[UCI]I804:24011-200000263331

2012년 8월
박사학위 논문

UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성

조선대학교 대학원

정보통신공학과

강 광 원

UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성

Isotropic pattern characteristics of a dual-structure z-slot antenna for the UHF RFID Reader

2012년 8월 24일

조선대학교 대학원

정보통신공학과

강 광 원

UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성

지도교수 박 종 안

이 논문을 공학 박사학위신청 논문으로 제출함

2012년 4월

조선대학교 대학원

정보통신공학과

강 광 원

강광원의 박사학위논문을 인준함

위원장	광주과학기술원	교 수	최 태 선 (인)
위 원	조선대학교	교 수	한 승 조 (인)
위 원	전남도립대학교	교 수	천 종 훈 (인)
위 원	조선대학교	교 수	강 성 관 (인)
위 원	조선대학교	교 수	박 종 안 (인)

2012년 6월

조선대학교 대학원

목 차

표 목 차 ····· iii
그 림 목 차 ····· vi
약 어 목 록 ····· x
A b s t r a c t ····· xii

I. 서 론 ····· 1

Ⅱ. RFID 시스템 ····· 6
A. RFID 시스템 개요 ····· 6
1. RFID의 개념 ····· 6
2. RFID와 기존 시스템의 비교 ····· 7
3. 국내・외 동향 ····· 8
B. RFID 시스템 구성 ····· 13
C. RFID 시스템 동작원리 ····· 13
1. RFID 무선접속 방식 ····· 14
2. RFID 변조방식 ····· 15
D. RFID 표준화 주파수 ····· 19
1. RFID 주파수 사용범위 ····· 19

Ⅲ. RFID 리더기용 안테나 ····· 25
A. RFID 리더기용 안테나 이론 ····· 25
B. RFID 리더기용 안테나 특성 ····· 28
1. 안테나 설계에 따른 기본 파라미터 ····· 28
2. RFID 안테나 특성 ····· 35

Ⅳ. RFID 리더기용 슬롯 안테나 ····· 48
A. 슬롯 안테나 이론 및 개념 ····· 48
B. 마이크로스트립 슬롯 안테나 ····· 54
C. 마이크로스트립 패치 안테나 ····· 73
D. 마이크로스트립 패치 안테나 급전방법 ····· 82

Ⅴ. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 실험 및 분석 ····· 90
A. 이중구조형 z-슬롯 안테나 주파수대역 ····· 90
B. 이중구조형 z-슬롯 안테나 설계 및 제작 ····· 91
C. 이중구조형 z-슬롯 안테나 파라미터 측정 ····· 100
1. 이중구조형 z-슬롯 안테나 등방성 패턴 실험 환경 ····· 100
2. 반사손실(S_{11}) 파라미터 측정 실험 ····· 104
3. 임피던스 정합 파라미터 측정 실험 ····· 106
D. 이중구조형 z-슬롯 안테나 분석 ····· 107

Ⅵ. 결론 ····· 160

참 고 문 헌 ····· 162

표 목 차

표 2.1 RFID와 기존 시스템의 비교 ····· 7
표 2.2 국내 RFID 비즈니스 확산 사례 ····· 8
표 2.3 국내 RFID 분야별 기업현황 ····· 9
표 2.4 RFID 표준화 주파수 대역별 특성 ····· 20
표 2.5 RFID 시스템 표준화 ····· 21
표 3.1 [그림 3.4]의 상용화된 RFID 제품들의 전기적 특성 ····· 28
표 3.2 주방사 방향으로 일정한 EIRP를 방사하기 위한 안테나 이득 및 전력 조건 ··· 41
표 4.1 반지름이 15 mm인 원형슬롯의 공진주파수 ····· 71
표 4.2 마이크로스트립 패치 안테나 특성과 파라미터와의 관계 ····· 76
표 5.1 UHF 대역 사용 목적 ····· 90
표 5.2 이중구조형 z-슬롯 안테나 설계 파라미터 ····· 93
표 5.3 표준 안테나 파라미터 ····· 101
표 5.4 이중구조형 z-슬롯 안테나의 이득 및 등방성 이득의 편차 측정 조건 ····· 103
표 5.5 이중구조형 z-슬롯 안테나의 반사손실(S_{11}) 측정값 ····· 105
표 5.6 이중구조형 z-슬롯 안테나의 임피던스 측정값 ····· 106
표 5.7 이중구조형 z-슬롯 방사판의 설계 파라미터 측정 조건 ····· 107
표 5.8 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 1 (실험방법 A-1) 109
표 5.9 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 2 (실험방법 A-2) 110
표 5.10 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 3 (실험방법 A-3) ·· 111
표 5.11 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 4 (실험방법 A-4) ·· 112
표 5.12 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 5 (실험방법 B-1) ·· 113
표 5.13 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 6 (실험방법 B-2) ·· 114
표 5.14 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 7 (실험방법 B-3) ·· 115
표 5.15 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 8 (실험방법 B-4) ·· 116
표 5.16 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 9 (실험방법 C-1) ·· 117
표 5.17 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 10 (실험방법 C-2) ·· 118
표 5.18 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 11 (실험방법 C-3) ·· 119

표 5.19 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 12 (실험방법 C-4) ·· 120
표 5.20 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 13 (실험방법 D-1) ·· 121
표 5.21 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 14 (실험방법 D-2) ·· 122
표 5.22 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 15 (실험방법 D-3) ·· 123
표 5.23 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 16 (실험방법 D-4) ·· 124
표 5.24 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 17 (실험방법 E-1) ·· 125
표 5.25 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 18 (실험방법 E-2) ·· 126
표 5.26 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 19 (실험방법 E-3) ·· 127
표 5.27 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 20 (실험방법 E-4) ·· 128
표 5.28 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 21 (실험방법 F-1) ·· 129
표 5.29 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 22 (실험방법 F-2) ·· 130
표 5.30 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 23 (실험방법 F-3) ·· 131
표 5.31 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 24 (실험방법 F-4) ·· 132
표 5.32 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 25 (실험방법 G-1) ·· 133
표 5.33 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 26 (실험방법 G-2) ·· 134
표 5.34 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 27 (실험방법 G-3) ·· 135
표 5.35 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 28 (실험방법 G-4) ·· 136
표 5.36 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 29 (실험방법 H-1) ·· 137
표 5.37 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 30 (실험방법 H-2) ·· 138
표 5.38 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 31 (실험방법 H-3) ·· 139
표 5.39 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 32 (실험방법 H-4) ·· 140
표 5.40 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 33 (실험방법 I-1) ·· 141
표 5.41 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 34 (실험방법 I-2) ·· 142
표 5.42 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 35 (실험방법 I-3) ·· 143
표 5.43 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 36 (실험방법 I-4) ·· 144
표 5.44 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 37 (실험방법 J-1) ·· 145
표 5.45 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 38 (실험방법 J-2) ·· 146
표 5.46 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 39 (실험방법 J-3) ·· 147
표 5.47 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 40 (실험방법 J-4) ·· 148
표 5.48 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 41 (실험방법 K-1) ·· 149
표 5.49 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 42 (실험방법 K-2) ·· 150
표 5.50 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 43 (실험방법 K-3) ·· 151

표 5.51 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 44(실험방법 K-4) ·· 152
표 5.52 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 45(실험방법 L-1) ·· 153
표 5.53 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 46(실험방법 L-2) ·· 154
표 5.54 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 47(실험방법 L-3) ·· 155
표 5.55 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 48(실험방법 L-4) ·· 156
표 5.56 이중구조형 z-슬롯 안테나의 비교분석을 통한 안테나 이득값 ····· 157
표 5.57 상용화 및 제안된 안테나의 성능비교 ····· 159

그 림 목 차

그림 2.1 RFID 시스템 구성 ····· 13
그림 2.2 상호유도(Inductively coupled) 방식 ····· 14
그림 2.3 전자기파(Electromagnetic wave) 방식 ····· 15
그림 2.4 안테나 L_1을 가진 리더기의 등가회로 ····· 17
그림 2.5 직렬공진회로에서의 전압변화 ····· 18
그림 3.1 평면편파 사용 시 태그 인식도 ····· 25
그림 3.2 원형편파 사용 시 태그 인식도 ····· 25
그림 3.3 기존 RFID 리더기 원형편파 안테나 ····· 26
그림 3.4 상용화된 RFID 제품 ····· 27
그림 3.5 S파라미터 측정회로 ····· 29
그림 3.6 전압정재파 ····· 32
그림 3.7 마이크로스트립 선로 ····· 34
그림 3.8 전자기파의 편파에 대한 정의 ····· 35
그림 3.9 레이더 기술에서 사용되는 반사현상 ····· 36
그림 3.10 트랜스폰더에서 방출되고 반사되는 파의 전파 ····· 38
그림 3.11 등방성 방사기의 방사 패턴과 비교한 다이폴 안테나의 방사 패턴 ····· 39
그림 3.12 트랜스폰더에 연결된 안테나의 등가회로 ····· 42
그림 3.13 안테나의 방사 밀도 S와 수신 전력 P사이의 관계 ····· 43
그림 3.14 유효 개구면 A와 산란 개구면 δ의 관계 그래프 ····· 46
그림 4.1 마이크로스트립 패치 안테나 ····· 49
그림 4.2 슬롯 안테나의 등가 회로 ····· 50
그림 4.3 마이크로스트립 패치의 물리적 길이와 실효길이 ····· 51
그림 4.4 중앙 급전 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조 ····· 55
그림 4.5 폭이 넓은 슬롯 안테나의 구조 ····· 56
그림 4.6 폭이 넓은 슬롯 안테나의 y-z 평면 단면도 ····· 57
그림 4.7 중앙 급전 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조 ····· 66

