 전압 측정 비교

## 제 2 절 전기적으로 두꺼운 기판을 가지는 안테나의 상호 결합에 관한 연구

유한 사이즈의 끝과 접하는 metal strip antenna들 사이의 상호 커플링의 해석은 전기적으로 두꺼운 유전체 기판이 아웃라인이 된다. 그런 안테나들은 밀리미터파장의 응용에 대한 유용한 MMIC 안테나로써 제안되어왔다. 여기에 제안된 해석은 실험적으로 증명되었다 그리고 그 결과는 CPW 급전을 가진 metal strip folded 다이폴의 3개 배열에 적용된다.

배열의 element 들 사이의 상호 커플링에 대한 전기적으로 두껍고 유한 사이즈 유전체 기판은 영향이 설명되었다. 유한사이즈의 끝과 접하는 metal strip antenna는 전기적으로 두꺼운 유전체 기판을 가지고 있으며

유전체에 polarization current 대해 체적공식을 가진 electric field integral equation을 사용하여 도체 유전체로 구성된 혼합구조로써 분석되어왔다. 그 해석법은 이 구조들이 밀리미터 파장에서 사용되는 MMIC(microwave integrated circuit) 안테나로써 사용될 수 있는 가능성을 가지고 있다는 것을 보여주고 있다. 그리고 이런 타입의 실질적인 안테나의 중요한 특징은 성공적으로 예측되어왔다. 특히 metal strip이 만들어지는 전기적으로 두껍고 유한사이즈 유전체 기판은 안테나의 방사 특성과 입력임피던스에 중요한 영향을 끼친다는 것을 보여주었다. 배열 안테나의 응용에서 인접한 안테나들끼리 mutual coupling 효과에 대한 이해는 안테나를 디자인하는데 있어서 중요하다. 무한 배열 기법은 이런 정보(인접한 안테나들끼리 mutual coupling)를 uniform magnitude를 가지를 가지고 여기되는 large array의 요소에 대해서 얻어졌지만 element 사이의 상호작용에 대한 더 자세한 정보는 배열에서 pair 형태를 가진 elements들 사이의 자기, 상호 인덕턴스의 계산으로부터 얻어진다. 이런 임피던스들은 기하학적으로 nonuniform 일때의 영향을 결정할 때 유용하다. element 들은 특별한 형태에 따라 여기 되어진다는 것을 확신하기 위해 small array 값들은 여기전압과 feed point 전류와 관계된 임피던스 매트릭스의 모든 자기 상호 term 들에 대해 항상 요구되어진다. 또한 상호커플링 영향은 정확한 모델로부터 계산되어진다는 것은 중요하다. 그러나 완벽한 표현에 대한 자기상호 인덕턴스의 계산은 small array에 대해 수치적인 요구사항에 의해 실질적으로 제한되어진다. large array의 완벽한 환경은 시뮬레이션 될 수 없다는 사실에도 불구하고 유용한 결과가 얻어질 수 있는데 그 경우는 특별하게 가까운 근처의 상호작용들은 상호 커플링 효과를 지배한다. 이 연구에서는 위에서 묘사되었던 타입기판에 메탈 스트립 안테나의 2개, 3개 배열들이 분석되었다. 구조를 나타내는 electric field intergral equation에 대한 계산적인 요구사항들이 크기 때문에 high performance large scale computing resource가

필요하게 된다. 그러한 resource 로 상호 커플링이 배열 요소에 대한 전류분포로부터 구해질 수 있다. 비록 매우 일반적인 경우가 고려될지라도 symmetric 한 제한의 사용은 계산적인 부담을 줄여줄수 있다. 분석으로부터 얻어진 결과는 collinear collateral 3개 요소 배열들의 실험적인 결과치와 비교되며 그 결과가 서로 비슷함을 알 수 있다.

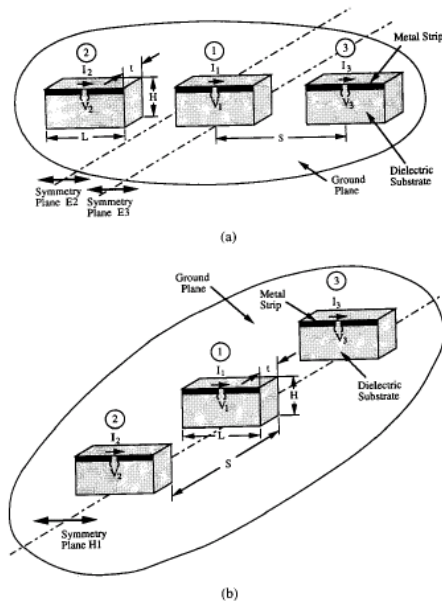


그림 2-6 종방향 횡방향으로  
프로브가 놓였을때의 도면

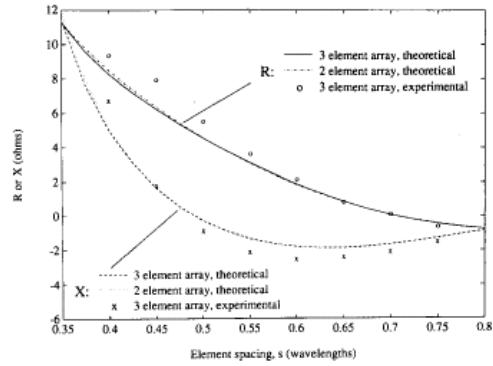


그림 2-7 배열 개수에 따른  
상호결합 임피던스

본 연구에서는 coplaner strip 전송선로에 의해 입력이 되는 metal strip dipole 배열들이 접힌 3개 요소들 사이의 커플링의 분석이 가능하다는 것을 보여주었다. 또한 정확한 디자인 정보는 이런 완벽한 mmic 안테나 요소와 그들의 feeder assemblies에 대해서도 얻어질 수 있음을 보여주고 있다.

### 제 3 절 프로브 급전을 통한 유전체 공진 안테나 어레이 의 상호결합에 관한 연구

이 연구는 유전체 공진 안테나 소자의 선형 배열에 대한 이론적인 포트 임피던스와 방사패턴은 수학적으로 계산되었다. 사용된 기술은 non-bor 구조에 coupled 된 bor 구조에 대한 surface integral equation 의 형식에 기초하였다. 포트 임피던스와 방사 필드가 결정된 것으로부터 equivalent 한 surface electric 전류와 magnetic 전류를 얻기 위해 MOM 방식의 계산을 사용하였다.

DR 안테나의 방사 특성과 이론적인 공진 주파수의 수학적 값을 구하고 원통형 DR 의 여러 가장 낮은 source free modes 에 대한 near field 분포를 결정하기 위한 초기 실험적 연구는 자유 공간에서였기 때문에 DR 안테나 소자에 대한 정확한 이론적인 모델의 개발에 관심이 있었다. 이러한 관심은 최소의 conducting 부분을 가진 작고 효율적인 안테나를 생산하기 위한 요구에서 기인하였다. 이러한 특성은 밀리미터 wave 주파수에서 동작하는 안테나에 대한 공간적인 관심이다. hdra의 뒷면 접지면의 입력 저항과 방사패턴 대한 명확한 이론적인 모델은 5와 6에서 MOM 과 함께 다이아덕 그린 평선을 통하여 이루어져 왔다. 후에 동축 프르브에 의해 피딩되는 원형 대칭 DR 안테나의 입력 저항은 수학적으로 MOM과 함께 surface integral 형식으로 결정되었다. 수학적 기술은 half split 원통형 DR 안테나의 입력저항과 방사패턴을 계산하는데 사용될 수 있다.

본 논문에서 동축 프르브에 의해 피딩되는 원형 대칭 DR 안테나 소자의 선형 배열에 대한 모델링이 가능하도록 확장하였다. 이 모델은 방사특성과 멀티 포트 네트워크 파라미터가 정확하게 결정될 수 있도록 하였다.

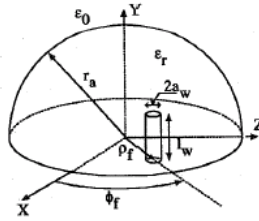


그림 2-8 단일 프로브  
모델

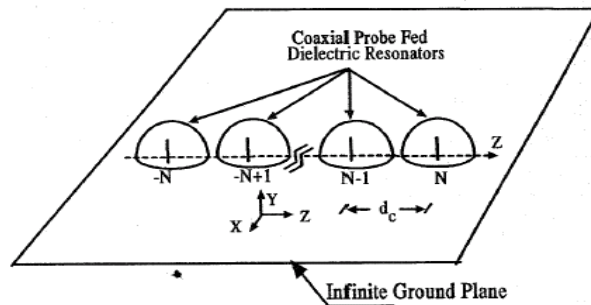
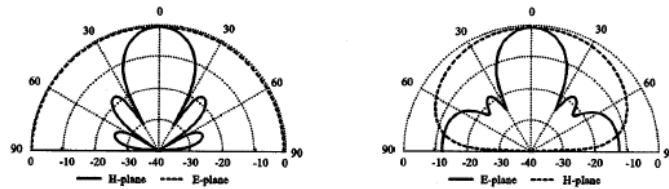


그림 2-9 DR안테나를 배열한 개념도

이론 : 안테나와 고립된 배열 소자의 구조를 설명하고 있다. 오직 이러한 방법을 통하여 모양을 분석하는 것이 가능하기 때문에 반구 소자는 제시된 고정 radial feed 프로브 위치와 모든 각도에서 dominant 한 TE<sub>111</sub> 모드를 여기시키는 독특한 능력으로 인해 선택되었다. 이것은 DR shape의 효과에 대한 고려 없이도 상호 커플링 효과를 조사하는 것을 가능하게 한다. 이미지 이론의 사용은 DR이 위치한 접지면이 제거를 가능하게 한다. 자유 공간에서 고립된 다이폴에 의해 피딩되는 구형 소자의 배열과 같은 문제가 된다. 이론적인 형식은 다중 유전체가 고려되었다는 점을 제외한다.

수치해석 결과 : A 5 element  $-20\text{dB}$  side lobe level 이론적인 source weights  $1:1.61:1.94:1.61:1$ 을 이용하여 반파장에 가까운 center to center 소자 거리  $dc$ 를 가진 Dolph-chebyshev 배열이 H평면 배열로 작동하도록 디자인되었다. H-plane 배열로 현실화하기 위하여  $\phi_f=0^\circ$ 에 피드 포지션을 위치시킬 필요가 있다. 중심주파수에서  $50\Omega$  매칭을 야기할 수 있도록 디멘전이 선택되어야 한다. 이 배열의 주요한 평면 패턴은 그림 2a 에 주어진다. 이것은 H 평면 배열이기 때문에 본래 등방성인 E 평면 소자 패턴은 배열 환경에 크게 영향을 미치지 않는다.  $-20\text{dB}$  SLL 은 소자 거리가 단지  $dc=0.49\lambda_0$  라는 사실때문이 아니라 소자 패턴과 상호 커플링 때문에 완전히 실현되지 않는다. 다음에 피드 포지션의 위치가 E 평면 배열을 구현하기 위해  $\phi_f=90^\circ$ 로 이동되었다. 방사 패턴은 소자 거리가  $dc=0.5\lambda_0$  이  $1.87\text{GHz}$ 에서 계산되었다. 그림 2-10으로부터  $-20\text{dB}$  SLL은 상호 커플링과 소자 factor의 영향 때문에 이뤄 질 수 없다는 것이 그림 2-10으로부터 관찰 되었다.



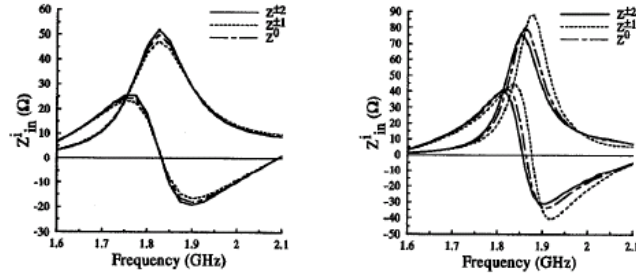
Radiation characteristics for  $1:1.61:1.94:1.61:1$  HDRA array with  $r_a=1.944\text{cm}$ ,  $\epsilon_r=15.2$ ,  $\rho_f=1.33\text{cm}$ ,  $a_w=0.05739\text{cm}$ ,  $l_w=1.16\text{cm}$ , and  $d_c=7.988\text{cm}$ .

- Normalized E (x-z) and H (y-z) plane patterns for feed position  $\phi_f=0^\circ$ .
- Normalized E (y-z) and H (x-z) plane patterns for feed position  $\phi_f=90^\circ$ .

그림 2-10 방사패턴 결과

그림 2-11은 입력 임피던스와 주파수간의 그림을 그린것이다. 보이는  $Z_{n+}$ 와  $Z_{n-}$ 는 일치해서 덧셈위지므로 포트 임피던스는  $Z_{\pm n}$ 으로 주어진다. 어깨글자( $\pm n$ )는 그림 1a에서처럼 포트 수와 관계된다. BOR의 푸리

에 모드와 관계되지 않는다. 배열이 E 평면 배열로 동작하지 않을 때 H 평면 배열의 대역폭에서부터 대역폭은 감소한다. 그리고 포트 임피던스는 더 이상 50옴 매칭이 아니다. H평면의 패턴은 본질적으로 고립된 소자의 패턴으로 부터 변하지 않는다. 다른 DR안테나 배열의 연구 결과가 나올 것이다.



- a) Port input impedances for feed position  $\phi_f = 0^\circ$ .
- b) Port input impedances for feed position  $\phi_f = 90^\circ$ .

그림 2-11 포트 임피던스 변화



## 제 3 장 단일 프로브의 성능 특성

3장에서는 단일 프로브의 특성에 관한 연구를 통해 멀티프로브 계산시 필요한 파라미터들을 추출하고자 한다. 일반적으로 근접 측정용 프로브에는 전계용 프로브와 자계용 프로브 두개로 나뉘게 되는데 이 장에서는 먼저 광대역 특성을 갖는 자기장 프로브의 성능에 대해 살펴보기로 하고 이후 전기장 프로브의 성능을 고찰해 보고자 한다.

### 제 1 절 초고주파 회로 측정용 광대역 자기장 프로브 개발

오늘날 초고주파대역에 쓰이는 MICs (Microwave Integrated Circuits)의 복잡도가 증가함에 따라, 회로를 설계하는데 있어 많은 어려움이 따르게 된다. 필터, 듀플렉서, 안테나, 믹서와 증폭기 등의 개별 마이크로웨이브 소자는 국내에서 어느정도 설계 및 제작 기술이 갖추어져 있지만, 이들 소자의 부적합한 배치는 본 연구에서 수행하고자 하는 송수신 모듈의 성능을 급감시킬 수 있다.

기존의 네트워크 분석기는 오직 각 소자의 포트측에서 전달되는 신호만을 분석할 수 있으므로 복잡한 회로에서 측정이 필요할 경우에는 개별 소자가 다른 소자에 어떠한 영향을 미치는지 확실한 분석이 불가능하다는 단점이 있다. 전자장을 측정하여 전자파의 세기, 전자파의 방향, 위상등을 측정해낼 수 있다면 이는 회로 전체의 특성을 가늠할 수 있는 유용한 자료로 활용될 수 있다. 더욱이 이들 전자파 세기를 측정할 수 있다면, 기관에서 발생하는 모드정보 및 개별 소자간의 간섭 영향 등을 알아낼 수 있다.

Field mapping 기법으로 쓰이는 기술 중에는 electro-optic sampling 기법, photo-emission sampling 기법, electron-beam sampling 기법, scanning force microscopy 기법, passive detection 기법, modulation scattering 기법 등이 있다. 이들 방법 중에서 passive detection 기법과 modulated scattering 기법은 개발 비용이 저렴하면서 효율적인 측정이 가능하므로 널리 쓰인다. 본 연구에서는 passive detection 기법을 이용하여 송수신 모듈의 전자파를 측정하고자 하는데 passive detection 기법은 thin-film process 공정을 사용하게 되면 수십 GHz 대역까지 측정이 가능하다. Gao 와 Wolff에 의해서 자기장 프로브가 제안이 되었는데 본 논문에서는 이들이 제안한 프로브보다 광대역 특성을 가지는 프로브를 개발하였다. 기존의 자기장 프로브는 전송선로의 끝부분에서 공진 모드가 생겨서 일정한 주파수 이상에서는 반사손실이 급격하게 감소하여 프로브의 민감도가 낮아지는 단점이 있었다. 제안된 프로브는 이러한 전송선로 끝부분에서의 방사를 최소화하여 프로브의 공진을 억제시켜 높은 주파수 대역에서도 측정이 가능한 프로브를 제안한다.

## 1. 측정용 프로브 설계

그림 그림 3-1 제안된 xy방향 자기장 측정이 가능한 프로브를 나타내고 있다. 프로브는 CPW 전송선로에 의해 급전이 되며 끝 부분이 접지면과 연결된 사각형 모양의 루프로 형성이 되어 있다. CPW 선로와 루프의 연결 부분에서 방사를 최소화 하기 위해 연결 부위를 삼각형 모양으로 만들었고 CPW의 임피던스는 50옴을 사용하였다.

기존의 직사각형 루프 프로브는 한쪽면이 그라운드면에 연결되어 있으므로 그라운드면에 연결되지 않은 부분에서 상당량의 전자파가 방사하는 경향이 있다. 제안된 프로브는 본드 와이어링 기법을 사용하여 그라운드

양면을 서로 연결시켰다. 제안된 프로브 루프의 크기는 5 mm x 5 mm 이다.