그림 4.8 CPW 급전 슬롯 안테나 ····· 68
그림 4.9 유도성 결합 급전 CPW 슬롯 안테나의 커플링 영역 내의 전계장과 자계장 분포 ··· 69
그림 4.10 도파관과 슬롯의 구조비교 ····· 70
그림 4.11 슬롯의 요소 분할 ····· 70
그림 4.12 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯 ····· 72
그림 4.13 꼭지점이 둥근 정도 (Rc)에 따른 공진주파수의 변화 ····· 72
그림 4.14 마이크로스트립 패치 안테나의 구조와 동작원리 ····· 75
그림 4.15 마이크로스트립 선로에 의해 급전되는 사각 마이크로스트립 패치 안테나 78
그림 4.16 다양한 종류의 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나 ····· 80
그림 4.17 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 두 가지 방식 ····· 81
그림 4.18 이중급전 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나 ····· 82
그림 4.19 직접 급전 패치안테나 ····· 83
그림 4.20 1/4파장 임피던스 정합한 직접 급전 방법 ····· 84
그림 4.21 전송선로 상의 임피던스 변환기 ····· 86
그림 4.22 급전점의 임피던스 정합 ····· 87
그림 4.23 동축-마이크로스트립 급전방법 ····· 88
그림 4.24 동축선 급전 구조 ····· 88
그림 4.25 개구결합 패치안테나 ····· 89
그림 5.1 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나 블록도 ····· 91
그림 5.2 기존 원형편파 안테나 PCB 설계 ····· 92
그림 5.3 기존 원형편파 안테나 PCB 제작 ····· 92
그림 5.4 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 A(L=80mm, d=30mm, t=2mm) 설계 도면 ··· 94
그림 5.5 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 A(L=80mm, d=30mm, t=2mm) 제작 ····· 94
그림 5.6 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 B(L=80mm, d=30mm, t=4mm) 설계 도면 ··· 95
그림 5.7 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 B(L=80mm, d=30mm, t=4mm) 제작 ····· 95
그림 5.8 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 C(L=80mm, d=30mm, t=6mm) 설계 도면 ··· 96
그림 5.9 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 C(L=80mm, d=30mm, t=6mm) 제작 ····· 96
그림 5.10 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 D(L=80mm, d=40mm, t=2mm) 설계 도면 ··· 97
그림 5.11 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 D(L=80mm, d=40mm, t=2mm) 제작 ····· 97
그림 5.12 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 E(L=80mm, d=40mm, t=4mm) 설계 도면 ·· 98
그림 5.13 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 E(L=80mm, d=40mm, t=4mm) 제작 ····· 98

그림 5.14 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 F(L=80mm, d=40mm, t=6mm) 설계 도면 … 99
그림 5.15 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 F(L=80mm, d=40mm, t=6mm) 제작 …… 99
그림 5.16 전파무반사실 내부 실험환경 …… 100
그림 5.17 방사패턴 실험 측정 장치 구성도 …… 101
그림 5.18 [측정 1] 실험조건(표준안테나 : 수평, 제작안테나 : 정면인 경우) …… 103
그림 5.19 [측정 2] 실험조건(표준안테나 : 수직, 제작안테나 : 정면인 경우) …… 103
그림 5.20 [측정 3] 실험조건(표준안테나 : 수평, 제작안테나 : 90° 회전한 경우) …… 104
그림 5.21 [측정 4] 실험조건(표준안테나 : 수직, 제작안테나 : 90° 회전한 경우) …… 104
그림 5.22 이중구조형 z-슬롯 안테나의 반사손실(S_{11})@span400MHz …… 105
그림 5.23 정합 임피던스 파라미터 측정 …… 106
그림 5.24 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 1 (실험방법 A-1) …… 109
그림 5.25 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 2 (실험방법 A-2) …… 110
그림 5.26 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 3 (실험방법 A-3) …… 111
그림 5.27 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 4 (실험방법 A-4) …… 112
그림 5.28 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 5 (실험방법 B-1) …… 113
그림 5.29 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 6 (실험방법 B-2) …… 114
그림 5.30 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 7 (실험방법 B-3) …… 115
그림 5.31 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 8 (실험방법 B-4) …… 116
그림 5.32 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 9 (실험방법 C-1) …… 117
그림 5.33 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 10 (실험방법 C-2) …… 118
그림 5.34 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 11 (실험방법 C-3) …… 119
그림 5.35 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 12 (실험방법 C-4) …… 120
그림 5.36 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 13 (실험방법 D-1) …… 121
그림 5.37 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 14 (실험방법 D-2) …… 122
그림 5.38 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 15 (실험방법 D-3) …… 123
그림 5.39 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 16 (실험방법 D-4) …… 124
그림 5.40 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 17 (실험방법 E-1) …… 125
그림 5.41 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 18 (실험방법 E-2) …… 126
그림 5.42 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 19 (실험방법 E-3) …… 127
그림 5.43 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 20 (실험방법 E-4) …… 128
그림 5.44 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 21 (실험방법 F-1) …… 129

그림 5.45 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 22 (실험방법 F-2) ····· 130
그림 5.46 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 23 (실험방법 F-3) ····· 131
그림 5.47 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 24 (실험방법 F-4) ····· 132
그림 5.48 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 25 (실험방법 G-1) ····· 133
그림 5.49 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 26 (실험방법 G-2) ····· 134
그림 5.50 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 27 (실험방법 G-3) ····· 135
그림 5.51 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 28 (실험방법 G-4) ····· 136
그림 5.52 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 29 (실험방법 H-1) ····· 137
그림 5.53 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 30 (실험방법 H-2) ····· 138
그림 5.54 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 31 (실험방법 H-3) ····· 139
그림 5.55 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 32 (실험방법 H-4) ····· 140
그림 5.56 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 33 (실험방법 I-1) ····· 141
그림 5.57 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 34 (실험방법 I-2) ····· 142
그림 5.58 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 35 (실험방법 I-3) ····· 143
그림 5.59 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 36 (실험방법 I-4) ····· 144
그림 5.60 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 37 (실험방법 J-1) ····· 145
그림 5.61 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 38 (실험방법 J-2) ····· 146
그림 5.62 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 39 (실험방법 J-3) ····· 147
그림 5.63 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 40 (실험방법 J-4) ····· 148
그림 5.64 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 41 (실험방법 K-1) ····· 149
그림 5.65 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 42 (실험방법 K-2) ····· 150
그림 5.66 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 43 (실험방법 K-3) ····· 151
그림 5.67 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 44 (실험방법 K-4) ····· 152
그림 5.68 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 45 (실험방법 L-1) ····· 153
그림 5.69 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 45 (실험방법 L-1) ····· 154
그림 5.70 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 47 (실험방법 L-3) ····· 155
그림 5.71 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 48 (실험방법 L-4) ····· 156

약 어 목 록

ASK : Amplitude Shift Keying

BPF : Band Pass Filter

CRC : Cyclic Redundancy Check

EAN : European Article Number

EAS : Electronic Article Surveilance

EPC : Electrical Product Code

FEM : Front-End Module

FHSS : Frequency Hopping Spread Spectrum

FSK : Frequency Shift Keying

GTAG : Global Tag

ISM : Industrial-Scientific-Medical

ISO : International Standard Organization

NF : Noise Figure

LHCP : Left Hand Circularly Polarized

LNA : Low Noise Amplifier

ONS : Object Name Service

OTP : One Time Programming

PCS : Personal Cellular System

PDM : Power Duplexer Module

PIE : Pulse Interval Encoding

PML : Physical Markup Language

PSK : Phase Shift Keying

RBPMS : Real-Time Business Process Management System

RF : Radio Frequence

RFID : Radio Frequency Identification

RHCP : Right Hand Circularly Polarized

RIC : Reader Interface Component

SS : Spread Spectrum

TRON : The Realtime Operating System Nucleus

TMC : Task Management Component

UCC : Uniform Code Council

UHF : Ultra High Frequency

USN : Ubiquitous Sensor Network

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

ABSTRACT

Isotropic pattern characteristics of a dual-structure z-slot antenna for the UHF RFID Reader

Kang, Gwang won

Advisor : Prof. Park, Jong-An, Ph. D

Department of Information and Communication Engineering,

Graduate School of Chosun University

In this thesis, characteristics of a dual-structure z-slot antenna with isotropic pattern for the UHF RFID Reader were analyzed. In order to analyze characteristics of the dual-structure z-slot antenna, the 12 slots on the radiation plate were shaped under different parameter conditions with diagonal length (L), line length (d), the slot gap (t).

The dual-structure z-slot antenna had an insertion loss of 0.16 dB in order to accurately without error recognize multiple tags from a wide range of distance at the same time and had 90 ° phase difference compare with original signal using Hybrid Coupler with 90 ° phase difference. Also, 2 Strip Line having λ / 2 of the length was designed to split into two straight signal that were same amplitude as right angle to each other.

z-slot antenna had a left-turn circular polarization. 12 z-slot antenna samples were prepared by connecting λ/2 Strip Line feed point and z-slot on the radiation plate with cross-sectional area of 13.4cm x 13.4cm in order to receive micro power reflected from the tag. The designed antenna and the standard antenna were rotated in the horizontal and vertical directions respectively and then the isotropic pattern

was measured by 48 kinds of experimental methods and we have obtained the antenna prameter with optimal isotropic pattern characteristics.

Characterization of the designed antenna were as follows. Return Loss (S11) was very low approximately -62.21 dB from 925.25 ㎒ and VSWR was from 1.001 to 1.028 by matching impedance matching of 50.069Ω from 925.25㎒. Through these characteristics, we confirmed that this was compatible with commercially available RFID readers.

Also, through experiments of the dual-structure z-slot on the radiation plate with isotropic pattern, pattern characteristics were good by checking high antenna gain and deviation of less of isotropic gain when line length (d) was large and slot interval (t) was small under the same conditions of diagonal length (L) measuring from isotropic pattern and gain of antenna according to the parameters of experimental conditions.

In particular, it was found that excellent characteristics showing antenna gain was level of commercialization of 7.36 dBi values that was a slight decrease compared to other conditions of experimental methods and was almost no deviation from the isotropic gain patterns when the conditions of the dual-structure z-slot antenna with optimal isotropic pattern were the standard antenna in the horizontal direction, the designed antenna direction 90 ° and design conditions of the dual-structure z-slot antenna on the radiation plate that were the diagonal length (L = 80mm), line length (d = 30mm), the slot interval (t = 6mm)

From these results, It showed to improve the sensitivity of the antenna, as well as to improve the antenna efficiency through characterization analysis of the dual-structure z-slot antenna for the UHF RFID Reader with optimal isotropic pattern.

I. 서 론

21세기의 정보화 사회는 “Any time Any where"의 의미처럼 언제 어디서나 무한한 정보의 접근성을 높이는 것이 중요한 과제로 여겨지고 있다. 현재 무선통신 기술은 무한한 정보의 접근성을 높이기 위한 핵심 기술로 각광받고 있다. 또한, 그러한 무선통신 기술에서 정보의 효율적 접근을 위한 핵심 매개체로써 무선통신 안테나 기술의 중요성이 높아지고 있다.

이동통신 시스템은 2, 3세대를 지나 3.5세대로 거듭 진화 중에 있으며 4세대에 대한 국제적인 논의가 시작되고 있다. 또한, 이를 지원하는 단말기의 진화도 함께 이루어지고 있으며, 진화와 함께 단말기의 다기능, 고도화가 가속화되고 있다. 하나의 단말기에 통신기능 이외에 위치추적, 방송, 음악 및 동영상감상, 게임기능, 무선데이터 통신 기능 등의 다양한 기능이 집약되고 있는 실정이다. 무선통신 안테나 기술 또한 이러한 휴대 단말기 시장의 다양한 요구로 인하여 소형화, 경량화, 저 전력화, 다양한 멀티미디어의 서비스를 위한 다중대역(Multi-Band), 광대역 및 멀티모드(Multi-Mode) 기술의 개발에 집중하고 있는 추세이다.

첨단 기술이 쏟아지는 현대에 무선통신 단말기에 대한 소비자들의 구매력에 있어 무엇보다 중요시 되고 있는 것은 소형/슬림화된 디자인으로 이동성 및 휴대성이 강조된 방향으로 기술이 발전되는 것에 결정적인 영향을 미치고 있다. 이러한 환경변화로 인해 무선통신 안테나는 과거 외장 안테나 형태에서 내장형 안테나 등의 형태로 변화되었고, 다양한 서비스의 융합 및 이동형 고속 데이터 서비스의 요구가 점차 증가되고 있으며 단말기의 안테나 기술에 MIMO(Multi Input Multi Output) 기술을 적용하기 위해 연구가 지속적으로 이루어지고 있어 향후 기술개발에 대한 경쟁도 치열해질 것으로 예상되며 새롭게 변화될 무선통신 안테나 시장에 대한 발 빠른 대응을 위해서는 기술동향과 시장현황에 대한 조사와 분석을 통해 시시각각 변하고 있는 관련 분야의 기술을 정확하게 판단하여 연구를 통한 우수 기술력을 키우는 전략이 필요하다.[1]

현재 사물에 태그를 부착하여 무선으로 사물의 정보를 확인하고 주변 상황정보를 감지하는 RFID(Radio Frequency Identification) 기술개발 및 제품 상용화가 활성화 되어있다.

이와 같이 무선으로 사물을 인식하는 기술로 RFID의 개념은 2차 세계대전 때 개발된 레이더(Rader) 시스템에서 시작되었으며, 사물에 대한 정보를 담고 있는 태그와 그 정보를 판독하는 리더기로 구성된다.

RFID 시스템은 IC 칩을 내장하여 제품에 붙이는 태그에 생산, 유통, 보관, 소비의 전 과정에 대한 사물의 정보 및 주변 환경정보를 담고, 무선으로 데이터를 송·수신하여 데이터 수집을 자동화한 리더기로 하여금 안테나를 통해서 이 정보를 수집, 저장, 가공 및 축적함으로써, 네트워킹을 통한 정보시스템을 이용하여 사물에 대한 자재관리, 위치추적, 원격처리·관리 및 사물 간 정보교환 등 다양한 서비스를 제공하는데 사용되는 비접촉식 자동식별 시스템이다.[2-3]

이러한 RFID 시스템은 기존의 바코드 시스템에 비해 보다 많은 정보를 저장할 수 있으며 원거리 인식이 가능한 대체 기술일 뿐만 아니라, 정보통신부 7대 핵심 과제 중의 하나(RFID/USN)일 뿐만 아니라, RFID칩의 저가화와 소형화, 지능화 추세에 따라 조달, 국방, 우편, 교육, 문화, 엔터테인먼트, 교통 및 환경 등의 다양한 분야에 적용되고 있어 미래 IT 시장을 선도할 기술 중 하나로 주목받고 있다.

RFID 특징으로는 동시에 여러 개의 태그를 인식할 수 있으며, 짧은 시간 내에 고속으로 인식 가능하고(인식시간 약 0.01 ~ 0.1초), 기계적인 접촉이 없기 때문에 마찰 등에 의한 카드 손상이나 먼지, 습기, 온도, 눈, 비등의 악조건 속에서도 오차율이 극히 낮으며, 감지거리가 길어 시스템 특성이나 환경여건에 따라 적용이 손쉬우며 응용영역이 넓다는 장점 때문에 개방된 공간에서의 시스템구성에 유리하다. 이러한 장점 때문에 물류분야에서 RFID 태그는 바코드나 마그네틱 태그를 대체해 나가고 있다.[4-5]

무선통신 안테나 연구를 위한 주파수 대역은 현재 5개 주파수 대역을 중심으로 총 14종의 표준안이 논의되고 있는데 현재, 미국, 유럽 등 대부분의 국가에서 13.5㎑ 이하, 13.56㎒, 433㎒, 2.45㎒ 대역에서 사용하고 있으며, 향후 860 ~ 930㎒ 대역이 전 세계적 표준화에 적합한 주파수 대역으로 수렴될 전망이다. 미국은 902 ~ 928㎒ 대역을 사용 중이며, 유럽의 경우 865 ~ 868㎒ 대역을 추가 허용할 것을 검토하고 있다. 우리나라와 일본의 경우 860 ~ 930㎒ 대역을 이동통신용으로 사용하고 있다.