그림 3-2, 3-3은 기존의 프로브와 제안된 프로브의 필드 분포를 나타내고 있는데, 그림 3-2를 보면 프로브와 연결되지 않은 접지면의 가장자리에서 많은 양의 전자파가 방사되고 있는 것을 나타내고 있다. 이 방사는 프로브의 공진주파수 대역을 현저하게 감소시키는 영향을 주어 프로브의 동작 영역을 제한시키게 된다. 더욱이 프로브의 방사는 측정 DUT의 회로에도 영향을 미치게 되므로 정확한 측정을 방해하는 요인으로 작용한다. 그림 3-3는 제안된 프로브를 나타내고 있는데 양면의 접지면이 서로 연결되어 있으므로 프로브에서의 방사가 현저하게 줄어든 것을 알 수 있다.

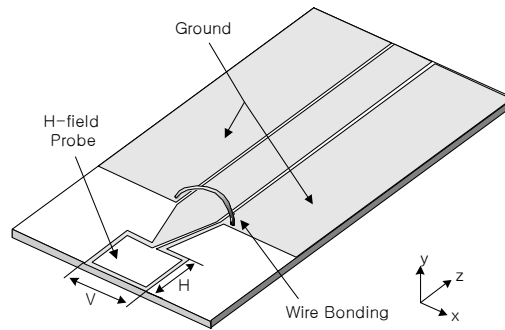


그림 3-1 제안된 Magnetic field probe

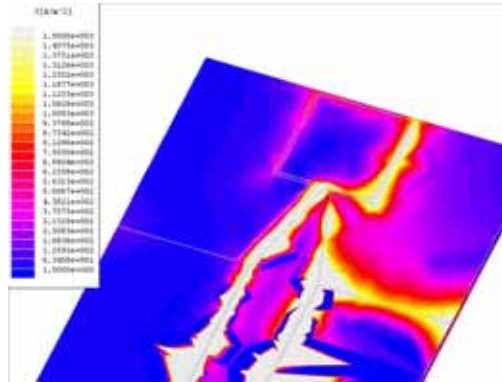


그림 3-2 기존 프로브의 필드 분포

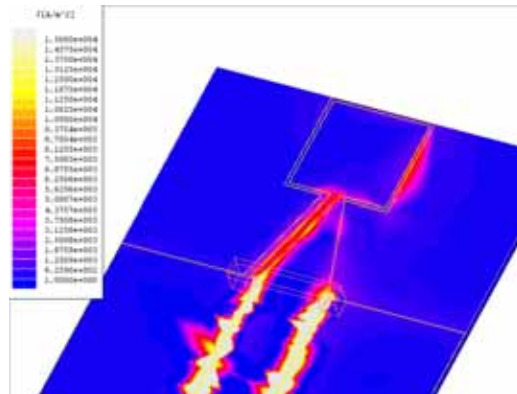


그림 3-3 제안된 프로브의 필드 분포

프로브의 동작영역을 알아보기 위하여 프로브의 반사손실을 계산하여 보았다. 모의실험은 FEM 기반의 3D 시뮬레이터로 수행하였으며, 반사손실은 그림 3-4, 3-5와 같다.

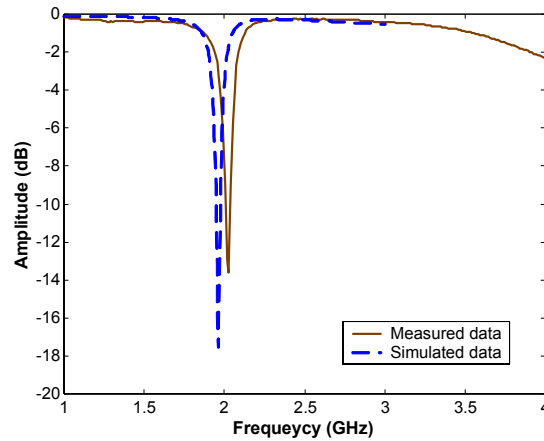


그림 3-4 기본 프로브의 반사손실 결과

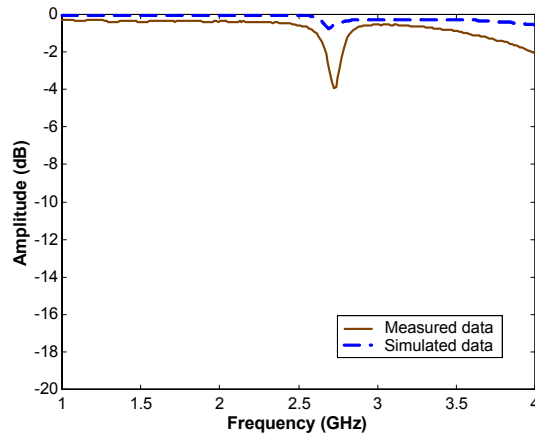


그림 3-5 제안된 프로브의 반사손실 결과

기존의 프로브를 보면 그림 3-4와 같이 2 GHz 대역에서 -18 dB의 반사손실을 보인 반면, 제안된 본드 와이어링으로 연결된 프로브의 경우는 2.7 GHz 대역에서 반사손실을 0.5~ -4dB정도의 값만을 가지는 것을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과값 보다 측정된 결과의 반사손실이 더 큰 이유

는 본드 와이어링의 길이가 시뮬레이션시 이용했던 수치보다 더 길었기 때문이며, 이는 짧은 본드 와이어링 기법을 사용하면 충분히 개선될 수 있다. 위의 결과로부터 본드 와이어링 기법을 사용한 프로브로부터 광대역 특성을 얻을 수 있다는 것을 확인할 수 있었다.

## 2. 회로에서 발생하는 전자파 세기 측정

필드 측정 시스템은 x-y방향 이동 테이블, 네트워크 분석기, 회로기판 지지대, 프로브로 구성되어 있다. 네트워크 분석기는 측정 정보를 수신하기 위한 용도로 사용되며 이는 다른 장치로 대용될 수 있다. 그림 3-6에 회로에 프로브가 어떻게 고정되는지 개략적인 그림을 나타내었다. 프로브의 성능을 검증하기 위하여 일단 전자장의 예측이 가능한 단락된 50옴 마이크로스트립 라인을 회로기판 대용으로 사용하였고, 프로브는 기판의 바로 위에 수직으로 위치하게 된다.

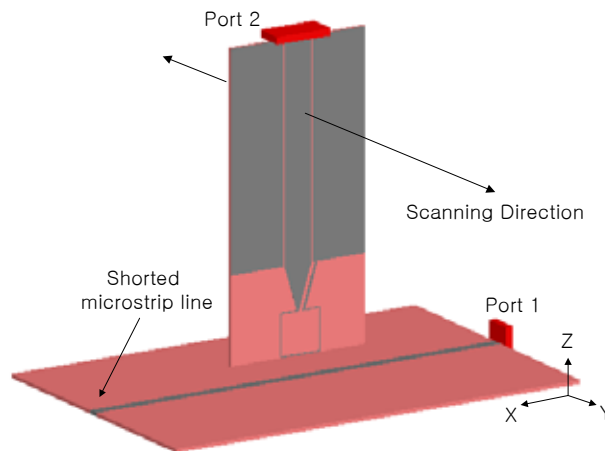


그림 3-6 프로브 검증을 위한 기본 측정 개념도

본 연구에서 사용된 프로브와 회로기판의 유전율은 2.3이고 두께는 0.508 mm이다. x-y 방향 전자장 측정용 프로브는 회로기판에서 3 mm 떨어진 곳에 배치하였고 z 방향 프로브는 5 mm 위치 떨어진 곳에 배치

하여 두 프로브의 측정 지점 높이가 같도록 하였다. 근거리장 측정 시스템에서 프로브의 높이는 매우 중요한 요인이 된다. 시스템의 포트1은 회로기판의 단락된 전송선로에 연결되어 있으며, 포트2는 프로브의 급전점에 연결되어 있다. 그림 5는 기존의 프로브와 제안된 프로브의 s 파라미터 결과를 나타내고 있다.

계산된 주파수 대역은 1~3 GHz 였으며, 본드 와이어링 기법을 사용하지 않은 프로브의 경우에는 2 GHz 대역 이후에서 s21이 급격하게 감소하는 것을 알 수있다.

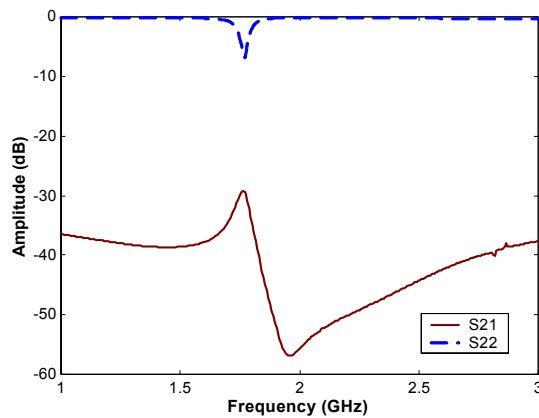


그림 3-7 기존 프로브의 S 파라미터 성능

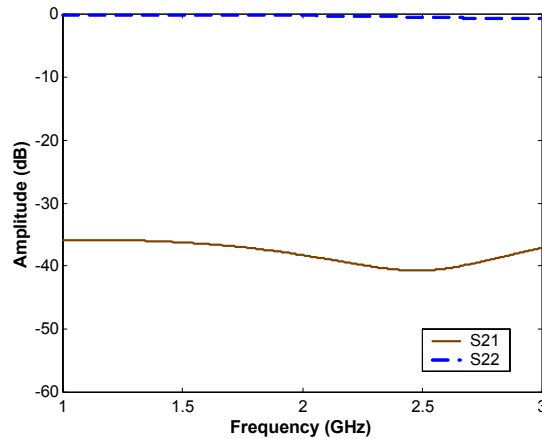


그림 3-8 제한된 프로브의 S 파라미터 성능

이러한 현상은 프로브의 동작영역을 제한시키는 현상을 가져오게 된다. 그러나 그림 3-8의 결과를 보게 되면 1-3 GHz 전대역에 걸쳐 s21이 일정하게 유지되고 있는 것을 알 수 있다.

마이크로스트립 라인의 이론적인 결과를 얻기 위해서 자체적으로 개발한 PLM 경계면을 사용하는 FDTD 시뮬레이터를 사용하였다. 계산시 적용한 셀의 크기는 0.1 x 0.1 x 0.1 mm 이다.



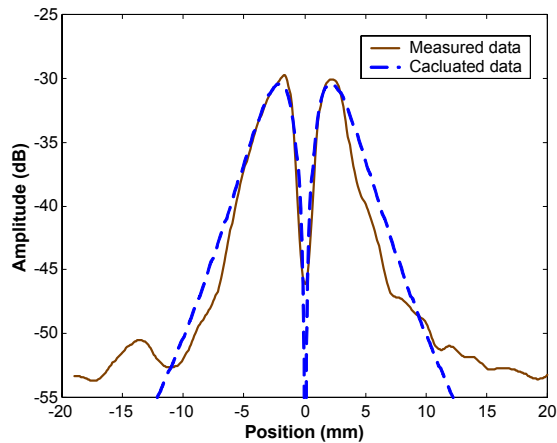


그림 3-9 Hz 필드의 세기 분포

Hz 필드의 분포가 단락된 마이크로스트립 라인에서는 정현파를 형성하게 된다. 또한 이 Hz 필드의 크기는 H 필드가 z방향으로는 마이크로스트립 라인의 정 중앙 지점에서는 방사하지 않으므로 마이크로스트립 라인의 중심에서 최저값을 나타내게 되며 스트립 라인의 가장자리 부분에서 가장 큰 값을 가지게 된다. 사용한 마이크로스트립 라인의 길이는 0~40 mm이며, 계산 및 측정된 결과값이 그림 3-9, 3-10에 나타나 있다. 그림 3-10은 x-y 프로브를 이용해 단락된 마이크로스트립 전송선로의  $H_y$  필드의 세기 분포를 나타내고 있다. y 방향으로 자기장 필드가 마이크로스트립 라인을 위주로 회전하고 있기 때문에 선로의 중앙부분에서 가장 센 값을 가지게 되고 가장자리로 갈수록 점차 감소되는 경향을 보이게 된다.

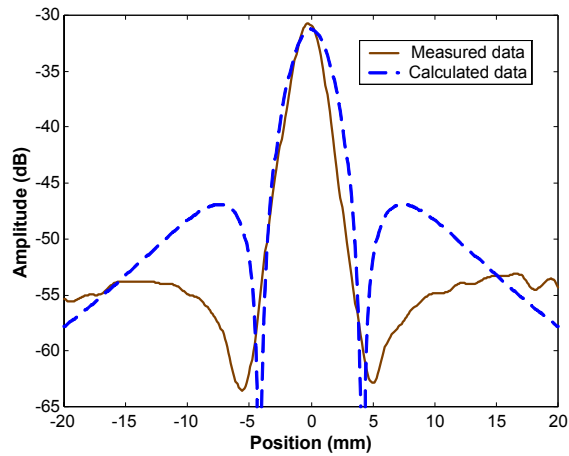


그림 3-10 Hy 필드의 세기 분포

기존의 프로브가 접지면에서의 공진 때문에 공진 주파수 이후에서 감도가 현저하게 떨어지는 단점을 개선하기 위하여 공진하는 접지면을 프로브에 연결되는 접지면과 서로 연결시킴으로써, 2GHz대역에서 반사손실이 20dB 이상 생기는 프로브를 2.7 GHz 대역에서 5dB이하로 공진을 억제시킴으로써 프로브의 광대역 측정을 가능하게 하였다. 제안된 프로브는 단락된 마이크로스트립 라인의 자기장 필드의 Hz 성분과 Hxy 성분을 계산 및 측정함으로써 검증하였고, 필드의 계산은 FDTD 및 FEM 시뮬레이터를 사용하였다. 본 연구에서 제안한 프로브와 측정용 시스템은 회로에서의 전자파의 세기를 지도 형식으로 나타낼 수 있으므로, 복잡한 회로로 구성된 송수신 모듈에서 그 성능을 크게 활용할 수 있을 것으로 사료된다.

## 제 2 절 단일 전계 프로브의 설계 및 성능 분석

### 1. 전계 프로브 구조

먼저 수신 안테나의 구조를 가진 전계 프로브의 일반적인 구조를 살펴 보자.

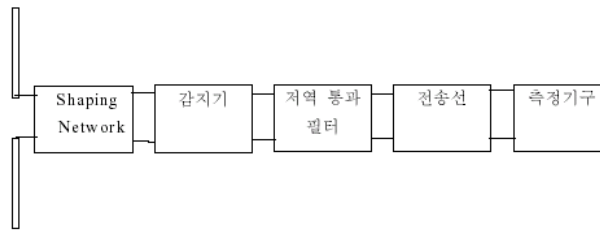


그림 3-11 전계 프로브의 구조

그림 3- 11에서 볼 수 있듯이 프로브는 크게 다이폴 안테나와 비선형 감지기, 펄스 셰이핑 필터와 저역 통과 필터, 전송선, 그리고 측정 시스템의 다섯 부분으로 구성된다. 프로브의 원리는 임의의 주파수를 가진 입사파가 오면 다이폴 안테나에 의해 갭 양단에 공진하는 전압이 걸린다. 이 전압은 다이오드의 비선형 특성에 의해 입사파 크기의 제곱에 비례하는 DC 전압으로 바뀐다. 이 DC 전압이 전송선을 타고 측정 기구까지 전달되는 것이다. 일반적으로 사용되는 Schmid & Partner사에서 판매되는 전계용 ET 3DV5는 다음과 같다.

그림 3- 12에서 볼 수 있듯이 전계를 감지하기 위하여 길이가 짧은 다이폴 안테나를 이용하였고 안테나 사이에 걸리는 신호를 감지하기 위해 Schottky 다이오드를 사용하였다. 각각 요소 별로 프로브에서의 역할을 살펴보면 다음과 같다.

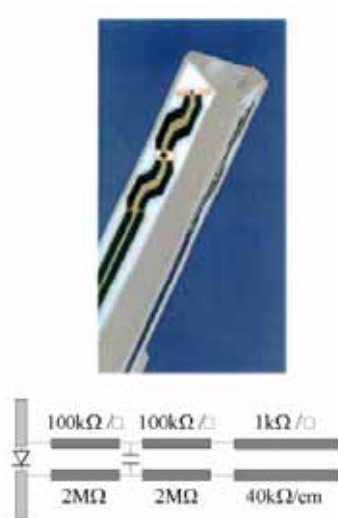


그림 3-12 실제 전계  
프로브 구조와  
등가회로

#### 가. 다이폴 안테나

다이폴 안테나는 입사파에 대해 안테나의 양단 즉, 검출기의 양단에 전압을 발생시킨다. 보통 다이폴 안테나에 걸리는 전압이 일정하지 않기 때문에 해상도를 좋게 하기 위해서 길이가 짧은 안테나를 이용하는 것이다. 그러면 검출기의 양단에 걸리는 전압은 대략 안테나의 중심에 걸리는 전계와 비례한 값을 얻는다.

길이가 짧은 안테나를 쓰면 일정한 전압이 다이폴에 유기되는 효과를 얻을 뿐 아니라 입사파의 파장에 비해 길이가 짧기 때문에 임피던스와 특성이 주파수와 무관한 응답을 얻을 수 있는 장점도 가진다.

#### 나. 다이오드

검출기는 비선형 특성을 이용하여 DC 신호를 얻기 위해 사용되는데 여기서 사용되는 Schottky 다이오드는 접합 용량이 작기 때문에 감도가

좋으며 작은 잡음 특성을 가지므로 고주파용 검파에 효과적이다. 다이폴 안테나에 부착된 Schottky 다이오드의 모습은 다음과 같다.