표준화된 주파수의 경우 대부분의 국가에서 HF 대역(13.56㎒), UHF 대역(860 ~ 960

㎒), ISM대역(2.4㎓)에서 다각적인 연구가 실현되고 있다. HF대역의 통신은 자계 결합 방식을 사용하여 안테나 인식 영역이 매우 협소하다는 단점을 갖고 있으며, ISM대역의 통신은 주변 환경에 민감하여 전체 통신시스템의 성능이 가변적이라는 단점을 갖고 있다. 반면 UHF 대역은 수동 태그의 인식률 및 인식거리가 가장 뛰어날 뿐만 아니라 전자파 방사 방식을 사용하여 다량의 태그를 동시에 빠른 속도로 인식할 수 있다. 또한 주변 환경에 매우 안정적이고 태그와 태그 칩의 저가 생산이 가능해서 현재 통신방법으로 가장 각광 받고 있는 대역으로 알려져 있다.[6-8]

따라서, UHF 대역은 중장거리 신호 전송이 가능하고 비교적 고속 전송이 가능하기 때문에 유통, 물류를 비롯해 생활 전분야로 확대되고 있는 상황이다. 현재 전 세계적으로 유통 및 물류관리를 위한 가장 적합한 대역으로 860 ~ 960MHz를 설정했고 우리나라는 908.5 ~ 914MHz 대역이 할당되어 사용하고 있다. 본 논문에서 RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성 분석을 위해 UHF 대역 주파수를 사용하였다.

안테나를 이용하여 송수신할 때 기억해야 할 것이 바로 편파(Polarization)이다. 편파란, 전자기파의 진행방향에 대한 E field의 극성 방향을 의미한다. 안테나마다 고유의 편파형태를 갖고 있으며, 송수신 안테나끼리 서로 편파방향을 맞추는 문제는 중요한 문제이다. 편파에는 크게 직선편파(Linear Polarization)와 원형편파(Circular Polarization)의 두 가지가 있다. 서로 편파방향이 틀어지면 송수신 성능이 떨어지게 되며 최악으로 서로 완전히 직교하는 편파를 가지게 되면 신호교류가 안된다. 평면편파 안테나는 RFID 태그의 다중경로 수신 신호를 검파할 때 신호의 반사와 간섭으로 인하여 에러가 발생될 수 있으며 태그를 인식하기 위해서는 태그의 위치가 편파면과 직선상에 있어야 하는 단점이 있다. 즉, 평면 편파 안테나는 전자파가 직선편파로 방사가 됨으로써 태그의 위치 및 태그 안테나의 방향성에 따라 여러 개의 태그를 동시에 인식하기가 어려울 뿐만 아니라 다중경로로 인한 오동작의 원인이 될 수 있다. 이러한 다중경로 신호로 인한 오류를 최소화하고 태그 안테나의 방향에 구애 받지 않는 높은 인식률을 얻기 위해서는 원형편파 안테나가 사용되고 있다.[9-11]

원형편파의 경우는 회전방향이 우회전, 좌회전에 따라 직선편파처럼 두 가지의 형태가 존재하며, 마찬가지로 송수신 안테나간에 편파방향이 서로 같아야 원활한 통신이 가능하

다. 이러한 원형편파는 특히, 패치 안테나(Patch Antenna), 슬롯 안테나(Slot Antenna)를 이용하여 쉽고 다양하게 구현할 수 있는데, 대부분의 안테나는 안테나 극성방향에 따른 직교편파 특성을 가지지만, 의도적으로 원형편파를 만들면 타이밍 조절로 한주파수에서 두 개 이상의 채널을 송수신 할 수 있으며, 장애물 잡음에 강해서 건물투과성이 높고 다중반사간섭에 강하다. 편파손실이 적은 장점이 존재하기 때문에 여러 분야에서 응용되고 있다.[12-14]

또한, 위상이 90°가 다르고 진폭이 같으며 서로 직각인 두 직선 편파일 때 원형적으로 전자파가 방사되어 태그의 위치 및 안테나 방향에 관계없이 여러 개의 태그를 인식하는데 더욱 효과적임을 보였다. 즉, 지향성 패턴은 안테나 이득은 높으나 태그의 인식범위가 좁은데 반해서, 등방성 패턴특성은 안테나 이득은 떨어지지만 태그의 인식 범위가 넓다. 그러므로 넓은 범위에서 등방성 안테나의 수신감도를 향상시키기 위한 여러 연구가 진행되고 있다.[9][15]

다양한 무선 통신에서 큰 효능을 발휘하는 소자 중의 하나가 안테나인데, 이동 및 휴대 가능한 단말장치의 개발과 고기능, 고성능, 광대역 특성을 가지는 소형, 경량, 박형의 특성을 만족하는 안테나의 개발은 향후 다양한 무선 통신시스템개발에 있어서 중요 기술로써 주목받고 있다.[16]

RFID 리더기용 안테나는 셀 수도 없을 만큼 많은 안테나들이 있지만 일반적으로 사용되는 고주파 안테나는 한정적이다. 그중 다이폴(Dipole) 안테나는 모든 안테나의 기본이 되는 안테나로서, 단일한 다이폴 안테나보다는 여러 가지 배열안테나 형태로 구성되어 기지국 안테나 등으로 많이 사용된다. 이외에 모노폴(Monopole) 안테나, 혼 안테나(Horn) 안테나, 파라볼릭(Parabolic) 안테나, 헬리컬(Helical) 안테나 등이 있으며, 본 논문에서 등방성 패턴 특성 분석을 위해 연구한 안테나는 UHF 대역에서 슬롯 안테나를 연구하였다. 슬롯 안테나는 RF에서 가장 흥미를 끄는 안테나이며, 마이크로스트립(Microstrip) 기판위에 I형, S형, 네모 혹은 원형 형태로 금속패턴을 만든 후, 여러 가지 형태로 급전을 하여 만들 수 있어서 마이크로스트립 안테나라고도 불리운다.

마이크로스트립 슬롯 안테나는 소형, 경량, 박형, 저가, 대량생산의 용이성 때문에 3 ~ 4%의 좁은 대역폭과 낮은 효율을 갖는다는 단점에도 불구하고 마이크로스트립 방사소자

는 1953년 Deschamps에 의해 제안된 이래 1970년 J. Q. Howell에 의해 처음으로 실용적인 안테나가 만들어졌으며[17] 그 후 R. E. Munson에 의해 배열 안테나가 발표된 이후 여러 형태의 마이크로스트립 슬롯 안테나에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[18] 이 마이크로스트립 슬롯 안테나는 제작이 용이하고 가격이 저렴하며 구조상 박막의 형태를 가지고 있기 때문에 위성통신용 안테나로 많이 사용되고 있으며, 두꺼운 기판을 사용하는 방법, 기생 패치를 사용하는 방법, 적층 구조를 사용하는 방법 등 많은 연구가 진행되고 있다.[19-22] 그러나 이 방법들은 안테나의 부피가 증가하는 단점이 있다. 또한 안테나의 크기를 최소로 하는 것과 대역폭을 넓히는 방법들을 고려하여야 한다.

본 연구에서는 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성을 분석하여 최적 설계 파라미터를 도출하였다. 이를 위하여 안테나는 이중구조형 z-슬롯 형상으로 제작하였으며 z-슬롯의 크기와 모양 그리고 거리 등 다양한 파라미터 설계 변수를 변화하면서 최적 등방성 패턴 파라미터를 얻도록 하였다. 원거리에서 여러 개의 태그를 동시에 오차 없이 정확하게 인식하기 위해 0.16dB 삽입손실을 갖도록 하였으며 90° 위상차를 갖는 하이브리드 커플러(Hybrid Coupler)를 사용하여 원 신호와 90° 위상차를 갖도록 하였다. 또한, 진폭이 같으면서 서로 직각인 두 직선 신호로 분리하기 위하여 λ/2 길이의 2개의 스트립 라인(Strip Line)으로 설계하였다. 등방성 패턴을 갖는 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나는 좌회전 원형편파의 편파특성을 가지며, 상용화되고 있는 안테나 보다 크기를 약 절반으로 소형화시킨 반면, 고이득 저손실로서 동일한 수준의 전기적 특성뿐만 아니라 넓은 범위를 가지는 등방성 패턴특성을 확인하였다.

본 논문의 연구를 통해 특성을 분석한 이중구조형 z-슬롯 안테나에 대한 체계적 이해를 돕기 위해 Ⅰ장에서는 서론을, Ⅱ장에서는 이중구조형 z-슬롯 안테나의 상용화를 위한 RFID 시스템에 대해 개요 및 구성, 동작 원리에 대해 논하였고 Ⅲ장에서는 RFID 리더기용 안테나에 대해 이론 및 특성을 논하였고 Ⅳ장에서는 RFID 리더기용 슬롯 안테나의 기본 개념 및 종류의 특성을 논하였고 Ⅴ장에서는 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성을 분석하기 위한 안테나의 주파수 대역, 안테나 설계 및 구현, 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건으로 실험하여 특성을 분석하고 끝으로 Ⅵ장에서는 앞장에서 이중구조형 z-슬롯 안테나 등방성 패턴 특성 분석 결과로 결론을 맺었다.