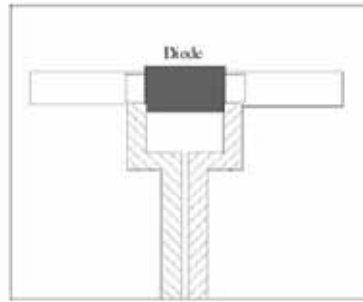


그림 3-13 다이오드

프로브에 이용되는 Schottky 다이오드는 Hewlett Packard 社의 HSCH- 5331 빔리드 다이오드이기 때문에 다이폴 안테나 중심에 선 연결없이 직접 부착시킬 수 있으며, 제로 바이어스 특성을 가지므로 따로 바이어스 회로를 설계할 필요도 없다.

#### 다. 전송선과 커패시터

전송선의 역할은 다이오드에서 지시 계기까지 신호를 전달해 주는 역할과 동시에 커패시터와 함께 저역 통과 필터의 역할을 한다. 프로브에 사용되는 저항은 면저항인데 그 값은 다음과 같이 구할 수 있다. 제작사에서 제공하는 면저항값과 우리가 측정을 통해 구한 크기값을 이용하면 단위길이당 저항을 구할 수 있다.

## 2. 전계 프로브의 동작 특성

전계용 프로브는 다이폴 안테나의 형태로 구성되며 그림 3-14는 본 연

구에서 사용된 프로브의 구조를 나타내고 있다. 프로브의 원리는 임의의 주파수를 가진 입사파가 오면 다이폴 안테나에 의해 갭 양단에 공진하는 전압이 걸린다. 이 전압은 다이오드의 비선형 특성에 의해 입사파 크기의 제곱에 비례하는 DC전압으로 바뀐다. 이 DC 전압이 전송선을 타고 측정 기구까지 전달되는 것이다. 본 연구에서는 간단한 구조의 다이폴 프로브를 설계하여 특성을 살펴보았다. 면저항을 이용한 시뮬레이션은 멀티프로브로 구축시 계산 시간이 오래 걸리며 정확도가 떨어지기 때문에 고려하지 않았다. 계산 방법은 FEM 기반의 full-wave 시뮬레이터로 일차적인 구조를 결정짓고, 회로 계산용 시뮬레이터를 이용하여 다이오드를 단 상태에서의 특성을 살펴보았다. 급전부는 50옴 CPW 라인을 사용하였고 다이폴 안테나의 한변의 길이는 3 mm로 설계하였다. 현재 상용화 되어있는 full-wave 툴은 다이오드를 직접 장착한 상태에서의 계산이 불가능하므로, full-wave 시뮬레이션을 통한 결과를 회로 계산기에 import 하여 다이오드를 장착한 상태에서의 프로브 성능을 검토할 수 있었다.

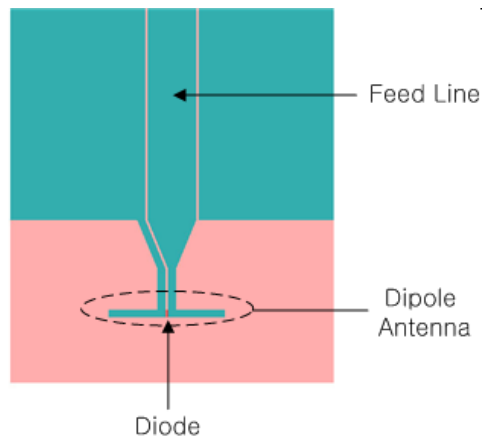


그림 3-14 단일 전계용 프로브의 구조

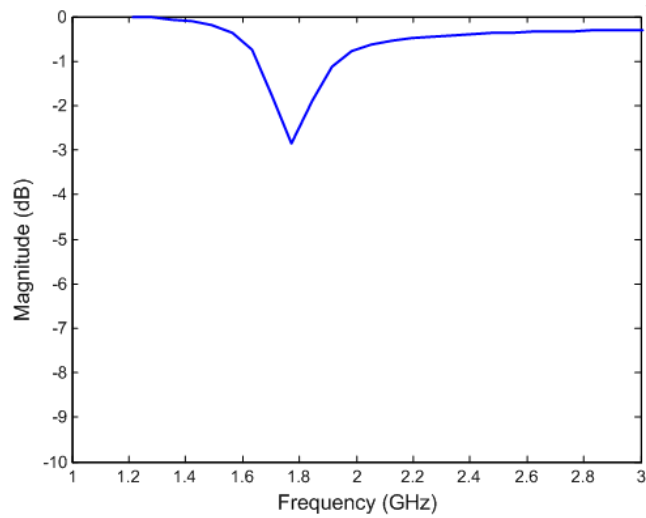


그림 3-15 전계용 프로브의 주파수 특성

그림 3-15는 전계용 프로브의 주파수 특성을 나타낸다 주파수 1.7 GHz 영역에서 반사손실 -3 dB 정도의 공진 특성을 나타내고 있으며 이 특성 역시 자계용 프로브에서 발생된 접지면의 불연속성에서 기인한 것으로 보인다.

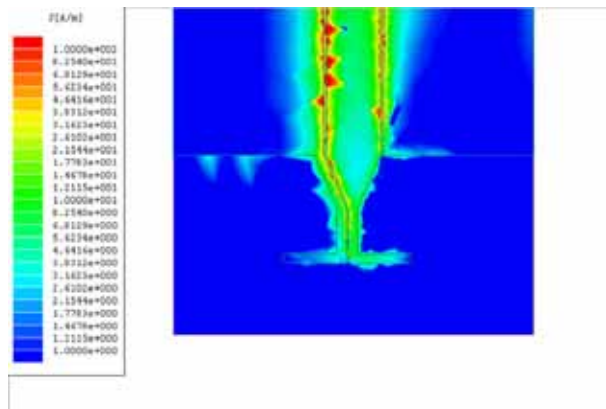


그림 3-16 전계용 프로브의 전계분포

그림 3-16은 1.7 GHz에서의전계용 프로브의 전류분포를 나타내고 있다. 그림에서 다이폴 프로브의 왼쪽 그라운드면에서 약간의 전류분포가 발생하는 것을 알 수 있다.

### 3. 전기적 소형 다이폴

동작주파수에서 길이가 파장보다 작은 안테나를 전기적 소형 안테나라 하며 이는 가장 기본적인 안테나이다. 파장에 비해 짧은 정도는 적용 대 상에 따라 결정되지만 일반적으로는 파장의 1/10 이하 길이를 말한다.

전기적인 크기와 물리적인 크기는 매우 다를 수 있다. 저주파에서 작동 하는 안테나는 물리적으로는 크지만 전기적으로는 작다. 즉 파장의 일부 분에 지나지 않는다. 이와 같은 경우는 특히 낮은 MHz나 그 이하의 주파 수 범위에 대해 사실이다. 전기적 소형 안테나들은 본래 비효율적이다. 그 러나 이것은 수신 시스템에서는 대부분 큰 문제가 되지 않으며 물리적 소 형 안테나는 크기, 무게, 비용, 그리고 휴대할 수 있다는 점에서 이점이 있다. 가장 간단한 전기적 소형 안테나는 그림 3-17과 같이 중앙에 급전 점을 갖는 도선으로 된 단형 다이폴(short dipole)이다.

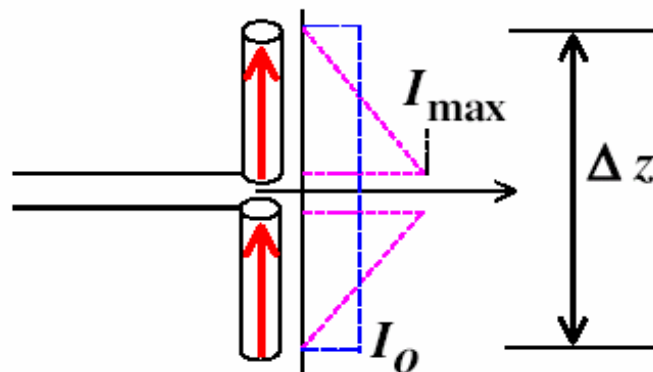


그림 3-17 단형 다이폴



다이폴의 양팔이 곤충의 감각기관인 더듬이(antennae)와 닮았다고 해 안테나(antenna)라는 이름을 붙이게 되었다. 단형 다이폴의 전류분포는 그림 3-17과 같이 거의 삼각형 모양을 하고 있다. 이것은 박막 도선안테나의 전류분포가 근사적으로 정현파형이며 도선의 양단에서 전류값이 0이기 때문이다. 단형 다이폴의 팔의 길이는 한파장보다 매우 짧으므로 정현파 전류의 일부만이 팔에 나타나며 그 형태는 거의 선형이다.

도선 양단으로 가면서 전류가 감소하는 것은 위의 그림과 같이 도선 표면에 전하가 나타나도록 만든다. 입력전류는 시간에 따라 정현적으로 변하므로 다이폴의 전류와 전하 분포도 동일하게 변한다. 이와 같은 전하의 축적은 다이폴 주변 공간에 변위 전류밀도를 유도하고 이어서 변위 전류밀도는 그림 3-18처럼 전원에서 외부로 전파하는 전파를 발생시키게 된다

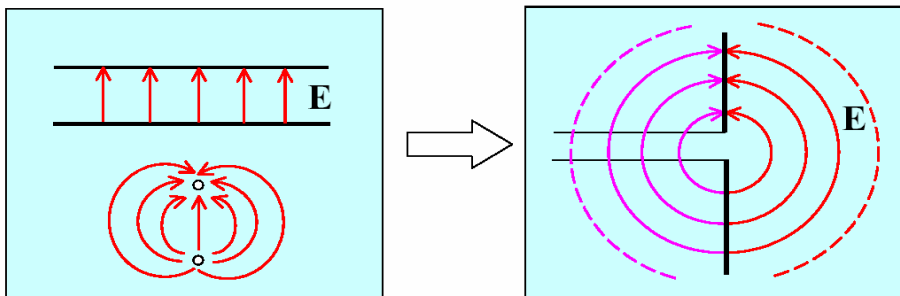


그림 3-18 단형 다이폴의 방사 방법

도선전류가 회로의 집중회로 소자 사이를 결합시켜 주는 것처럼, 변위 전류는 공간에서 송신 안테나를 수신 안테나와 결합시켜 준다. 모든 형태의 전기적 소형 다이폴의 방사패턴은  $\sin\theta$ 이다.

이상적 다이폴에서, 모든 전하는 안테나의 양단에 축적된다. 실제에서, 이상적 다이폴은 균일전류로 해석되거나 각 주파수  $w$ 에서 진동하는 두 개의 점전하로 해석될 수 있다. 전하 다이폴 모델은 전하가 안테나의 양단에 축적되며 높은 방사저항을 보인다. 사실 이상적인 다이폴의 방사저

항은 단형다이폴의 방사저항에 비해 4배나 크다.

단형 다이폴의 입력 리액턴스는 용량성이다. 이것은 안테나를 개방회로 전송선로로 가시화해 살펴볼 수 있다. 안테나의 종단에서 급전점까지의 거리가  $1/4$  파장보다 짧을 때는 입력 임피던스가 용량성이 된다. 이것은 전송선로 이론에 의해 개방회로 종단에서 거리  $s$ 인 곳의 임피던스는  $-jZ_0 \cot(\beta s)$ 가 되기 때문이다. 간단한 전송선로 이론은 방사가 이루어질 때만 정성적 결과를 제공한다. 정확한 임피던스 계산은 모멘트법을 사용할 수 있다. 부하 코일은 이러한 커패시턴스를 동조시키는 데 자주 사용된다.

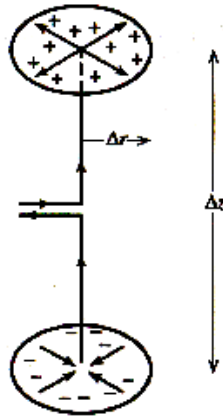


그림 3-18  
축전기판  
안테나

균일전류를 갖는 이상적 다이폴의 큰 방사저항을 실제로 실현시키려면 도선 양단에 전하 축적을 위한 메커니즘을 제공해야 한다. 도선 양단에 금속판을 장착시키는 일이 이를 달성하기 위한 한가지 방법이다. 이것을 축전기판 안테나 (capacitor-plate antenna) 또는 원정판 다이폴 안테나 (top-hat-loaded dipole antenna)라 한다. 그림 3-19는 이에 대한 그림을 보여주고 있다. 만약 안테나의 총 길이가 파장보다 매우 짧으면 평판

위의 방사형 전류는 원거리장에서 거의 상쇄되는 장을 만든다. 그 이유는 위 아래 평판의 전류 방향은 서로 반대이며 평판 사이의 간격에 따른 위상차는 작기 때문이다. 그 외에 안테나의 길이가 원형판의 반지름보다 매우 짧으면 평판은 전하를 축적하게 되고 도선의 전류는 일정하게 된다. 따라서 축전기판 안테나는 균일 전류가 흐르는 이상적 다이폴 모델로 가깝게 근사화 할 수 있다. 실제로 방사형 도선이 고체판 대신 상단 부착에 자주 사용된다.

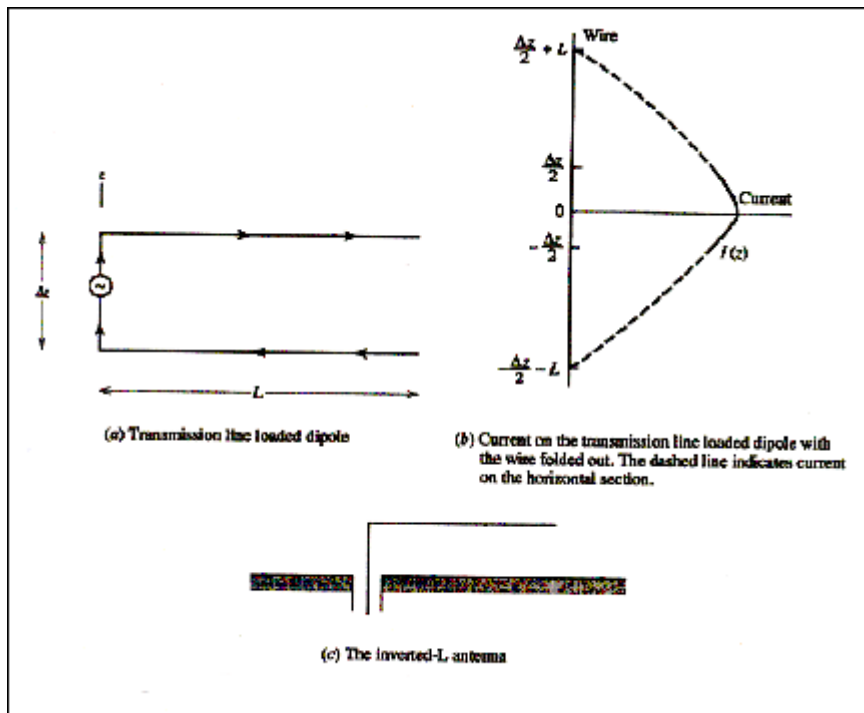


그림 3-19 역 L형 안테나

이상적 다이폴을 근사화하기 위해 사용되는 또 다른 형태의 소형 안테나는 전송선로 부착형 안테나(transmission line loaded antenna)이다. 전류분포를 결정하기 위해 전송선로 이론의 결과를 도입할 수 있다. 전류는 필연적으로 양단에서 0이며 도선을 따라 정현파형으로 나타난다. 이러한 전류 분포는 길이가  $1/4$ 파장보다 작은 경우에 대해 안테나의 높이가 파장보다 매우 짧으면 수평 도선에 흐르는 전류에서 생긴 장은 원거리장

에서 소멸한다. 또한 안테나의 높이가 길이보다 매우 짧으면 수평 도선은 전하를 저장하기 위한 유효 장소를 제공하며 수직 부분에 흐르는 전류는 거의 일정하다. 따라서 방사는 전류가 거의 일정한 수직 부분에서 이루어지며 안테나는 이상적 다이폴로 근사화 된다. 대표적인 전송선로 부착형 안테나로는 역 L형 안테나 (inverted-L antenna)가 있고 그의 변형인 역 F형 안테나(inverted F antenna)는 소형 휴대용 무선기기에서 널리 사용된다.

전송선로 부착 방법은 수직 단부의 양단에 여러 개의 수평 도선을 부착함으로써 확장될 수 있다. 만약 전송선로가 반대방향으로 확장되어 있다면(평행한 동일 용량성 소자에 의해) 리액턴스는 이전 값의 절반이 될 것이다. 도선의 수를 늘리면 리액턴스가 더욱 감소하고 그 구조는 축전기판 안테나와 근접해진다.

전기적 소형 안테나들은 주파수 스펙트럼이 다른 영역에서 서로 다른 이유로 사용된다. 예를 들면, 파장이 매우 긴 VLF 영역에서 전기적 단형 수직 방사기는 큰 원정관(large-top-hat load)와 함께 사용된다. 원정관은 안테나 외관을 축전기판 안테나처럼 보이게 한다. AM 방송 대역과 같은 스펙트럼으로 올라가보면 수신 안테나는 보통 전기적으로 소형이다. AM 송신 안테나는 작지 않고 VHF나 그 이상의 주파수에서 전기적 소형 안테나는 특수한 상황에서 사용된다.

#### 4. 전기적 소형 다이폴

가장 널리 사용되는 안테나는 반파장 다이폴 안테나(half-wave dipole antenna)이다. 이것은 전류의 진폭이 안테나의 중앙에서 최대값을 나타내며 정현파의 반 파장 범위에서 변하는 선형 전류분포를 갖는다. 간략히 하고자 이것을 필라멘트형 전류로 가정해 보자. 무한히 얇고 완전도체이며 반 파장 길이의 도선에 흐르는 전류를 상상하라. 이것은 지름이 길이

에 비해 아주 작은 도선 반파장 다이폴의 좋은 근사이다. 반파장 다이폴의 이점은 공진시켜 입력 리액턴스를 0으로 할 수 있으므로 임피던스 정합을 위한 동조를 하지 않아도 된다는 점이다. 다이폴 안테나의 입력 임피던스에 관해서는 반파장 다이폴의 공진 조건을 만들려면 물리적 길이가 자유공간에서의 반파장보다 다소 짧아야 하고 안테나 도선의 두께가 늘어나면 길이가 더 짧아야 한다는 사실을 짚고 넘어가자.