II. RFID 시스템

A. RFID 시스템 개요

1. RFID의 개념

RFID는 자동화 ID 시스템의 한 분야로서 마이크로 칩과 안테나가 내장된 태그를 사물에 부착하고 라디오 주파수 파형을 이용하여 사물과 리더기 사이의 데이터 통신을 가능하게 하여 물품의 내역확인, 이송경로 추적, 실시간 이력 관리 등을 할 수 있는 기술로서 비접촉식으로 인식해 태그에 기록된 정보를 판독하거나 기록하는 무선주파수 인식기술이며, 데이터를 자동으로 인식・처리 하는 기술이다.

RFID 시스템은 고유 정보를 저장하는 트랜스폰더(Transponder, 즉 태그), 판독 및 해독 기능을 하는 송・수신기(리더기 또는 판독기), 호스트 컴퓨터서버, 네트워크, 응용프로그램(ERP, SCM)으로 구성된다.

이러한 RFID 시스템은 태그의 성능이나 사용하는 주파수 대역에 따라 여러 부류로 나뉘는데, 첫 번째로는 태그의 읽기/쓰기 능력에 따라 읽기전용, 한번 쓰고 읽기전용, 읽기/쓰기, 그리고 태그의 전원유무에 따라 능동형(Active), 수동형(Passive), 마지막으로 사용하는 무선 주파수 대역에 따라 135㎑이하, 13.56㎒, UHF, 마이크로파 등으로 구분된다. 또한 응용분야에 따라서는 애플리케이션계층(데이터/메시지), 통신계층(Tag/리더간 통신), 전송계층(무선주파수대역)의 3가지 계층으로 구분이 가능하다. 무선접속방식에 따라서는 상호유도방식과 전자기파방식으로 구분된다.

RFID 장점은 오염 등에 강하며, 바코드 스캐닝처럼 정확한 인식작업을 필요로 하지 않는다. 또한 동시에 다수의 태그를 인식가능하다. 즉 RFID는 1회에 하나의 태그만 인식하는 바코드와는 달리 인식 범위 내에 있는 태그를 충돌 없이 초당 800개까지 읽어들일 수 있다. 그리고 태그에 대량의 데이터 저장이 가능하다. 따라서 클래스만을 구분하는 바코드와는 달리 개별 태그 하나하나를 구분할 수 있다. 마지막으로 RFID는 태그에 새로운 정보를 기록할 수 있다.[23-24]

2. RFID와 기존 시스템의 비교

RFID는 직접 접촉하지 않고 태그를 인식하여 그 속에 기록된 정보를 판독하거나 기록하여 데이터를 자동으로 인식·처리하는 무선 전파 인식 기술이다. 미국, 유럽에서 사용하는 RFID 주파수는 433㎒, 860 ~ 930㎒ 대역을 사용하고 있다. 하지만 국내에서 사용하는 RFID 주파수는 908.5 ~ 914㎒ 대역을 사용하고 있다. 따라서 미국, 유럽에서 사용하는 RFID를 국내에서 사용하고자 한다면 필터를 이용하여 주파수 대역을 조절해야 한다. 필터의 성능에 따라서 인식을 하지 않을 수도 있다. 표 2.1에서는 바코드, 자기카드, IC카드, RFID의 인식방법·거리·속도, 인식률, 투과력, 사용기간, 보존 가능한 데이터량, 데이터 R/W 여부, 카드 손상률, 보안능력, 재활용, 태그 비용에 관하여 비교·설명하였다.

표 2.1 RFID와 기존 시스템의 비교

	바코드	자기 카드	IC 카드	RFID
인식 방법	비접촉식	접촉식	접촉식	비접촉식
인식 거리	0 ~ 0.5m	리더기에 삽입	리더기에 삽입	0 ~ 5m
인식 속도	4 초	4 초	1 초	0.01 ~ 0.1 초
인식률	95.0 % 이하	99.9 % 이상	99.9 % 이상	99.9 % 이상
투과력	불가능	불가능	불가능	가능(금속제외)
사용 기간	불가능	1만번 이내(4년)	1만번 (5년)	10만번 (60년)
데이터 보관	1 ~ 100 byte	1 ~ 100 byte	16 ~ 64 Kbyte	64 Kbyte 이하
Data Write	불가능	가능	가능	가능
카드 손상률	매우 잦음	잦음	잦음	거의 없음
보안 능력	거의 없음	거의 없음	복제 불가	복제 불가
재활용	불가능	불가능	가능	가능
태그 비용	가장 저렴	저렴	높음($10 이상)	보통($0.5~$1)

3. 국내・외 동향

a. 국내

우리나라도 RFID 시스템의 국가적 보급촉진과 국제표준의 확산을 통한 유통물류 산업의 경쟁력 강화를 위해 ISO 해당 국제표준(18000-6)을 기초로 국가표준(KS)을 신속히 제정・확산시킨다는 방침을 세웠다. 18000-6의 RFID 시스템은 수동형 태그(전원이 없는 태그)이면서 약 2m 이상(각 국가의 전파기준에 따라 인식거리가 다름) 인식 가능하다.

표 2.2 국내 RFID 비즈니스 확산사례

구분	적용영역	사업주체	내 용	결 과	시사점
기기/개발영역		INA사	스마트카드용 태그와 리더기 사업 태그 제조능력	상품 개발중	응용상품 개발 및 단순조립 생산
		비엔에스 테크놀러지	RF응용 제품개발, 반도체장비 및 이동식 저장장치 등 다양한 제품 개발 중		
		한국 알에프	지능형 주차관제 시스템 위주로 시작, RFID 시스템으로 사업 확대		
		인터컴 엔지니어링	판매법인 운영, 인터컴 RF		
		삼성테크윈 /하이셀	하이셀사는 광기능성 필름분야, 휴대폰용 소형 카메라의 이미지센서, RFID사업과 플립칩 접합방식의 사업		
		스팍스컴 주식회사	보안기술을 기반으로 응용사업 추진 스마트카드 및 전자라벨 솔루션 제공		
		아이윌 소프트	Trovan사의 태그와 리더기를 기반으로 소프트웨어 솔루션 제공		
		알에프링크	자사 RFID 리더기 확보 및 공장보유	프로젝트 추진	RFID 인프라
		씨엔비즈	프랑스 태그sys, 일본 Omron, 미국 Savi 등과 협의 PDA용 RFID기 개발 계약		
		한국전산원	IPv6시범사업. 서울시내 23개 공공도서관을 ATM기반의 통신 인프라로 구축		
비즈니스 적용영역	물류/운송/소매업	조달청	정부 저장물품 대상 RFID시범사업 검토, 조달물품관리 효율화	진행 중	물류/운송 분야 RFID의 적용/정책적 지원가능성

현재 국내 RFID 관련 기술개발은 정부와 국책연구기관을 주도로 추진하고 있으며, 국제 공동연구를 통해 기술력 차이를 극복하고, 상용화를 위한 산업체와 공동개발을 추진한다는 체계를 가지고 있다. 주로 정보통신부, 산업자원부를 중심으로 'u-센서 네트워크 계획' 등 기술개발 및 활성화 정책이 추진되고 있다. RFID에 대한 중요성 인식이 선진국에 비해 늦었다는 점과 더불어, 국내 RFID 도입 노력 또한 아직까지는 미진하였기 때문이다. 위의 표 2.2에서 볼 수 있듯이 현재 국내 RFID 관련 산업은 핵심 칩을 해외에서 수입하여 재가공하거나 주요부품을 수입하여 단순 조립하는 수준에 머무르고 있다. RFID의 핵심칩은 국내의 반도체 회사인 삼성전자와 하이닉스가 공급을 하고 있을 뿐이며, 대부분은 필립스, 미크론, 인피니온(지멘스) 등 외국 업체에 전량 의존하고 있는 실정이다.

표 2.3 국내 RFID 분야별 기업현황

구 분		2011년	
		기업수	비 율
HW분야	1. 태그	58	18.5%
	2. 리더	74	23.6%
	3. 칩	10	3.2%
	4. 안테나	9	2.9%
	5. 프린터	10	3.3%
	소 계	161	51.4%
SW분야	6. S/W개발·생산	43	13.7%
	7. SI	61	19.5%
	8. 컨설팅(ISP포함)	4	1.3%
	소 계	108	34.5%
기타	9. 유통(H/W,SW관련)	20	6.4%
	10. 기타(단말기 등)	24	7.7%
	소 계	44	14.1%
합 계		313	100%

한국 RFID/USN 융합협회의 2011년 RFID 국내 총 매출핵은 8,160억원 규모이며, 표 2.3에서 보듯 분야별 기업 수는 총 313개 업체가 등록이 되어있다. 분야별 기업 수는 H/W분야가 전체 기업의 절반인 51.4%를 차지하며, S/W분야가 34.5%, 기타 14.1%로 등록이 되어있다. 그렇지만, 종사자수에 따른 기업 수는 300인 미만이 전체의 90.9%로 대부분 중소기업이며, 그중 30인 미만은 192개 로 전체의 61.3%를 차지하고 있다. 이러한 현실을 반영하여 RFID분야를 미래 핵심 성장 동력으로 정부가 지속적이며 연속적으로 지원정책을 발표하고는 있지만 현장에서는 아직도 부족하다는게 전문가들의 지적이다. 정부의 적극적인 지원이 요구되는 사항으로 기술인력 양성지원 확대, 해외 진출 지원, 시험인증 지원 확대등이 절실히 요구되고 있다.