일반적으로 반파장 다이폴의 전류분포는  $z$ 축을 따라 반파장 정현파 전류로 분포하며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I(z) = I_m \sin\left[\beta\left(\frac{\lambda}{4} - |z|\right)\right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4}$$

여기서  $\beta = 2\pi/\lambda$ 이다. 이 전류는 안테나 양단에서 0으로 되며 그 최대값은 중앙에서 발생한다. 이 전류에서 우리는 방사패턴을 계산할 수 있다. 반파장 다이폴 안테나는  $z$ 방향의 선전원이므로, 아래와 같은 수식을 유도할 수 있다.

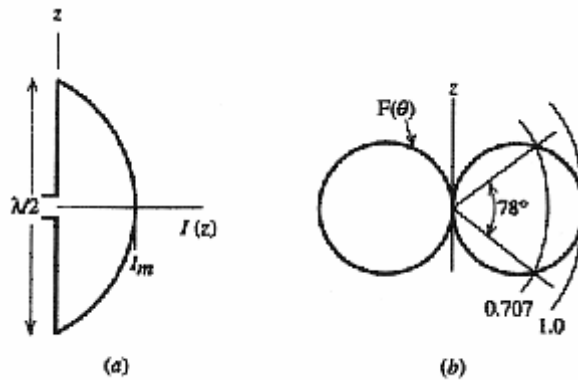


그림 3-20 반파장 다이폴 (a) 전류분포 (b) 방사패턴

$$\begin{aligned}
E_{\theta} &= j\omega\mu \sin\theta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int I(z') e^{j\beta z' \cos\theta} dz' \\
f_{in} &= \frac{I_m}{\beta \sin^2\theta} 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right) \\
E_{\theta} &= j\omega\mu \frac{2I_m}{\beta} \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin\theta \frac{\cos[(\pi/2) \cos\theta]}{\sin^2\theta} \\
g(\theta) &= \sin\theta \\
f(\theta) &= \frac{\cos[(\pi/2) \cos\theta]}{\sin^2\theta} \\
F(\theta) &= g(\theta)f(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2) \cos\theta]}{\sin\theta}
\end{aligned}$$

이 패턴은 선형, 극좌표 형식으로 나타낼 수 있다. 무한히 얇은 반파장 다이폴의 입력 임피던스는  $73+j42.5\Omega$  이다. 만약 공진을 얻고자 길이를 미소하게 감소시키면 입력 임피던스는 약  $70\Omega$ 이 된다.

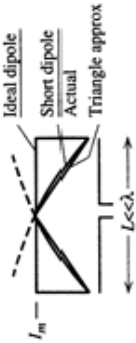
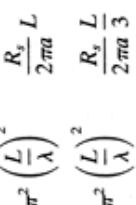
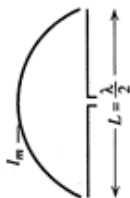
Dipole Type	Length	Current	Pattern	HP	D	D (dB)	$R_r$ ( $\Omega$ )	$R_{ohmic}$ ( $\Omega$ )	Current Distribution
Ideal	$L \ll \lambda$	Uniform	$\sin \theta$	$90^\circ$	1.5	1.76	$80\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$	$R_s \frac{L}{2\pi a}$	
Short	$L \ll \lambda$	Triangle	$\sin \theta$	$90^\circ$	1.5	1.76	$20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$	$R_s \frac{L}{2\pi a}$	
Half-wave	$L = 0.5 \lambda$	Sinusoid	$\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}$	$78^\circ$	1.64	2.15	$\sim 70$	$R_s \frac{\lambda}{2\pi a}$	

그림 3-21 몇가지 다이폴 안테나의  
특성과 성능

## 제 4 장 멀티 프로브의 상호결합 특성

일반적으로 소자단자전류들은 그들의 급전에 비례하고 배열소자의 전류 분포는 동일하며 패턴 곱을 적용할 수 있다. 예측할 수 있듯이, 실제 배열에서는 소자 상호간에 영향을 주어, 소자가 고립되어 있다고 가정했을 때의 값으로부터 전류(그리고 임피던스)를 변화시킨다. 상호결합이라고 부르는 이러한 상호작용은 각 소자의 전류의 크기, 위상, 그리고 분포를 변화하게 한다. 이것은 결합이 없을 때와 다른, 총 배열패턴으로 확인할 수 있다. 덧붙이면, 이러한 효과는 주파수와 주사방향에 따라 영향을 받는다. 이 장에서는 상호결합이 임피던스와 패턴에 미치는 영향을 논의하고 상호결합이 존재할 때 배열의 임피던스와 패턴을 결정하는 방법을 보일 것이다.

### 제 1 절 상호결합의 임피던스 영향

상호결합을 일으키는 세가지 경우를 그림4-1에서 설명하고 있다. 첫째, 배열소자 사이의 공간을 통한 직접결합. 둘째 지지탑과 같은 근접 물체로부터 발생하는 산란에 의한 간접결합. 셋째, 배열소자들을 서로 연결하는 급전회로망에 의한 결합이다. 실제 배열에서 급전 회로망 결합은 각 소자들을 적당히 임피던스 정합을 해 최소화할 수 있다. 이것은 각 배열소자를 그림4-2처럼 독립된 전원발생기로 모델화시킬 수 있도록 허용한다.

여기서  $m$  번째 소자는  $V_m^g$  와  $Z_m^g$  으로 주어진 공급 전원발생기 전압과 단자 임피던스를 갖는다. 소자단자에서의 전압과 전류  $V_m$ ,  $I_m$  은 모든 결합 효과를 포함한다. 그러면  $N$ 개의 소자로 이루어진 배열을 아래와 같이 일반회로망 해석을 이용하는  $N$ 포트 회로망으로 취급할 수 있다.



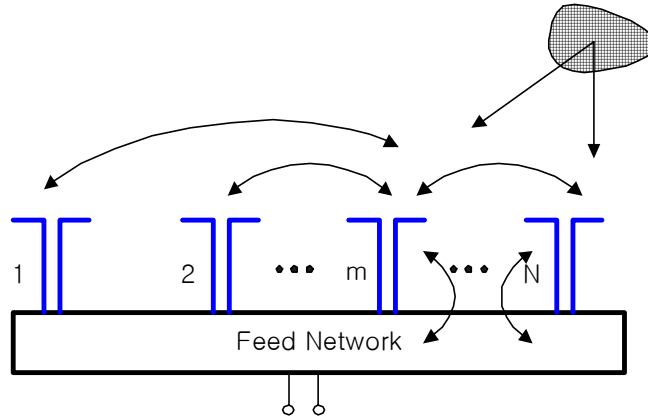


그림 4-1 완전 급전된 배열 안테나의 상호결합

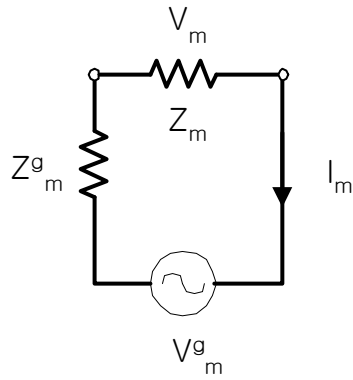


그림 4-2 m번째 배열소자에  
대한 모델

$$\begin{aligned}
 V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \dots + Z_{1N}I_N \\
 V_2 &= Z_{12}I_1 + Z_{22}I_2 + \dots + Z_{2N}I_N \\
 &\vdots \\
 V_N &= Z_{1N}I_1 + Z_{2N}I_2 + \dots + Z_{NN}I_N
 \end{aligned}$$

여기서  $V_m$ ,  $I_m$  은 n번째 소자의 각인(impressed)전류와 전압이며  $Z_{mm}$  은 다른 모든 소자가 개방되었을 때 n 번째 소자의 자기 임피던스 (self-impedance)이다. 소자 m과 n의 두 단자 쌍 사이의 상호 임피던스

(mutual impedance)  $Z_{mn}$  (가역성의 원리가 적용된다. 두 소자를 바꿔도 결과는 같다. )은 다른 모든 단자가 개방되었을 때, 첫번째 단자쌍에서 발생한 개방회로 전압을, 두번째 단자쌍에서 공급된 전류로 나눈 것이다. 즉

$$Z_{mn} = \left. \frac{V_m}{I_n} \right|_{I_i=0} \quad i = n \text{을 제외한 모든 } i \text{에 대하여}$$

이다.

일반적으로 상호임피던스는 계산하거나 측정하기가 어렵다. 그러나 모멘트법(method of moment)과 같은 수치해석법을 상호 임피던스를 계산하는 데 사용할 수 있다. 이제 두 안테나 사이의 상호 임피던스를 어떻게 측정하는가에 대해서 논의한다. 이러한 방법은 임의의 배열의 어느 두 소자 사이의 상호임피던스  $Z_{mn}$ 을 결정하기 위해 쉽게 일반화 할 수 있다. 자유공간에 고립된 안테나가 전압  $V_1$ 과 전류  $I_1$ 을 갖는다고 가정하자. 그러면 입력 임피던스는

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_i=0} \quad \text{독립된 단일 소자의 경우}$$

이다. 만일 두번째 안테나를 첫번째 안테나 근처로 가져오면 첫번째 안테나에서 방사는 두번째 안테나에 전류를 유기시키고, 이것은 다시 재방사를 해 첫번째 안테나의 전류에 영향을 준다. 두번째 안테나는 급전을 시킬 수도 있고 급전시키지 않을 수도 있다. 그러나 어떤 경우라도  $I_2$ 의 단자전류를 갖는다. 그러면 첫번째 안테나에서의 총전압은

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

이다. 같은 방법으로 두번째 안테나 단자에서의 전압은 다음 식으로 표현된다.

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

이제 두번째 안테나가  $V_2 = -Z_2^g I_2$  가 되도록 그 단자 양단에 부하 임피던스( $V_2^g = 0$ )을 갖는다고 가정하자. 그러면 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$-Z_2^g I_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

$I_2$  에 대해 풀면 다음과 같다.

$$I_2 = \frac{-Z_{21}I_1}{Z_{22} + Z_2^g} = \frac{-Z_{12}I_1}{Z_{22} + Z_2^g}$$

이것을 먼저 계산한 식에 대입하고  $I_1$ 으로 나누면 아래의 결과를 얻는다.

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_1 = Z_{11} - \frac{(Z_{12})^2}{Z_{22} + Z_2^g}$$

이것은 입력 임피던스를 두 개의 자기임피던스, 상호 임피던스와 안테나2의 비급전 단자에서의 부하임피던스로 나타내고 있다.

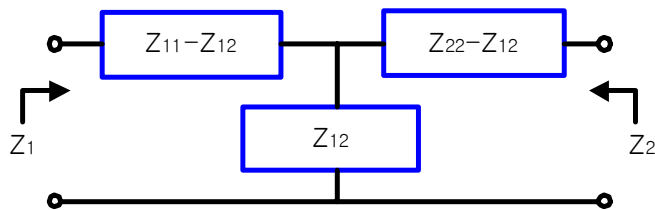


그림 4-3 두 안테나 사이의 결합을 나타내는 회로망

위의 논의는 그림2의 등가회로가 두 공진형 안테나 사이의 결합을 위한 것임을 뜻한다. 고립된 단 하나의 안테나에 대해서는(즉 안테나 2는

매우 먼 곳에 있음)  $Z_{12} = 0$  그리고 입력 임피던스는 자기 임피던스와 같음( $Z_1 = Z_{11}$ )을 알 수 있다. 만일 안테나 2가 개방회로가 되면  $Z_2^g = \infty$  이고  $Z_1 = Z_{oc} = Z_{11}$  이 된다. 개방회로라 함은 안테나 2의 모든 점에서 전류가 0으로 됨을 의미한다. 이것은 공진현상이 개방회로가 되어 사라지는 반파장 다이폴과 같은 안테나에서 발생한다. 다른 안테나에서 (한파장 다이폴과 같은)는 개방회로라 할지라도 안테나에 유기전류가 존재한다. 이 경우 두번째 안테나는 제거되어야 한다. 개방회로와 단락 회로 측정으로부터 상호 임피던스를 결정하는 일반적인 절차는 아래와 같은 단계가 필요하다.

1. 안테나 2를 개방하라(또는 제거하라). 안테나 1 단자에서  $Z_{oc} = Z_{11}$  을 측정하라. 동일 안테나에 대해서는 포트2의 임피던스와 포트1의 반사손실은 같다고 가정한다.
2. 안테나 2를 단락하라. 안테나 1 단자에서  $Z_{sc}$  를 측정하라.
3.  $Z_{12}$  를 아래의 식

$$Z_{12} = \sqrt{Z_{oc}(Z_{sc} - Z_{oc})}$$

를 이용해 계산하라. 이 식은  $Z_2^g = 0$  을 대입해서 얻은 것이다.

위의 식은 적절한 부호가 선택되어야 한다. 이것은 극한적으로 아주 작은 간격까지 간격을 변화시켜 보고 영점 교차시 연속성을 유지함으로써 결정할 수 있다.

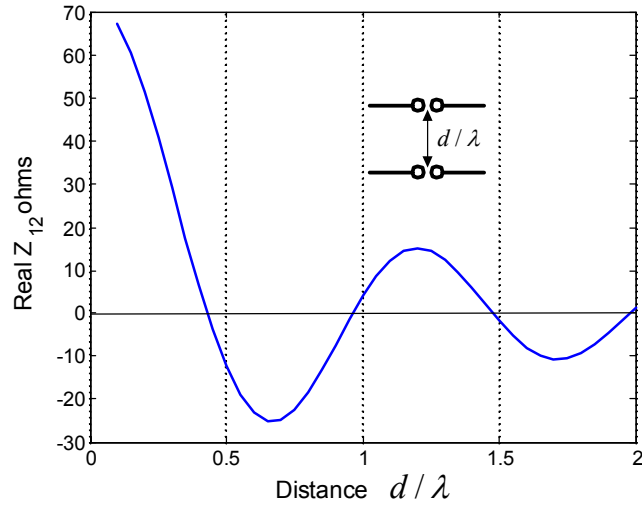


그림 4-4 실수부 상호 임피던스

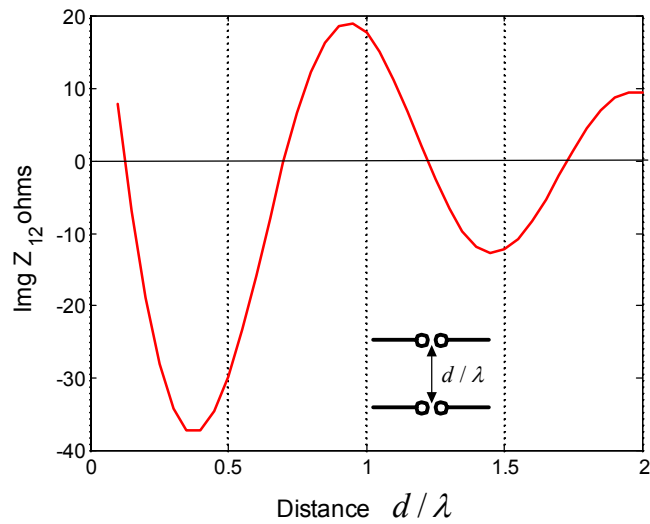


그림 4-5 허수부 상호 임피던스

상호 임피던스 변화를 설명하기 위해 두 개의 공진 반파장 다이폴을 생각하자. 그림3은 모멘트법을 사용해 계산한 두 다이폴 사이의 간격을 합수로써 두 개의 평행 반파장 다이폴의 상호 임피던스를 보여준다. 그림

4-4, 4-5는 두 개의 동일선상 반파장 다이폴에 대한 결과를 나타낸다. 이러한 그림을 살펴보면 일반 지침이 되는 아래의 성향을 알 수 있다.

1. 간격이 증가하면 결합의 세기는 거리의 제곱에 반비례한다.
2. 각 소자의 원거리장 패턴은 결합 세기를 예측하게 한다. 소자들이 패턴 최대가 되는 방향으로 놓였다면 상호결합은 상당히 강해질 것이다. 반면에 개개의 패턴이 결합 안테나 방향으로 제로를 나타내면 상호결합은 작아질 것이다.
3. 평행한 전장방향으로 소자들이 놓으면 동일선상 때보다 결합이 커진다.
4. 브로드사이드 패턴을 가진 큰 안테나 소자들은, 인접 소자들과 비교적 결합이 약해진다.

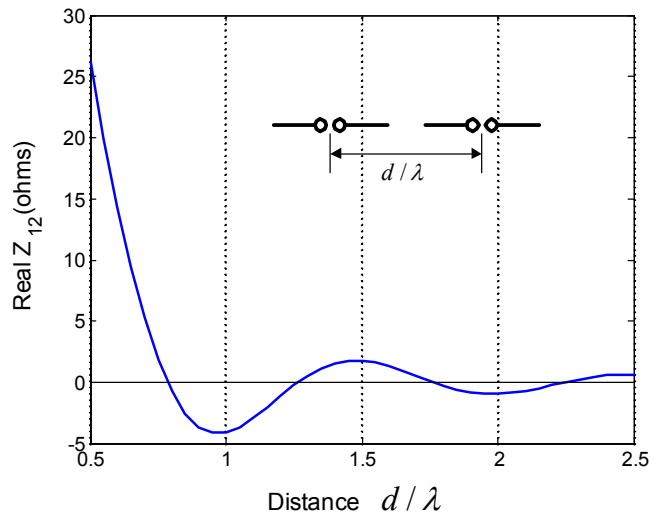


그림 4-6 실수부 상호 임피던스

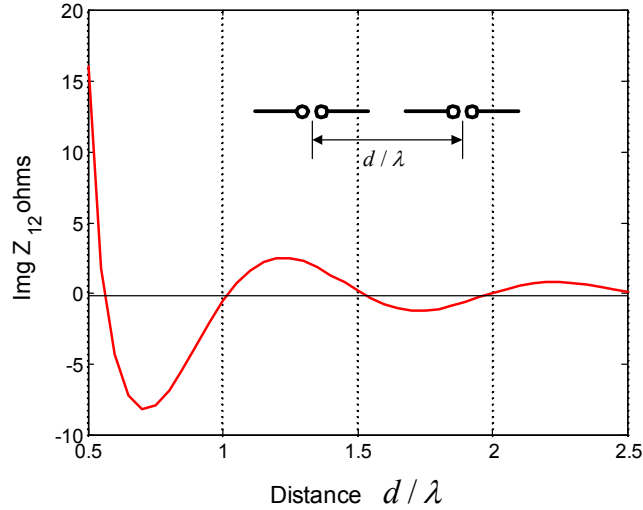


그림 4-7 허수부 상호 임피던스

예를 들면 다이폴과 같은 두 개의 유사한 평행 소자들은 그림4-4과 4-5에서 보는 것처럼 법칙 4-6와 4-7에서 두 개의 동일 선상 다이폴보다 훨씬 강하게 결합할 것이다. 모든 소자들이 존재하고 모든 상호결합이 일어날 때 m번째 소자의 입력 임피던스는 아래와 같이 표시할 수 있다.

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} = Z_{m1} \frac{I_1}{I_m} + Z_{m2} \frac{I_2}{I_m} + K + Z_{mN} \frac{I_N}{I_m}$$

이것을 능동 임피던스 또는 구동 임피던스라 한다. 이 식은 소자 입력 임피던스가 상호 임피던스와 단자전류에 영향을 받고 있음을 보인다. 이것은 위상주사배열의 경우 변하게 되는 전류의 위상도 포함하고 있다. 능동 임피던스는 측정값을 통해서도 구해낼 수 있다.

## 제 5 장 멀티 프로브의 모델링 및 성능 분석

### 제 1절 멀티 프로브의 성능 계산

3장에서 계산된 단일 전계용, 자계용 프로브를 토대로 멀티 프로브를 이용한 상호 결합 계수를 도출해 보았다. 프로브는 전계용과 자계용으로 분리되며 각각 두개의 프로브를 배치하는 거리를 변화시켜가며 두 프로브 간의 상호 결합 특성을 살펴 보았으며, 자계용 프로브에서는 공진을 억제하기 위해 와이어링을 사용한 프로브의 시뮬레이션도 병행하였다.

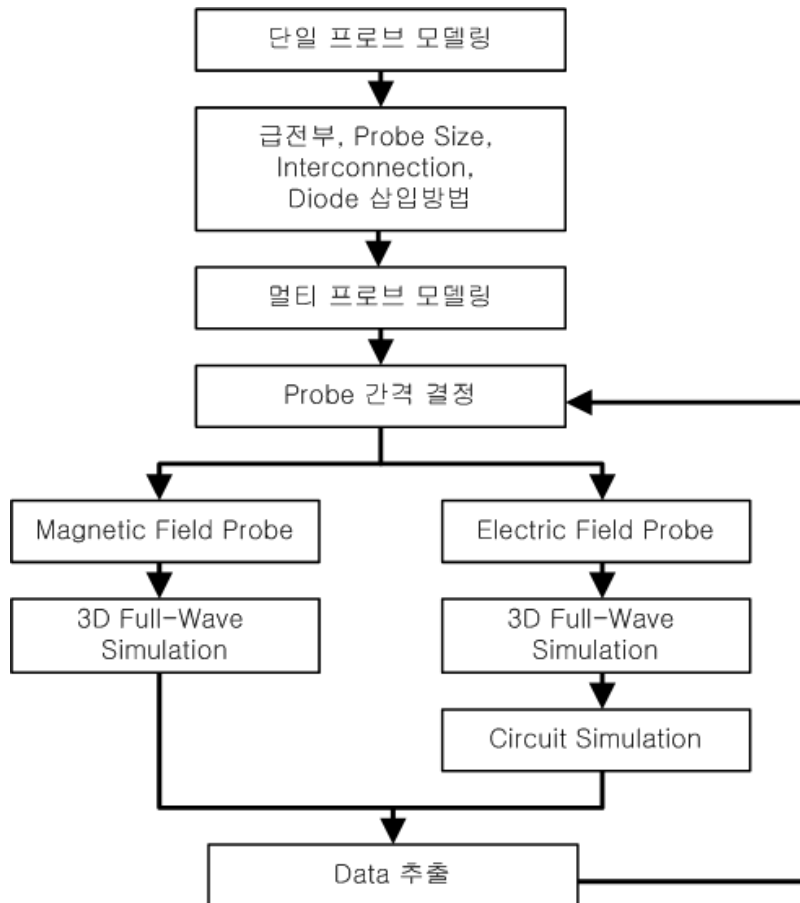


그림 5-1 멀티프로브 계산 블록 다이어그램



이를 통해 공진이 없는 상태에서의 멀티 프로브의 성능 변화도 함께 살펴볼 수 있다. 전계용 프로브의 경우에는 다이오드를 삽입한 상태에서의 상호 결합계수의 변화를 살펴보기 위해서 회로 시뮬레이터를 이용한 결과를 도출해 냈다. 공진주파수는 1 GHz부터 3 GHz 대역에서 프로브의 성능을 관찰 하였으며, 4절에서 살펴본 파장 결과를 참고하여, 30 mm~ 70 mm까지 프로브의 이격 거리를 바꿔가며 시뮬레이션을 했다.

## 제 2 절 수평방향 자계용 멀티 프로브의 성능 계산

자계용 멀티 프로브의 구조는 아래와 같다. 3장에서 계산된 프로브의 구조와 같은 스펙으로 두개의 프로브를 수평 및 수직으로 배치하여 프로브의 이격 거리를 바꿔가며 반사계수 및 상호 결합 계수를 계산하였다. 프로브의 급전 라인은 50옴으로 설계하였으며 정사각형 프로브를 통해 전계를 측정 한다. 프로브의 정사각형 한 변의 길이는 5 mm로 하였으며 급전라인과의 신호 왜곡을 최소화 하기 위해 삼각형 모양의 transition part를 두었다. 프로브를 지지하기 위해 사용된 유전체는 유전율 2.3 인 teflon 기판을 사용하였다.

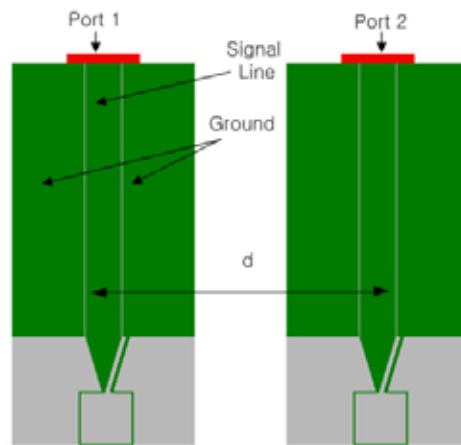


그림 5-2 전계용 멀티 프로브의 구조

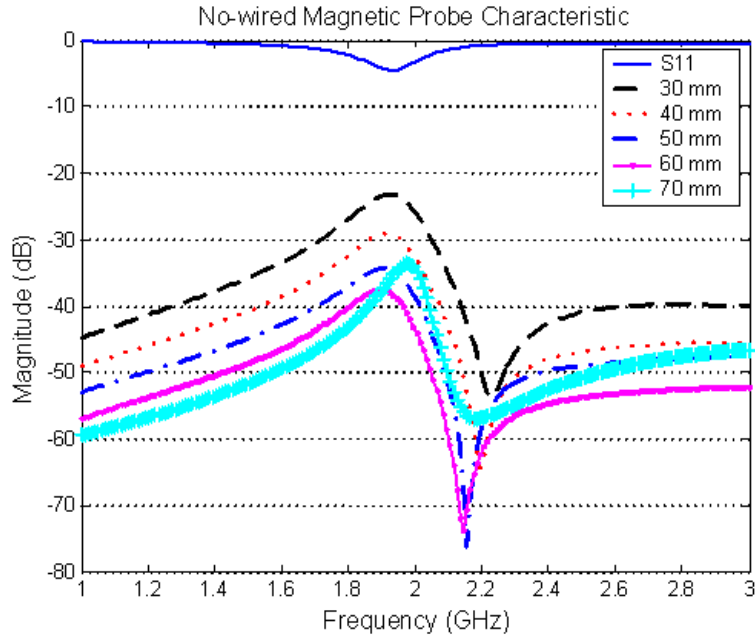


그림 5-3 자계용 프로브의 수평방향 상호 결합 계수  
특성

그림 5-3은 자계용 프로브의 수평방향 상호 결합 계수 특성을 나타낸다. 반사손실 특성을 보면 1.8 GHz에서 -5 dB의 공진 특성을 나타내는 것을 알 수 있으며, 두개의 프로브의 이격 거리가 30 mm일 경우에는 1 GHz, -45 dB부터 상호 결합계수가 점차 증가하는 것을 알 수 있다. 1.8 GHz 영역에서 상호 결합계수는 최대인 -23 dB의 특성을 나타내었으며, 공진 주파수 이후에는 상호 결합 계수가 급격히 떨어지게 된다. 이는 프로브 한개로 마이크로스트립 라인을 측정했을때와 유사한 결과이며, 프로브가 공진을 하면 그 이후에는 상호 결합 계수 및 측정 결과가 심하게 변화하는 것을 예측할 수 있다. 프로브의 이격거리를 40 mm로 이동시켰을 경우에는 1 GHz, -49 dB부터, 이격거리를 50 mm로 이동시켰을 경우에는 -52 dB, 60 mm일 경우에는 -58 dB, 70 mm일 경우에는 -60 dB부터 상호결합계수가 발생하기 시작했다. 프로브의 이격 거리를 점차 늘려감에 따라 상호 결합계수가 일정한 간격을 보이며 감소하는 경향을 보여

주지만, 70 mm를 이격 시켰을 경우에는 1.9 GHz부터 상호결합 지수가 역전되는 현상이 발생하게 된다. 이는 제 4장에서 제시했던 다차원 배열을 했을 경우의 이론적인 결과와 유사한 특성이다. 안테나를 수평 방향으로 배열했을 시, 임피던스의 실수부와 허수부가 최소가 되는 지점까지 일정한 비율로 감소하다가 일정 거리 이상에서 다시 증가하는 현상과 일치한다. 1.9 GHz부터 상호 결합 계수가 역전된 이후에는 50 mm, 60 mm로 이격했을 경우보다 상호 결합 계수가 증가한 경향을 보인다. 따라서 1.9 GHz 이하의 주파수 영역에서는 프로브의 이격거리를 70 mm로 유지하는 것이 최적을 결과를 나타낼 수 있음을 알 수 있다. 이 거리는 1.9 GHz에서  $0.4459 \lambda$  간격을 나타낸다.

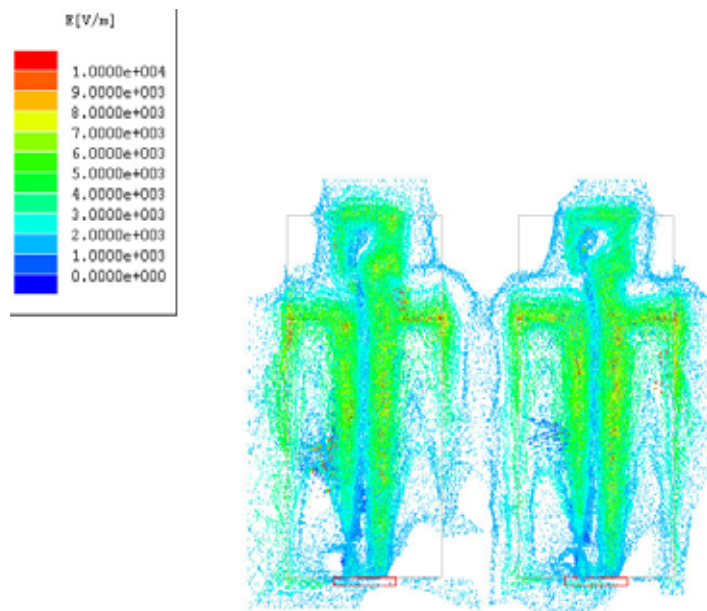


그림 5-3-1 이격거리 30 mm의 필드 분포

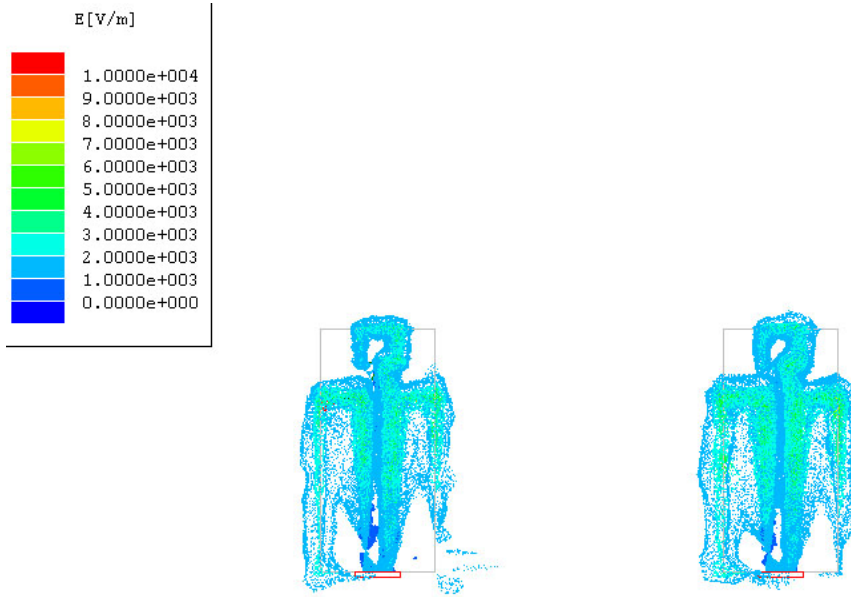


그림 5-3-2 이격거리 70 mm의 필드 분포

그림 5-4는 본딩 와이어를 이용한 자계용 멀티 프로브의 구조를 나타내고 있다. 3장에서 나타낸 결과와 같이 그라운드에서 공진하는 영향을 최소화 하기 위해 프로브의 양쪽 그라운드를 본딩 와이어를 이용해 연결 시켰다. 이를 통해 프로브의 공진을 최소화 시킬 수 있으며, 동작 영역 역시 넓어지는 것을 알 수 있다.

그림 5-5는 본딩 와이어를 이용한 자계용 멀티 프로브의 공진주파수 및 상호 결합계수 계산 결과를 나타내고 있다. 반사손실 특성을 보면 1 GHz에서 3 GHz까지 공진이 안일어나는 것을 알 수 있다. 두개의 프로브의 이격 거리가 30 mm일 경우에는 1 GHz, -52 dB부터 상호 결합계수가 점차 증가하는 것을 알 수 있다. 1.8 GHz 영역에서 상호 결합계수가 최대였던 기존의 프로브와는 달리 측정치의 급격한 변화없이 전 주파수 대역에 걸쳐 비교적 완만한 곡선을 나타내고 있다.

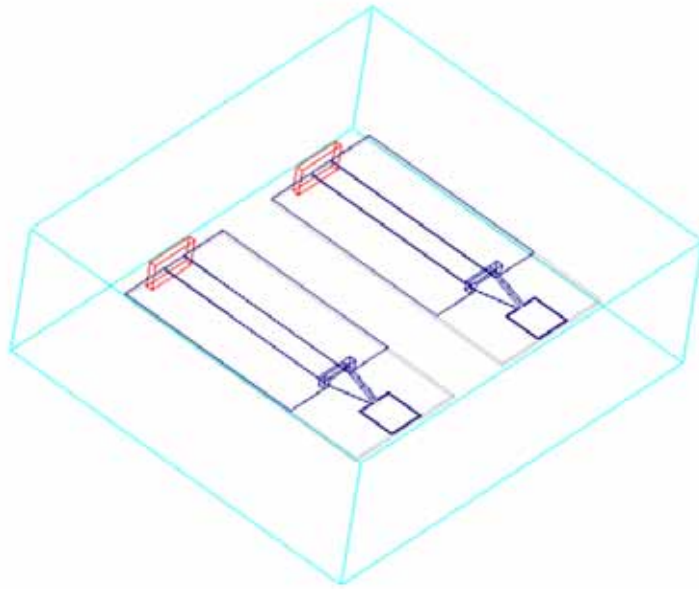


그림 5-4 본딩 와이어를 이용한 자계용 멀티 프로브의 구조

최대 -41 dB까지 상호 결합계수가 증가하지만 -23 dB의 특성을 가졌던 기존의 프로브와는 달리 양호한 성능을 보인다. 프로브의 이격거리를 40 mm로 하였을 경우에는 1 GHz, -55 dB에서 3 GHz -45 dB까지의 상호결합 특성을 보였으며, 50 mm로 프로브의 거리를 두었을 경우에는 1 GHz -60 dB부터 3 GHz -50 dB, 60 mm로 이격거리를 두었을 경우에는 1 GHz, -65 dB에서부터 3 GHz, -50 dB까지의 성능을 보였다. 프로브의 이격거리를 70 mm로 하였을 경우에는 상호 결합 지수가 -69 dB부터 -48 dB까지 비교적 급격한 경사로 증가하는 것을 알 수 있다. 기존의 프로브를 수평으로 배열했을 경우와 마찬가지로 1.9 GHz 대역에서 상호 결합 지수가 역전되는 현상이 발생하는 것을 알 수 있다. 이를 통해 특정 프로브의 성능과는 관계 없이 프로브의 최적 이격 거리를 가늠할 수 있는 결과이다. 프로브의 대역폭에 상관 없이 주파수와 관련하여 최적 이격 거리를 제시할 수 있으며, 본 연구에서 사용된 구조의 프로브에 대해

서는 1.9 GHz이전까지는 70 mm의 간격의 프로브를 사용하는 것이 상호 결합지수를 최소화 할 수 있다는 것을 알 수 있다. 또한 4장에서 계산하였던 1 차원 다중 배열 안테나에서는 대략  $0.75 \lambda$ 에서 실수부 및 허수부 임피던스가 최소가 되었던 것과는 달리  $0.44 \lambda$ 에서 상호결합 지수가 최소 값을 나타낸 것은 전지적으로 길이가 짧은 구조의 프로브를 사용했고 기판의 유전율이 2.3으로 프로브로 입사되는 파장의 길이가 다수 짧아졌기 때문에 나타나는 현상으로 사료된다.