RFID 시스템 상용화를 위하여 정보통신부, 산업자원부, 조달청 등 정부기관을 중심으로 연구 중에 있다. 정부통합전산센터는 23개 도서관과 공공기관을 중심으로 IPv6 플랫폼 시범사업을 전개하고 있으며, 조달청은 정부에 조달하는 물품 중 정부 저장물품에 RFID를 부착하여 처리비용을 절감함과 동시에 RFID 관련 산업을 육성시키고자 노력하고 있다. 무엇보다도 RFID 관련 산업은 현장 산업체에서 활발히 연구되고 있으며, 관련 특허출원도 최근 5년 동안 125%씩 성장하여 2003년에는 54건이 출원되었다.[25]

b. 국외

미국은 국방부 산하 고등연구 계획국(DARPA)과 미국 국립 표준 기술원(NIST)이 대학연구소 및 민간기업의 유비쿼터스 프로젝트 자금을 지원하고 이에 HP, IBM, MS 등의 민간기업과 MIT, CMU, 워싱턴 대학 등이 적극적으로 동참하는 형태로 유비쿼터스 컴퓨팅 프로젝트를 진행하고 있다. 미래 경제사회의 근간이 될 상업용 기술 및 응용 기술을 개발한다는 관점에서 특히 자국의 정보산업 경쟁력 유지와 조기 응용기술 개발에 중점을 두고 연구를 진행하고 있다. 현재는 HCI(Human Computer Interaction, 인간과 컴퓨터 간의 상호작용에 관한 연구) 기술과 그 표준화에 주력하고 있으며, 전자태그를 이용한 상품관리를 위하여 MIT를 중심으로 북미지역 코드관리기관 UCC 국방성, 업체 등의 협력을 통해 자동화 ID센터를 설립을 1998년에 하여 기술개발 및 상

용화를 적극 추진하고 있다.

RFID 관련 대표적인 프로젝트로는 미국방위고등연구계획국과 정보처리 기술국(IPTO)에서 자금을 지원받아 UCB를 중심으로 진행되고 있는 'Smart Dust' 프로젝트가 있다. 스마트먼지는 RFID 칩으로서 1㎟ 크기의 실리콘 모트라는 입방체 안에 완전히 '자율적인 센싱'과 '통신플랫폼'을 갖춘 보이지 않는 컴퓨팅 시스템으로 설계되었다. 또한, MIT와 UCC, P&G 등 현재 75개 협력사가 공동으로 참여하는 'Auto-ID' 프로젝트는 '스마트 태그'를 각종 상품에 부착해 사물을 지능화하여, 사물 간, 또는 기업 및 소비자와의 커뮤니케이션을 통해 자동화된 공급망 관리시스템 개발에 기여하겠다는 프로젝트이다. Auto-ID 센터는 EPC 프로젝트를 글로벌 표준안으로 정하고 상용화를 위한 실험에 들어갔다. 이 프로젝트의 목표는 인터넷과 유사한 개념의 네트워크를 통해 전자태그가 부착된 아이템을 원거리에서 실시간 감시하는 개념이다. 즉, 어느 곳에서라도 그 어떤 물체일지라도 자동적으로 확인할 수 있는 열린 정보망을 구축하는 것이다.[3][4] 미국 Auto-ID 센터의 EPC 프로젝트는 1999년 설립, 5개 대학(미국의 메사추세츠 공과대학, 영국 캠프리지 대학, 호주 애들래이드 대학, 일본 게이오 대학, 스위스 칼랜 대학)을 중심으로 100여개 글로벌 기업의 후원으로 공동표준안을 연구하고 있다.[26-27]

일본은 자국이 국제 경쟁력을 확보하고 있는 모바일, 광섬유, 가전, IPv6, 정밀가공 기술과 연계시킨 '포스트 e-Japan' 전략 차원에서 일본 총무성을 중심으로 꾸준히 유비쿼터스에 대한 연구를 지원하고 있다. 일본의 유비쿼터스 연구는 '어디서나 컴퓨터 환경', 즉 모든 사물에 초소형 칩을 이식하고 네트워크를 구성하여, 통신이 가능한 유비쿼터스 컴퓨팅 환경을 구축한다는 목표로 동경대학 사카무라 켄 교수의 TRON 프로젝트를 중심으로 연구를 진행하고 있다.

또한 2001년에는 총무성 산하 '유비쿼터스 네트워크 기술의 장래 전망에 관한 조사연구회'를 발족하여 관련 기술에 대한 국내외 연구개발 동향을 조사·분석하고, 유비쿼터스 네트워크 사회의 실현을 위해 대응해야 할 연구개발 과제나 연구개발 추진대책 등을 검토하였다. 최근 동향으로는 위 연구회에서 '개인 정보 관리 보호 가이드라인 원칙안'을 제정하여 내각에 최종 보고할 예정으로 있는데 주로 개인 프라이버시 침해에

관한 대책 및 예방책을 포함하고 있어 RFID에 관한 일본의 연구가 종전의 주로 기반 기술 개발에 초점을 맞추고 있으면서도 점차 RFID의 응용분야 및 비즈니스 영역에의 확산에도 관심을 기울이기 시작한 것으로 보인다. 일본의 대표적 RFID 관련 프로젝트로서, TRON 프로젝트는 초기 일본 국내의 다양한 내장형 S/W의 규격 통일을 시도하였고 트론 칩 개발과 영역별 특징을 제시하였으며, 지능형 지역분산 시스템을 추구하였다. 최근에는 NTT 토코모의 'i-mode'에 'ITRON'이 적용되는 등 활발한 활동을 벌이고 있다.

유비쿼터스 ID 센터의 eTRON 프로젝트는 2003년 3월 11일 설립되어, 현재 NEC, 히타치, NTT도코모, 후지쯔, 삼성전자, NCR 등 한국 중국 일본진출 기업 등 180여 개사가 참여하고 있다. 태그의 크기는 송・수신용 안테나 포함 1㎜ 이하이면서 메모리 기억용량은 128 비트 이상이다. 태그와 리더기 사이의 무선통신 거리를 약 4 ~ 5m로 확정・발표하였다. 9월부터 마루에쓰, 마루베니, NTT데이터 3사가 공동으로 식품유통 분야에 활용하기 위한 실험을 실시하고 있다. 표준규격에 확정에 따라 내년부터 전용 판독기, POS시스템 등을 개발하여 출시할 예정이다.

유럽의 경우 2001년 유럽연합(EU)의 정보화 사회 기술 계획(IST)의 일환으로 미래 기술계획(FET)의 자금 지원을 투자하여 16개 연구 프로젝트를 진행하고 있으며, 유비쿼터스 컴퓨팅에 대한 전략을 모색하고 있다. 새로운 컴퓨팅 네트워크 및 구조화와 컴퓨터 객체들 간의 조합에 따른 새로운 개념의 서비스 창출을 통해 정보기술을 일상사물과 통합하여 인간생활을 향상한다는 목표를 가지고 있으며, 미국 사례와 마찬 가지로 연구소, 대학, 기업이 공동으로 참여 연구 중에 있다. 'Smart Its' 프로젝트가 대표적 사례로서, 사물에 소형의 내장형 RFID 칩인 'Smart Its'를 삽입하여 감지, 인식, 컴퓨팅 및 무선 통신 등의 기능을 지닌 정보 인공물을 개발하고, 지능화된 사물 간의 무선통신을 통해 사물간의 연계까지를 목표로 연구 중에 있다.[28-29]

B. RFID 시스템 구성

RFID 시스템은 고유 정보를 저장하는 트랜스폰더(Transponder, 즉 태그), 판독 및 해독 기능을 하는 송・수신기(리더기 또는 판독기), 호스트 컴퓨터서버, 네트워크, 응용 프로그램(ERP, SCM)으로 그림 2.1과 같이 구성된다.

(a)태그 (b)안테나 (c)리더기 (d)어플리케이션

그림 2.1 RFID 시스템 구성

C. RFID 시스템 동작원리

RFID는 리더기로부터 신호를 받으면 태그는 리더기와의 동기를 맞추기 위해 동기신호를 전송한다. 동기신호가 맞지 않으면 반복적으로 전력신호와 동기신호를 계속해서 전송한다. 전송신호 중 동기신호가 맞으면 태그의 특정 주소 데이터를 읽어 태그의 ID 데이터를 확인한다. 리더기에서 태그로 보내는 명령과 데이터 신호를 전송하여 통신한다.