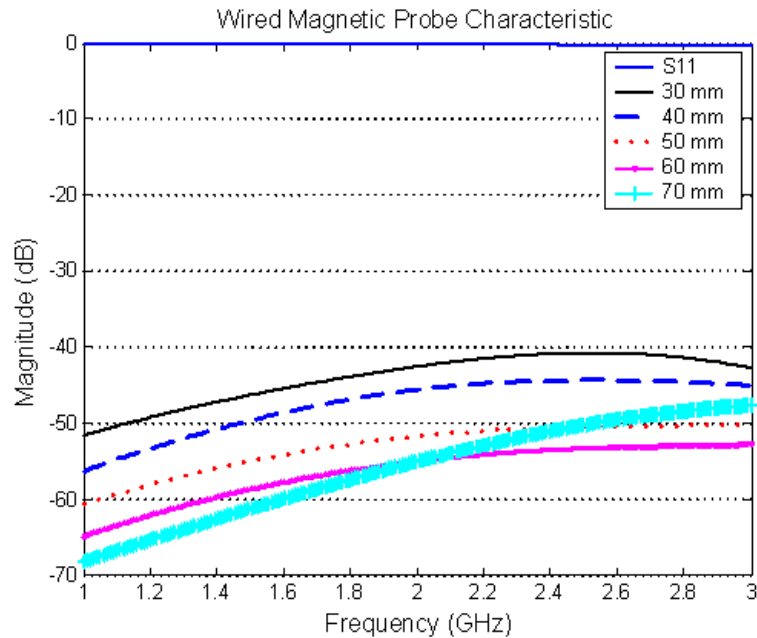


그림 5-5 본딩 와이어를 이용한 수평배열 멀티프로브의 성능

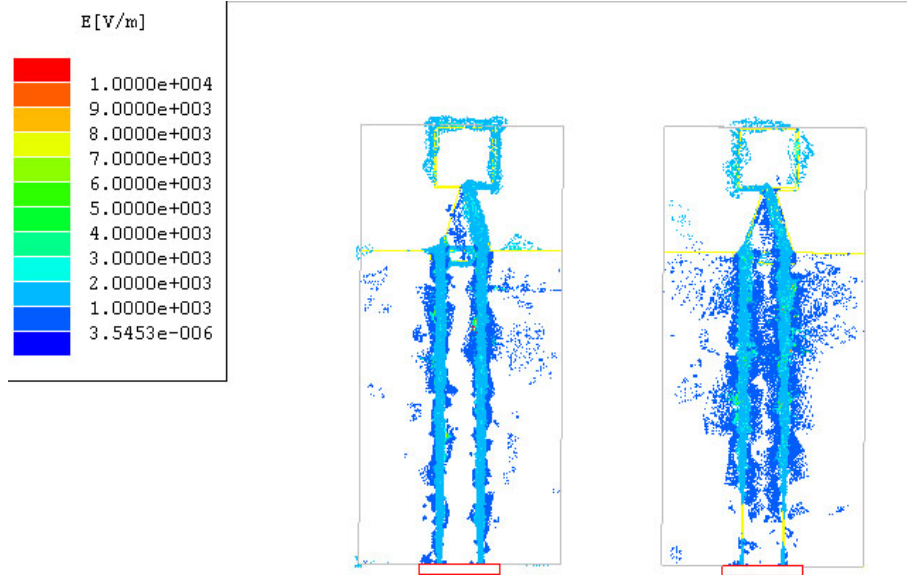


그림 5-5-1 이격거리 30 mm 차계 프로브의 필드분포

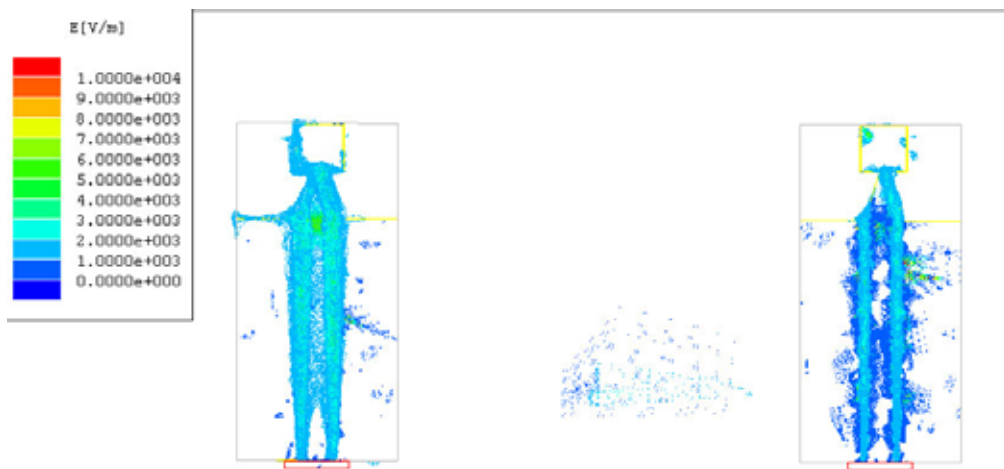


그림 5-5-2 이격거리 70 mm 차계 프로브의 필드 분포



### 제 3 절 수직방향 자계용 멀티 프로브의 성능 계산

수직방향으로 자계용 멀티프로브를 아래 그림과 같이 배열하였다. 3장에  
서 계산된 프로브의 구조로 두개의 프로브를 수직으로 배치하여 프로브  
의 이격 거리를 바꿔가며 반사계수 및 상호 결합 계수를 계산하였다. 프  
로브의 급전 라인은 50옴으로 설계하였으며 정사각형 프로브를 통해 전  
계를 측정 한다. 프로브의 정사각형 한 변의 길이는 5 mm로 하였으며 급  
전라인과의 신호 왜곡을 최소화 하기 위해 삼각형 모양의 transition  
part를 두었다. 프로브를 지지하기 위해 사용된 유전체는 유전율 2.3 인  
teflon 기판을 사용하였다.

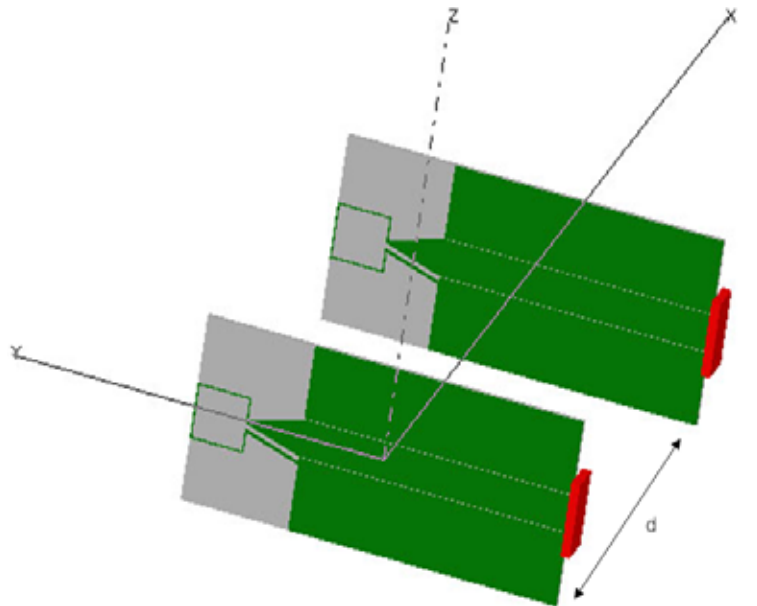


그림 5-6 수직방향 자계 측정용 멀티 프로브 구조

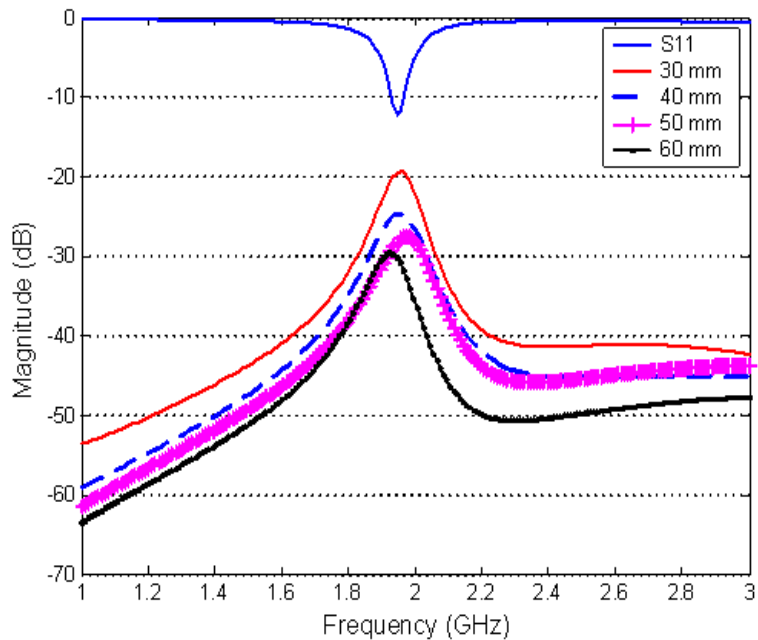


그림 5-7 수직 배열 자계용 프로브의 성능

그림 5-7은 자계 측정용 멀티 프로브의 성능을 나타낸다. 수직 배열의 경우 수평배열과는 달리 배열이 방사 방향으로 이루어져 있으므로 상호간의 커플링이 더욱 많이 일어나는 것을 알 수 있다. 프로브의 S11 특성을 살펴보면 2 GHz 대역에서 -12 dB의 공진 특성을 갖는 것을 알 수 있었으며, 두개의 프로브간의 이격거리를 30 mm로 하였을 경우 상호결합이 1 GHz -53 dB부터 최대 1.9 GHz에서 -19 dB까지 일어났고 3 GHz에서는 -43 dB의 값을 나타내었다. 점차 거리를 증가시킨 40 mm 지점에서는 -58 dB부터 최대 -25 dB까지 상호 결합이 발생하는 것을 알 수 있었다. 이격 거리를 50 mm로 증가시켰을 경우에는 2.3 GHz 지점에서 상호결합이 역전되는 현상이 발생하였다. 이는 수평배열을 했을 경우보다 파장대비 다소 가까운 지점에서 일어나는 것을 확인할 수 있었는데, 3장에서 풀었던 다이폴 안테나의 임피던스가 수평배열일 경우보다 수직 배열일 경우 증가했던 결과와 유사하다. 다시 거리를 60 mm로 늘렸을 경우에는 이보다 앞선 1.9 GHz에서 상호결합의 역전 현상이 발생한다. 이

는 2.3 GHz, 50 mm 의 파장이 3.833  $\lambda$ 이고 1.9 GHz에서 60 mm인 지점의 파장이 3.8  $\lambda$ 임을 감안하면 대략 3.8  $\lambda$ 에서 수직배열의 최적 간격이 결정됨을 확인할 수 있다.

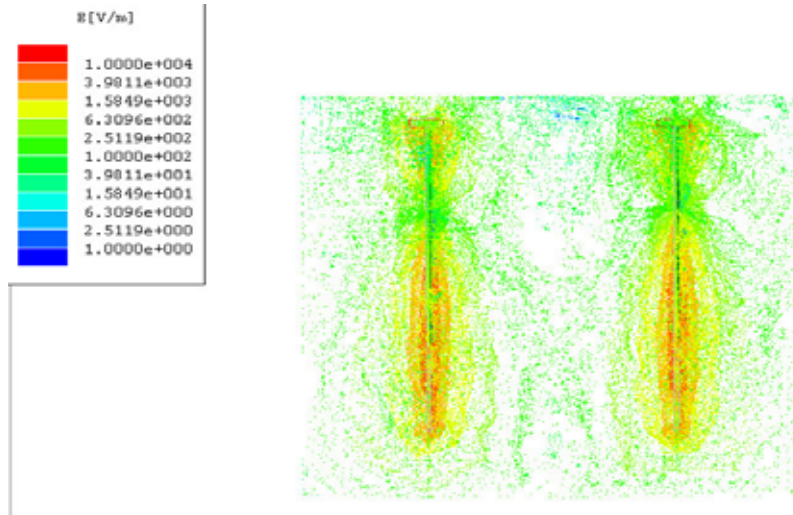


그림 5-7-1 이격거리 30 mm의 수직 자계 프로브 필드 분포

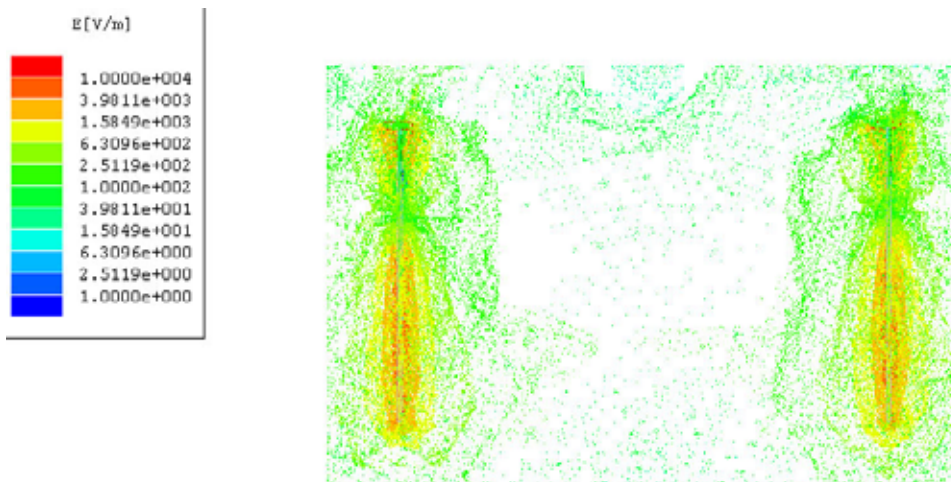


그림 5-7-2 이격거리 70 mm의 수직 자계 프로브 필드 분포

## 제 4 절 수평방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산

이 절에서는 수평방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산을 앞 절에서 계산한 방법과 유사하게 진행하였다. 단, 자계용 프로브의 경우에는 DC 전압을 유도하기 위한 다이오드가 중간에 삽입되게 되는데, 이는 상용 full-wave 시뮬레이터로는 구현하기 힘든 단점이 있다. 이를 해결하기 위하여, 다이오드가 삽입되지 않은 상태에서 full-wave 시뮬레이션을 실행한 뒤 이에 대한 scattering parameter를 circuit 시뮬레이터에 대입하는 방법을 사용하였다. 이 방법을 사용하면 전계 프로브의 상호결합지수와 diode를 삽입한 상태에서의 결과를 전부 관찰할 수 있는 장점이 있다. 다이폴 안테나의 길이는 한번이 3 mm이고 다이오드 길이까지 모두 합하여 대략 6.5 mm 정도의 길이를 갖는다. 급전부는 CPW 타입으로 50  $\Omega$  급전을 가지도록 설계하였으며, 프로브에서 들어오는 신호와 급전선의 신호 왜곡을 피하기 위하여 삼각형 모양의 변환부를 두었다.

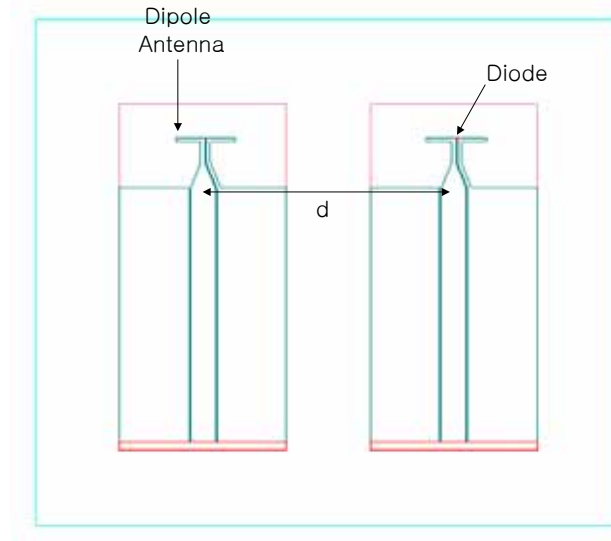


그림 5-8 수평방향 전계용 프로브의 배열 모습

그림 5-8은 수평방향 전계용 프로브의 배열 모습을 나타내며, 두 안테나의 배열 거리  $d$ 는 30 mm에서 70 mm까지 변화시켜가며 성능을 관찰하였으며, 여기서 얻은 scattering data를 토대로 circuit 시뮬레이터에서 최종 결과를 도출해 내었다.

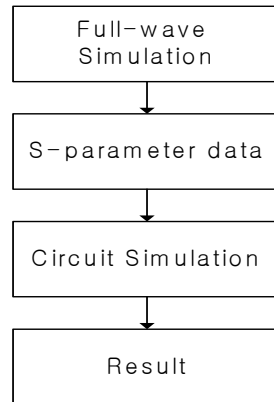


그림 5-9 전계용  
프로브  
시뮬레이션 방법

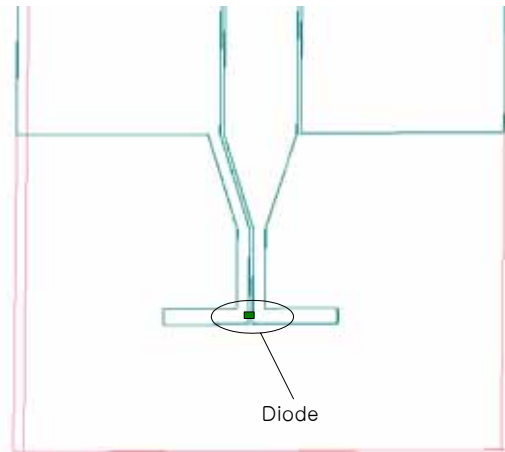


그림 5-10 단일 프로브의 다이오드 삽입  
방법

그림 5-11은 단일 프로브의 다이오드 삽입 방법을 나타내고 있다. 이를 위해 먼저 포트 1은 급전부에 여기 시키고 다이오드가 삽입될 양 끝 단자를 포트 2와 포트 3으로 정의한다. 이 상태에서 full-wave scattering parameter를 추출한 뒤 회로 시뮬레이터에서 3포트 측정 결과를 불러들인다. 여기서 포트 1은 50 옴 터미네이션 시키고, 포트 2와 포트 3은 다이오드를 연결시킨다. 여기서 사용된 다이오드는 simens 사의 bas40 쇼키 다이오드를 사용하였다. 단일 프로브의 모델링을 위와 같은 방법으로 수행한 뒤 두개의 배열을 한 상태에서 마찬가지로 방법으로 다이오드를 삽입하였다. 이 경우에는 포트 1, 포트 2 이외에 다이오드를 삽입할 4개의 포트를 추가로 달아서 총 6포트 시뮬레이션을 수행한다. 이 상태에서 결과를 회로 시뮬레이터에 임포트 시켜서 다이오드를 달고 시뮬레이션을 한번 더 해준다. 그림 5-12는 회로 시뮬레이터에서 포트를 지정하고 다이오드를 삽입한 상태의 그림을 나타내고 있다. 동작주파수 1 GHz ~ 4 GHz에서 스텝 간격을 0.01 GHz로 한 상태에서 시뮬레이션을 하였다.

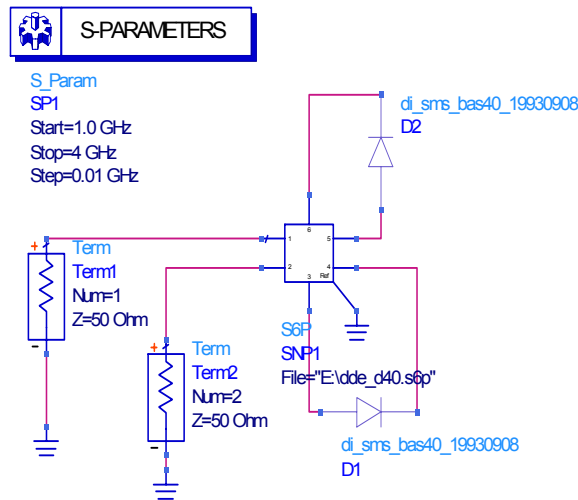


그림 5-11 다이오드 삽입 회로 구조

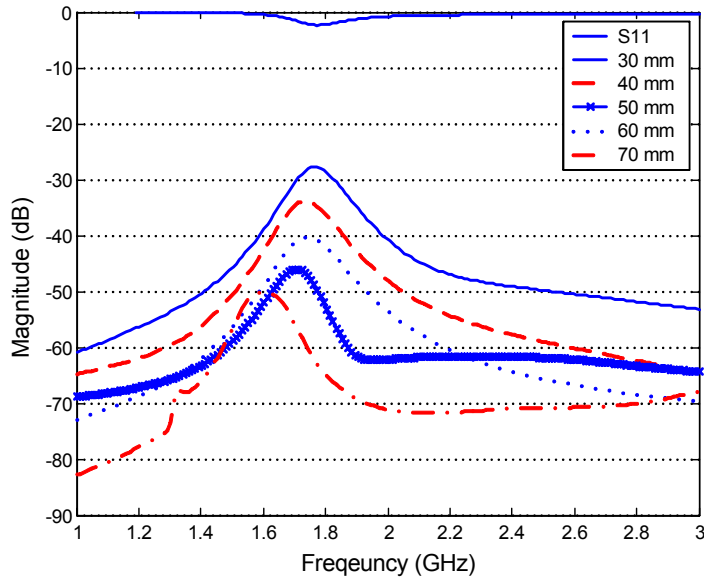


그림 5-12 수평배열 전계 프로브의 거리에 따른 성능

그림 5-12는 수평배열 전계 프로브의 길이에 따른 상호결합 특성을 나타낸다. 프로브의 S11 특성은 1.8 GHz에서 대략 -4 dB 정도의 공진 특성을 가졌으며 두개의 프로브의 수평 이격거리를 30 mm ~ 70 mm까지 변화시켜가며 성능을 살펴보았다. 먼저 이격 거리가 30 mm일 경우에는 -60 dB에서 최대 -28 dB까지 상호결합이 변화하는 것을 알 수 있었으며, 거리를 40 mm로 늘렸을 경우에는 상호결합이 -65 dB로부터 -35 dB까지 변화하였다. 거리를 50 mm로 늘렸을 경우에는 대략 3GHz에서부터 상호결합의 역전 현상이 발생하는 것을 관찰할 수 있었으며, 60 mm로 증가시켰을 경우에는 50 mm일때보다 1.8 GHz 근처에서 상호결합 크기가 역전되는 것을 확인할 수 있었다. 거리를 70 mm로 늘림에 따라 1.5 GHz에서 상호결합이 역전 되었으며, 이 거리를 파장으로 환산하면 대략  $0.44\lambda$ 로 앞서 계산했던 자계용 프로브를 수평으로 배열했을 경우의 최적값과 유사한 값을 가짐을 알 수 있다.

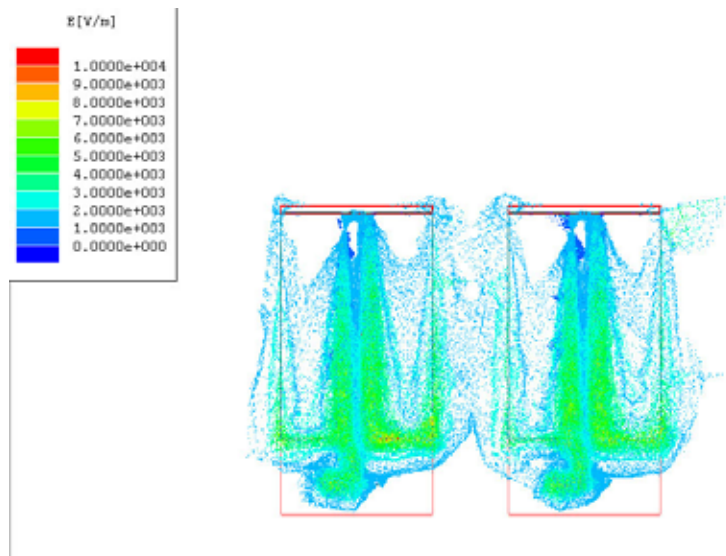


그림 5-12-1 이격거리 30 mm의 수평배열 전계 프로브의 필드분포

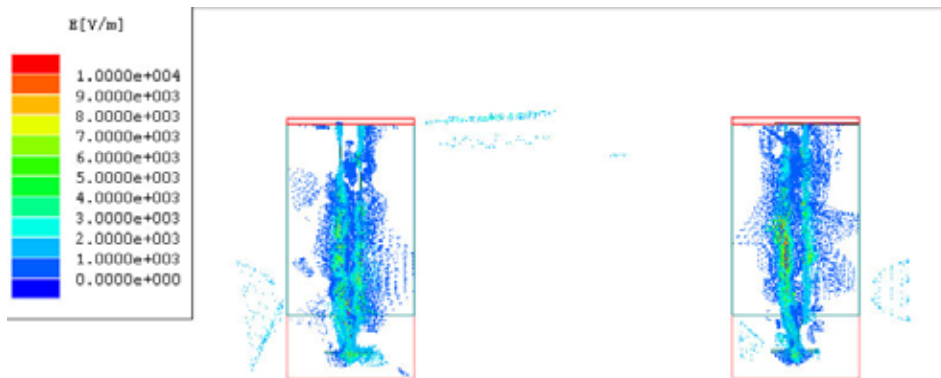


그림 5-12-2 이격거리 70 mm의 수평배열 전계 프로브의 필드분포



## 제 5 절 수직방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산

이 절에서는 수직방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산을 앞 절에서 계산한 방법과 유사하게 진행하였다. 앞절과 마찬가지로 다이오드가 삽입되게 되는데, 이를 해결하기 위하여, 다이오드가 삽입되지 않은 상태에서 full-wave 시뮬레이션을 실행한 뒤 이에 대한 scattering parameter를 circuit 시뮬레이터에 대입하는 방법을 사용하였다. 이 방법을 사용하면 전계 프로브의 상호결합지수와 diode를 삽입한 상태에서의 결과를 전부 관찰할 수 있는 장점이 있다. 다이폴 안테나의 길이는 한변이 3 mm이고 다이오드 길이까지 모두합하여 대략 6.5 mm정도의 길이를 갖는다. 급전부는 CPW 타입으로 50  $\Omega$  급전을 가지도록 설계하였으며, 프로브에서 들어오는 신호와 급전선의 신호 왜곡을 피하기 위하여 삼각형 모양의 변환부를 두었다. 사용된 기판은 유전율 2.3인 teflon 기판을 사용하였다.

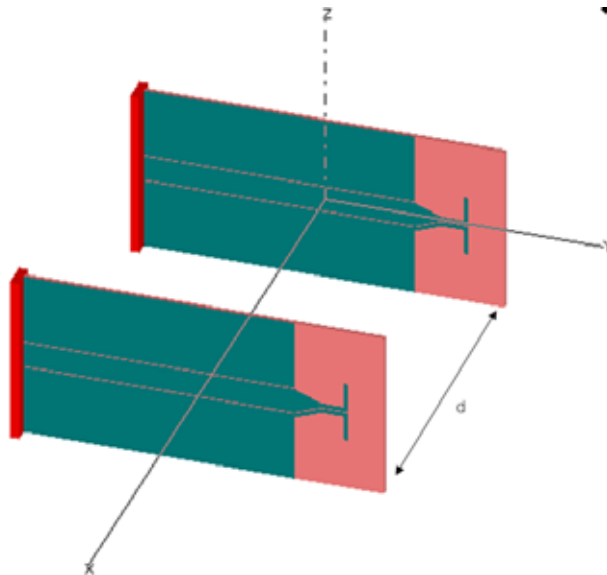


그림 5-13 수직방향 전계용 프로브의 배열 모습

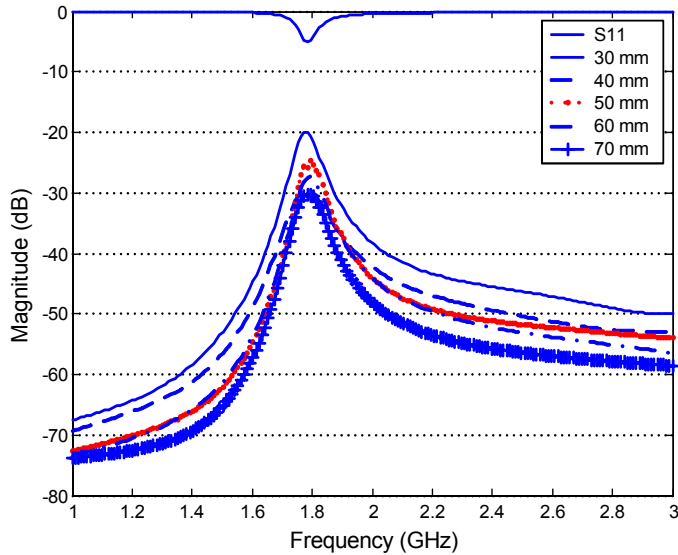


그림 5-14 수직 배열 전계 프로브의 거리에 따른 성능

그림 5-14는 수직 배열 전계 프로브의 거리에 따른 성능을 나타낸다. 공진은 역시 1.8 GHz 정도에서 나타났으며 프로브의 이격거리를 30 mm로부터 70 mm까지 변화시켜가며 상호결합계수의 변화를 살펴보았다. 수직 배열의 경우 앞서 계산했던 자계용 프로브를 수직 배열 했을 경우와 유사하게 프로브간의 상호 결합이 강하게 작용하는 것을 알 수 있었으며 거리가 30 mm일 경우에는 1 GHz -68 dB부터 최대 -20 dB까지 상호결합이 일어났다. 거리를 40 mm로 이격시켰을 경우에는 -70 dB에서 -25 dB까지 상호결합 특성이 변화하였으며 50 mm의 거리를 두었을때 상호결합의 역전 현상이 일어나는 것을 관찰할 수 있다. 50 mm의 거리를 두었을 때는 1.8 GHz에서 40 mm거리를 이격시켰을 경우보다 상호결합이 더 강하게 일어났으며 거리를 점차 늘려서 60 mm를 늘렸을 경우에는 1.9 GHz정도에서 상호결합이 증가하는 것을 확인할 수 있었다. 이를 바탕으로 환산하면  $0.38 \lambda$ 의 값을 가지는데, 이 값을 앞서 계산한 자계용 멀티프로브를 수직으로 배열하였을 경우의 값과 유사함을 알 수 있다.

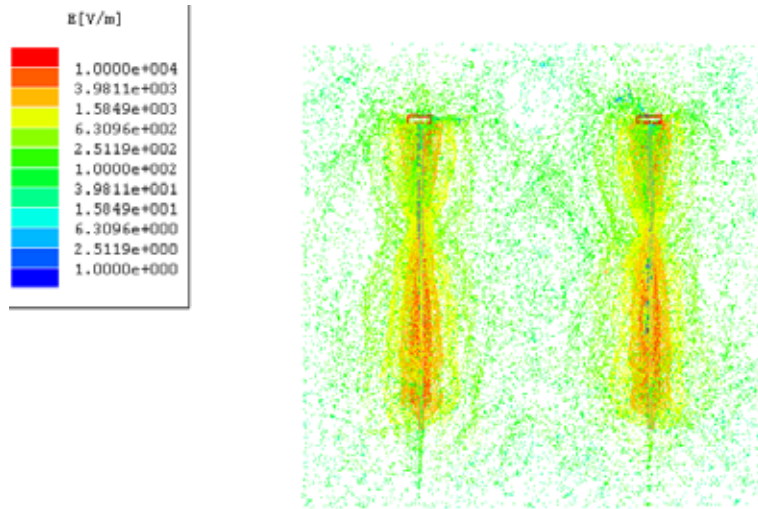


그림 5-14-1 이격거리 30 mm의 수직배열 전계용 프로브의 필드 분포



그림 5-14-2 이격거리 70 mm의 수직배열 전계용 프로브의 필드 분포

## 제 6 절 수직방향 전계용 멀티 프로브의 성능 계산

앞절에서 구할 수 있었던 전계 및 자계 프로브의 수직방향 최대 이격거리를 토대로 실제 마이크로스트립 라인에서의 방사를 측정하는 방법을 full-wave 시뮬레이션을 통해 확인해 보았다. 프로브는 SAR 측정시 주요하게 사용되는 전계용 프로브를 이용하였으며 다이폴 사이에 다이오드를 삽입한 형태로 계산을 하였다. 사용된 프로브는 두개의 전계용 프로브를 수평방향으로 배열한 형태에서 30 mm 이격거리를 두었을 때와 60 mm 이격거리를 두었을 때 두가지를 비교하였다.

그림 5-15는 수평배열 전계용 프로브의 필드 측정 구조를 나타낸다. 이격거리를 30 mm로 하였으며 단락된 마이크로스트립 라인의 필드를 측정하는 구조를 사용하였다. 프로브 1은 port 1에 연결시켰으며 마이크로스트립 라인에서 5 mm 벗어난 부분에서 측정 위치를 고정시켰다.