리더기는 안테나에서 지속적으로 전파를 발산하고 있고 ID와 데이터가 저장된 태그가 그 전파범위 안에 들어가면 자신이 지니고 있는 ID와 데이터를 안테나로 전송한다. 이때 안테나는 태그에서 전송된 ID를 데이터 신호로 변환하여 컴퓨터에 전송하고 컴퓨터는 전송된 데이터를 이용하여 필요한 서비스를 제공한다. 리더기가 태그로 전파를 전송하면 태그는 수신된 전파로부터 에너지를 얻어서 활성화된다. 활성화된 태그는 자신의 정보를 전파에 실어서 리더기로 다시 전송한다. 수동형은 리더기로부터 수신되는

전파에서 송신에너지를 얻고 능동형은 별도의 배터리에서 송신 에너지를 얻는다.

태그 내부의 IC 칩의 주된 기능은 데이터 저장이며 메모리 용량은 약 25 Byte ~ 512 KByte이며, 메모리 형태는 읽기 전용, 읽고 쓰기가 가능한 형태, 한번만 쓰여 여러번 읽기가 가능한 형태가 있고, 메모리 종류에는 EEPROM, 강유전체 RAM(FRAM) 등이 있다.[30-31]

1. RFID 무선접속 방식

RFID 시스템은 무선접속 방식에 따라 상호유도방식과 전자기파방식으로 나눌 수 있다.

a. 상호유도(Inductively coupled) 방식

상호유도방식은 1m 이내의 근거리에서 사용되며, 태그의 IC칩이 동작하는데 필요한 모든 에너지는 리더기에 의해 공급되는 수동 방식이다. 따라서 리더기의 안테나 코일은 주변지역에 강한 자기장을 발생한다. 방출된 자기장의 일부분이 리더기와 떨어져 있는 태그의 코일 안테나에 유도성 전압을 발생하여, 정류된 후 IC를 위한 에너지로 공급된다.

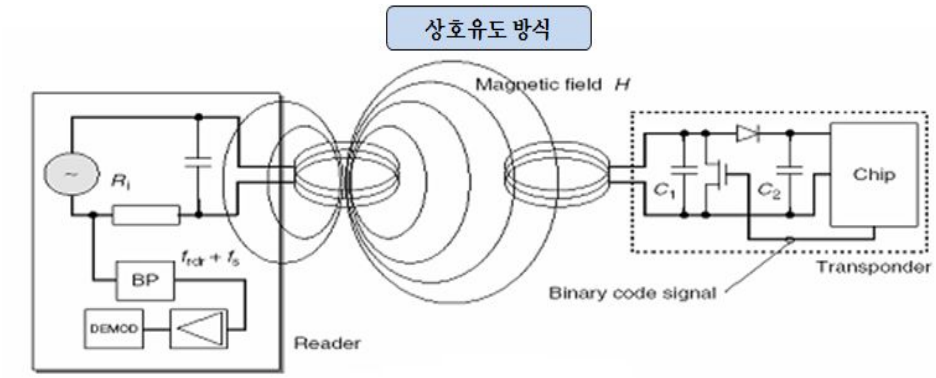


그림 2.2 상호유도(Inductively coupled) 방식

b. 전자기파 (Electromagnetic wave) 방식

전자기파 방식은 3m 이상 중장거리에서 사용되는 RFID 시스템으로 고주파 안테나를 이용해서 서로 무선접속을 하며 다음과 같은 특징을 갖는다.

- 리더기와 트랜스 폰더 간격 1미터 이상 장거리 시스템
- 사용주파수 : 868MHz (유럽), 915MHz (미국), 마이크로파 주파수인 2.5GHz 및 5.8 GHz , 908.5 ~ 915MHz (한국)
- 트랜스폰더 전력소모 : 적음 (50㎼)

전자기파 방식에서 트랜스폰더 응답은 전자기파가 파장의 반보다 큰 크기를 갖는 물질에 의해 반사되어 이뤄지는 데, 이것은 레이더 기술을 응용한 Modulated reflection cross-section 방식을 이용한 것이다. 그러나 이 방식은 IC 칩을 구동하기 위한 충분한 전력을 리더기로부터 공급받지 못할 경우, 장거리 인식을 위해 추가적인 전지를 포함하는 경우(능동형)도 있다.

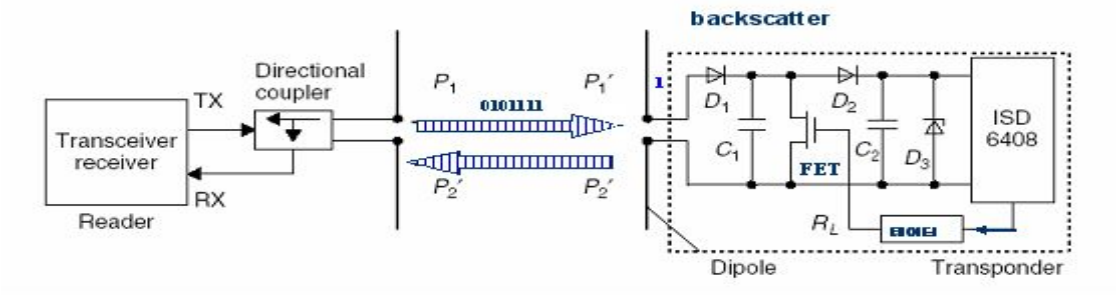


그림 2.3 전자기파(Electromagnetic wave) 방식

2. RFID 변조방식

리더기와 태그는 여러 가지 디지털 방식의 부호화(coding)를 이용 기저대역의 데이터를 처리한다. 무선 신호는 주로 기본적인 세 개의 디지털 변조방식 즉 ASK, FSK, PSK를 이용, 기저신호를 고주파 신호로 변환하여 전송된다. 그러나 특정 주파수 대역,

예를 들어 미국의 UHF 대역에서는 전자파의 인체영향이나 다른 통신시스템과의 간섭을 줄이기 위하여 특정 변조방식만을 쓰도록 요구하고 있는데 가장 많이 쓰이는 것이 주파수 확산 SS방식이다. SS 중 CDMA 모바일 폰이나 무선랜에 이용되는 직접 시퀀스 DS와 블루투스에 이용되는 주파수 호핑 FS에 주로 사용된다.

그러나 이러한 변조방식을 태그에 적용하면 그만큼 복잡한 회로가 필요하여 가격이 상승하므로 실제적으로는 리더기만이 이러한 변조방식을 사용하고 태그는 SS의 전체 주파수를 커버하도록 광대역으로 만들고 ASK 등을 이용하여 신호를 전송한다. 기타 데이터 정보의 신뢰성을 높이기 위한 여러 신호처리가 수행되는데, CRC 등의 방법을 사용하는 에러율 감소방법, 여러 개의 태그를 구별하기 위하여 무선랜 등에서 사용되는 Aloha 및 SCMA와 비슷한 방식을 사용하는 충돌방지 방법, 데이터의 보호를 위하여 대칭 또는 비대칭 암호 알고리즘을 사용하는 데이터 보안방법 등이 적용된다. 특히 이러한 신호처리는 태그에서 메모리의 기능성에 의존한다.[32-34]

a. 리더기 전체 시스템 트랜스폰더

교류 자계를 발생시킬 필요가 있는 도체 루프는 코일 L_1에 의해 나타난다. 도체 루프 L_1에서 직렬저항 R_1은 도선저항의 옴 손실과 일치 한다. 리더기 동작 주파수 f_{TX}의 도체 코일 L_1에서 최대 전류를 얻기 위해 공진주파수 $f_{RES} = f_{TX}$를 갖는 직렬 공진회로는 커패시터 C_1의 직렬연결에 의해 생성된다. 직렬 공진회로의 공진주파수는 톰슨 방정식을 사용하여 계산할 수 있다.

$$f_{TX} = f_{RES} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \tag{2-1}$$

직렬 회로이기 때문에, 직렬 공진회로의 총 임피던스 Z_1은 각각의 임피던스의 합이다.

즉:

$$Z_1 = R_1 + jwL_1 + \frac{1}{jwC_1} \tag{2-2}$$

그림 2.4는 안테나 L_1을 가진 리더기의 등가회로 다이어그램이다. 리더기의 송신기 외부 분기점은 HF 전압 u_0를 발생시킨다. 판독장치의 수신기는 안테나 코일 L_1에 직접적으로 연결된다.