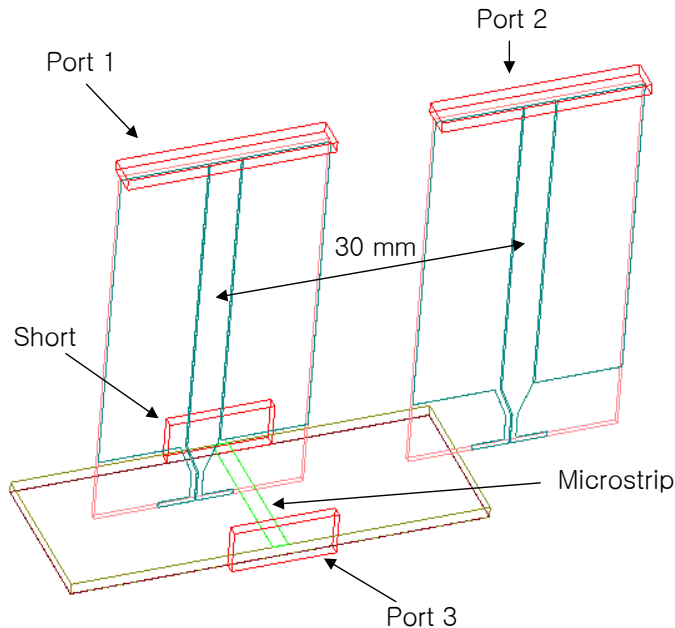


그림 5-15 수평배열 전계용 프로브의 필드 측정 구조 (30 mm)

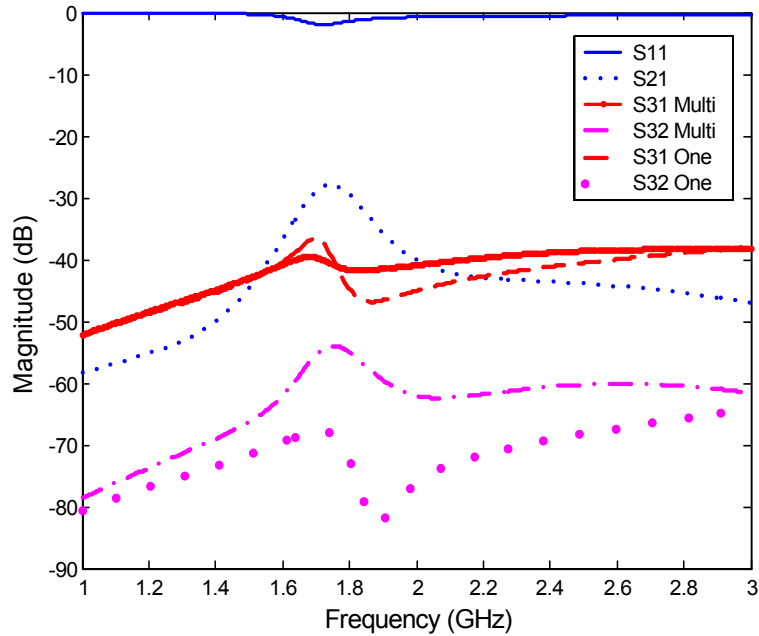


그림 5-16 단일 및 멀티프로브 측정 결과 (30 mm)

프로브 2는 port 2에 연결시키고 프로브 1과 30 mm 이격거리를 둔 상태에서 필드의 세기를 측정하였다. 프로브를 한개일 경우와 비교하기 위해 각각의 위치에서 단일 프로브만을 사용하여 계산한 값과 비교를 해 보았다. 그림 5-16은 단일 프로브와 멀티프로브의 측정결과를 비교한 것이다. 각 프로브는 S11 값으로 보아 대략 1.8 GHz에서 공진을 하는 것을 알 수 있었으며 멀티프로브를 사용하였을 경우 프로브의 상호 결합 특성은 1 GHz에서 대략 -60 dB 정도의 값을 가졌으며 최대 상호결합은 -28 dB 까지 일어나는 것을 확인할 수 있었다. 마이크로스트립 라인에서 가까운 port 1의 측정 결과를 보면 멀티프로브를 사용하였을 경우 단일 프로브를 이용하여 측정을 하였을 때보다 최대 5 dB정도의 차이가 나는 것을 확인할 수 있었으며, 마이크로스트립 라인에서 먼 port 2에서 측정하였을 경우 단일프로브와 멀티프로브의 측정 차이가 최대 20 dB까지 나는 것을 확인할 수 있었다.

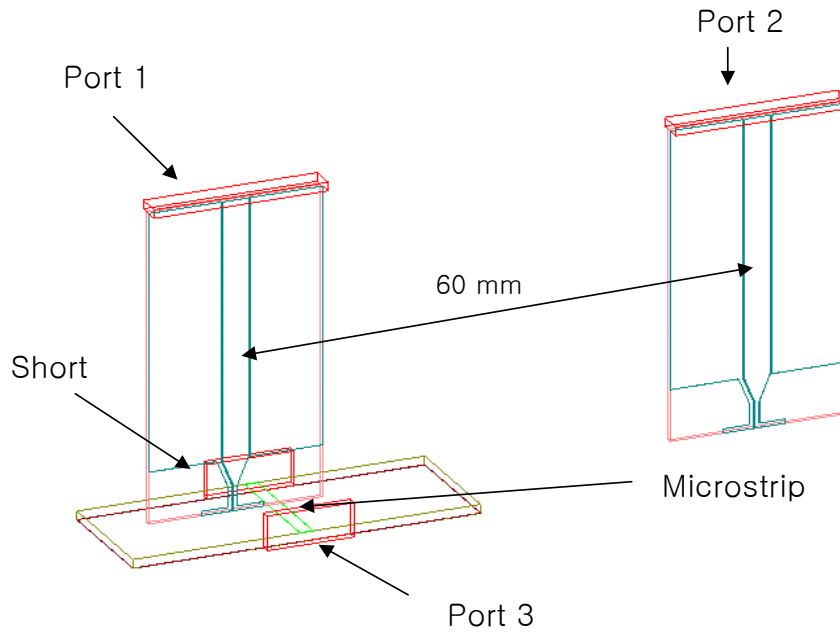


그림 5-17 수평배열 전계용 프로브의 필드 측정 구조 (60 mm)

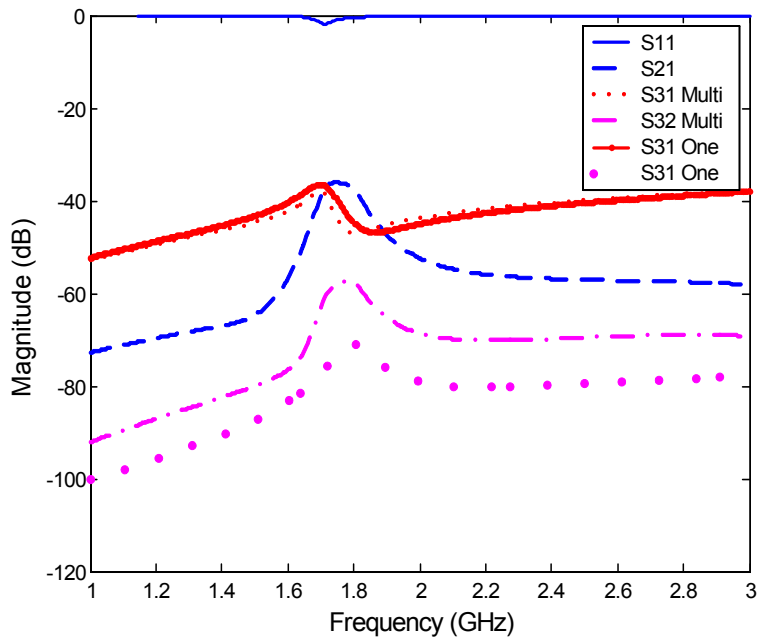


그림 5-18 단일 및 멀티프로브 측정 결과 (60 mm)

그림 5-17는 수평배열 전계용 프로브의 필드 측정 구조를 나타낸다. 이격 거리를 60 mm로 하였으며 단락된 마이크로스트립 라인의 필드를 측정하는 구조를 사용하였다. 프로브 1은 port 1에 연결 시켰으며 마이크로스트립 라인에서 5 mm 벗어난 부분에서 측정 위치를 고정시켰다. 프로브 2는 port 2에 연결시키고 프로브 1과 60 mm 이격거리를 둔 상태에서 필드의 세기를 측정하였다. 프로브를 한개일 경우와 비교하기위해 각각의 위치에서 단일 프로브만을 사용하여 계산한 값과 비교를 해 보았다. 그림 5-16은 단일 프로브와 멀티프로브의 측정결과를 비교한 것이다. 각 프로브는 S11 값으로 보아 대략 1.8 GHz에서 공진을 하는 것을 알 수 있었으며 멀티프로브를 사용하였을 경우 프로브의 상호 결합 특성은 1 GHz에서 대략 -70 dB 정도의 값을 가졌으며 최대 상호결합은 -40 dB까지 일어나는 것을 확인할 수 있었다. 마이크로스트립 라인에서 가까운 port 1의 측정 결과를 보면 멀티프로브를 사용하였을 경우 단일 프로브를 이용하여 측정을 하였을 때와 거의 차이가 나지 않는 것을 확인할 수 있었으며, 마이크로스트립 라인에서 먼 port 2에서 측정하였을 경우 단일프로브와 멀티프로브의 측정 차이가 최대 10 dB 정도로 일정한 커브를 그리며 변화하는 것을 확인할 수 있었다. 이는 향후 고려할 프로브의 교정시 거리에 따른 일정한 임팩트 팩터를 곱하여 단일프로브와 멀티프로브의 결과를 보정시킬 수 있음을 말한다.

표 5-1 결과 요약

Probe Type	Magnetic Field Probe		Electric Field Probe	
Array	Collinear	Collateral	Collinear	Collateral
Probe distance	30 mm~ 70 mm			
Mutual Coupling Level Variance	±16 dB	±10dB	±10dB	±10dB
Optimum Distance	0.4667λ	0.3833λ	0.44λ	0.38λ

표 5-1은 본 장에서 계산한 결과들에 대한 요약이다. 이번 장에서는 전계용 프로브와 자계용 프로브 두 종류를 수직배열 및 수평배열을 사용하여 계산을 하였다. 프로브의 이격거리는 30 mm ~ 70 mm까지 변화시켜가며 계산을 수행하였으며 이를 통해 얻어낸 최적 이격거리를 정리하면 다음과 같다. 먼저 수평방향 배열을 하였을 경우에는 방사가 최소화 되는 방향으로 놓이며 안테나의 크기가 있기 때문에 최적 이격거리는  $0.44 \lambda \sim 0.4667 \lambda$ 를 가지는 것을 확인할 수 있었으며, 수직방향 배열을 하였을 경우에는 프로브의 방사방향으로 배열이 때문에 상호결합이 상당히 큰 것을 확인할 수 있었다. 이때의 이격거리는 전계용 프로브나 자계용 프로브 관계없이 대략  $0.38 \lambda$ 에서  $0.3833 \lambda$ 까지 변화하는 것을 확인할 수 있었다.



## 제 6 장 결론

본 연구에서는 멀티프로브의 해외 연구 동향을 파악하여 향후 멀티 프로브 SAR 측정 개발시 필요한 기본 지식을 획득하였으며, 현재 상용화되고 있는 SAR 측정 시스템에서는 아직 멀티 프로브에 관한 연구가 진행되고 있지 않음을 확인하였다. 멀티 프로브로 측정 시스템을 구축할 시 프로브 상호간에 간섭 현상이 생기기 때문에 이와 관련된 관련지식인 배열 안테나간의 상호결합을 통해서 구해낼 수 있으며, 멀티프로브를 이용한 프로브 상호간 왜곡특성을 구현하기에 앞서 단일 프로브를 이용하여 성능을 검토해 보았다.

광대역 자기장 프로브의 경우는 프로브의 한쪽 접지면이 소스와 연결되고 다른 한쪽면은 개방되는 현상 때문에 기존의 프로브에서는 한쪽 방향으로 방사가 이루어졌었는데 이러한 방사를 억제하고 전류 분포를 균일하게 하기 위해 양 접지면을 본드 와이어를 이용하여 부착시켜 서로 균일한 분포를 가지도록 하였다. 단일 프로브에서 방사의 대칭성이 깨지기 시작하면 멀티프로브를 구성함에 있어 여러 문제점이 발생할 수 있으므로 이러한 연구는 향후 본 과제를 수행함에 있어 유용한 결과로 활용될 수 있을 것이다. 전계프로브는 중앙을 다이오드로 연결시킨 다이폴 형태를 사용하게 되는데 이 프로브 역시 외부에서 들어오는 입사파에 프로브의 전계가 큰 영향을 받지 않음을 알 수 있었다.

다음으로 멀티프로브를 구성함에 있어 가장 큰 문제인 상호결합 문제에 대해 다루었는데 이러한 상호결합 현상은 프로브 상호간 프로브와 접지면 사이 그 이외의 여러 문제에 의하여 발생할 수 있다. 기본적인 상호결합 모델을 행렬 형태로 변환하여 임피던스 형태로 계산해 낼 수 있었으

며 두개의 다이폴 안테나의 배열에 따른 상호결합 임피던스의 변화를 살펴 보았다. 프로브는 전계용과 자계용으로 분리되며 각각 두개의 프로브를 배치하는 거리를 변화시켜가며 두 프로브간의 상호 결합 특성을 살펴 보았으며, 자계용 프로브에서는 공진을 억제하기 위해 와이어링을 사용한 프로브의 시뮬레이션도 병행하였다. 이를 통해 공진이 없는 상태에서의 멀티 프로브의 성능 변화도 함께 살펴 볼 수 있다. 전계용 프로브의 경우에는 다이오드를 삽입한 상태에서의 상호 결합계수의 변화를 살펴보기 위해서 회로 시뮬레이터를 이용한 결과를 도출해 냈다. 공진주파수는 1 GHz부터 3 GHz 대역에서 프로브의 성능을 관찰 하였으며, 4절에서 살펴본 파장 결과를 참고하여, 30 mm~ 70 mm까지 프로브의 이격 거리를 바꿔가며 시뮬레이션을 했다. 앞으로 이러한 상호결합을 최적 이격거리를 사용하면 근거리장 멀티프로브 측정 시스템의 설계 시 유용한 자료로 활용될 수 있을 것이다.

## 참고문헌

- [1] W.Mertin, C.Bohm, L.J.Balk, and E.Kubalek, "Two-dimensional field mapping in MMIC-substrates by electro-optic sampling technique," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1443-1446, 1992.
- [2] S.S Osofsky, S.E. Schwarz,"A non-contacting probe for measurements on high-frequency planar circuits," *Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International* , vol.2, pp. 823 -825 , 13-15 Jun 1989
- [3] Budka, T.P.,Tentzeris, E.M., Wacławik, S.D.; Dib, N.I., Katehi, L.P.B., Rebeiz, G.M., "An experimental and theoretical comparison of the electric fields above a coupled line bandpass filter," *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International*, pp. 1487 -1490 vol.316-20 , May 1995.
- [4] Y. Gao and I. Wolff, "A new miniature magnetic field probe for measuring three-dimensional fields in planar high frequency circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 44, no 6, pp. 911-918, June 1996.
- [5] W. T. Kim, S. S. Myoung, and J. G. Yook, "A Study on RF Component Analysis Using FDTD Method," *Korea Electromagnetic Engineering Society*, vol. 26, no. 1, pp.93-96, May. 2003
- [6] S. A. Long, M.W. McAllister, and L. C. Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, pp. 406-412, May 1983.
- [7] Y. X. Guo, K. W. Leung, and K. M. Luk, "Mutual coupling between rectangular dielectric resonator antennas by FDTD," *Inst. Elect. Eng. Proc. Microwaves, Antennas, Propagat.*, vol. 146, pp. 292-294, Dec. 1994
- [8] K.W. Leung, K. M. Luk, and W. K. Leung, "Mutual impedance of hemispherical dielectric resonator antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp. 1652-1654, Dec. 1994.
- [9] G. D. Loos and Y. M. M. Antar, "A new aperture coupled rectangular dielectric resonator antenna array," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 7, no. 14, pp. 642-644, 1994.
- [10] M. A. Khayat, J. T. Williams, D. R. Jackson, and S. A. Long, "Mutual coupling between reduced surface-wave microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp. 1581-1593, Oct. 2000.
- [11] W.Mertin, C.Bohm, L.J.Balk, and E.Kubalek, "Two-dimensional field mapping

- in MMIC-substrates by electro-optic sampling technique," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1443-1446, 1992.
- [12] Kyoung Yang, David G., Jong-Gwan Yook, Papapolymerou I., Katehi L.P.B., Whitaker J.F., "Electrooptic mapping and finite-element modeling of the near-field pattern of a microstrip patch antenna," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume: 48 Issue: 2, Feb. 2000 pp. 288-294
- [13] J. Bokor, A.M. Jonson, R.H. Storz, and W.M. Simson, "High-speed circuit measurements using photoemission sampling," *Applied Physics Letters*, July 28, pp. 226~228, 1986.
- [14] J.T.L. Tong, "Transit time effect in electron beam testing voltage measurements," *Measurement Science Technology*, Vol. 3, pp. 827-837, 1992.
- [15] M.S.Hill, A.Gopinath, "Probing gunn domains at X-band microwave frequencies using a scanning microscope," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 7, pp. 69-77, 1974
- [16] S.S Osofsky, S.E. Schwarz, "A non-contacting probe for measurements on high-frequency planar circuits," *Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International*, vol.2, pp. 823 -825, 13-15 Jun 1989
- [17] Budka, T.P., Tentzeris, E.M., Waclawik, S.D.; Dib, N.I., Katehi, L.P.B., Rebeiz, G.M., "An experimental and theoretical comparison of the electric fields above a coupled line bandpass filter," *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International*, pp. 1487 -1490 vol.316-20, May 1995.
- [18] Y. Gao and I. Wolff, "A new miniature magnetic field probe for measuring three-dimensional fields in planar high frequency circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 44, no 6, pp. 911-918, June 1996.
- [19] W. T. Kim, S. S. Myoung, and J. G. Yook, "A Study on RF Component Analysis Using FDTD Method," *Korea Electromagnetic Engineering Society*, vol. 26, no. 1, pp.93-96, May. 2003

## 주 의

1. 이 연구보고서는 전파연구소의 연구개발사업비 재정 지원으로 이루어진 연구결과입니다.
2. 이 보고서의 내용을 인용하거나 발표할 때에는 반드시 전파연구소 연구개발사업의 연구결과임을 밝혀야 합니다