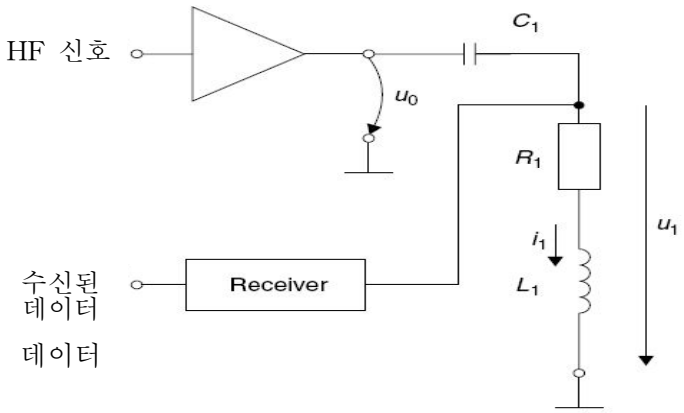


그림 2.4 안테나 L_1을 가진 리더기의 등가회로

그러나 공진 주파수 f_{RES}에서 L_1과 C_1의 임피던스는 서로 상쇄되어 없어진다. 이 경우 총 임피던스 Z_1은 단지 R_1에 의해 결정되고 따라서 최소에 도달한다.

$$jwL_1 + \frac{1}{jwC_1} = 0|_{w=2\pi f_{RES}} \rightarrow Z_1(f_{RES}) = R_1 \qquad (2\text{-}3)$$

안테나 전류 i_1은 공진주파수에 최대로 도달하고 송신기의 높은 레벨의 전압원과 코일의 옴저항 R_1으로부터($R_i = 0$) 인 이상적인 전압원의 가정에 기초하여)계산된다.

$$i_1(f_{RES}) = \frac{u_0}{Z_1(f_{RES})} = \frac{u_0}{R_1} \qquad (2\text{-}4)$$

도체루프 L_1에서의 u_1과 커패시터 C_1의 uC_1의 두 전압에서 전류 i_1은 동일하기 때문에 공진주파수에서 위상이 반대이고 서로 상쇄된다. 그러나 각 값은 매우 높을 수 있다. 보통 몇 볼트인 낮은 전압원 u_0에도 불구하고 몇 백 볼트의 지수는 L_1과 C_1에 쉽게 도달할 수 있다. 따라서 높은 전류에 대한 도체 루프 안테나에 대한 설계는 사용되는 소자 특히 커패시터에서 충분히 전압 저항을 포함해야 한다. 그렇지 않으면 쉽게 아크방전으로 파괴될 수 있기 때문이다. 그림 2.5는 공진일 때 전압이 단계적으로 증가하는 예이다. 즉 주파수 대역 10 ~ 17㎒에서 단계적으로 증가하는 직렬로 연결된 코일과 커패시터의 전압. 전압이 매우 높은 레벨에 도달했음에도 불구하고 리더기 안테나의 전압 반송 소자를 조절하는 데에는 항상 안전하다. 추가적인 커패시터 때문에 직렬 공진회로는 빠르게 조정이 틀어지고 전압 공진의 단계적 증가가 감소한다.[35-37]

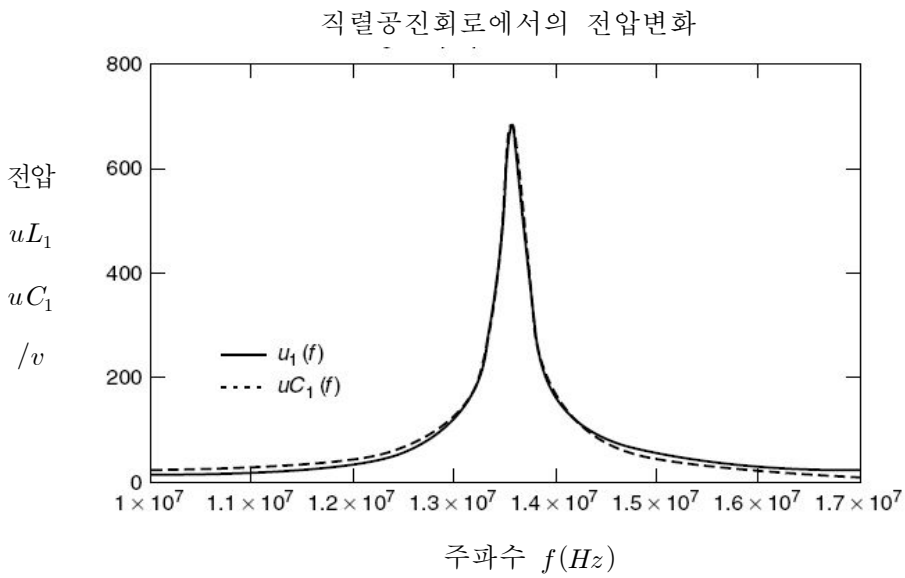


그림 2.5 직렬공진회로에서의 전압변화

b. 송・수신 시스템의 에너지 영역

트랜스폰더의 에너지 도달 범위는 리더기 안테나로부터 트랜스폰더를 동작시키기에 충분한 에너지가 존재하는 곳($u_{2\min}$과 R_L에 의해 정의된)까지의 거리이다. 그러나 얻

어진 에너지 도달 범위가 시스템의 최대 기능적 범위와 일치하는지에 대한 질문을 받는 거리에서 트랜스폰더로부터 전송된 데이터가 리더기에 의해 감지될 수 있다. 안테나의 전류 I, 반경 r, 그리고 송신기 안테나의 쇄교수 N_1 그리고 x 방향에서의 자계강도의 경로가 주어지면 식 $H = \frac{I \cdot N \cdot r}{2\sqrt{(r^2 + x^2)^3}}$ 을 이용하여 계산할 수 있다.

만약 x 에 관하여 방정식을 풀게 되면 다음과 같은 에너지 도달 범위와 주어진 리더기에 대한 트랜스폰더의 판독 자계강도 $H_{\min}$간의 관계식 (2-5)을 얻을 수 있다.

$$x = \sqrt{3\sqrt{(\frac{I \cdot N_1 \cdot r^2}{2 \cdot H_{\min}})^2 - r^2}} \qquad (2\text{-}5)$$

예를 들어 트랜스폰더의 에너지 도달 범위를 데이터 캐리어($R_L = u_2/i_2$)의 전력 소모의 함수로써 생각 할 수 있다. 트랜스폰더의 전류 소모가 증가할수록 트랜스폰더의 판독 감도 또한 증가하고 에너지 도달거리는 떨어지다. 트랜스폰더의 최대 에너지 도달 범위는 데이터 캐리어의 동작을 위해 요구되는 최소 전력공급 $u_{2\min}$이 무부하 트랜스폰더 공진회로(예, $i_2 \to 0, R_L \to \infty$)로 존재하는 곳에서 트랜스폰더와 리더기 안테나간의 거리에 의해 결정된다. 거리 $x = 0$이 되는 곳에서 최대 전류 i_2는 데이터 캐리어를 위한 공급 전압이 $u_{2\min}$이하로 떨어지는 한계를 나타내는데, 이는 데이터 반송파의 동작을 의미한다.

D. RFID 표준화 주파수

1. RFID 주파수 사용범위

RFID 시스템은 전자기파를 발생시키고 방사시키기 때문에 법적으로 무선 시스템으로 분류된다. 다른 무선 서비스들의 기능은 RFID 시스템의 동작에 의해 전파환경에 장해를 받거나 기기 손상을 받지 않아야 한다. 그것은 특히 RFID 시스템은 근접한 무

선 및 텔레비전, 무선통신서비스(경찰, 보안업체, 산업), 해상 및 우주 무선 통신 서비스와 이동전화 등과는 간섭을 일으키지 않는 것이 중요하다. 다른 무선 서비스에 대하여 보호 작업이 필요하다는 것은 RFID 시스템에 사용 가능한 적절한 동작 주파수의 범위에 제한이 생긴다는 말이 된다. 이러한 이유 때문에 산업용, 과학용, 의학용의 애플리케이션을 위해 특별히 개방된 주파수 범위를 사용하는 것만이 가능하다. 전 세계적으로 ISM 주파수 대역으로 분류된 주파수가 있고 RFID 애플리케이션들 또한 ISN 대역을 사용할 수 있다. 대부분의 RFID 시스템용 주파수 대역은 0 ~ 135㎑, 40.68㎒, 433.92㎒, 869㎒, 915㎒(유럽에서 사용 불가능), 2.45㎓, 5.8㎓, 24.125㎓가 있다.

표 2.4 RFID 표준화 주파수 대역별 특성

주파수	저주파	고주파	극초단파(UHF)		마이크로파
	125.134㎑	13.56㎒	433.92㎒	860~960㎒	2.45㎓
인식 거리	60cm 미만	60cm 까지	50 ~ 100m	3.5 ~ 10m	1m 이내
일반 특성	· 비교적 고가 · 환경에 의한 성능 저하가 거의 없음	· 저주파보다 저가 · 짧은 인식거리와 대중 태그 인식이필요한 응용분야에 적합	· 긴 인식거리 · 실시간 추적 및 컨테이너 내부 습도, 충격 등 환경 센싱	· IC기술 발달로 가장 저가로 생산 가능 · 다중 태그 인식거리와 성능이 가장 뛰어남	· 900㎒ 대역 태그와 유사한 특성 · 환경의 영향을 가장 많이 받음
동작 방식	수동형	수동형	능동형	능동/수동형	능동/수동형
적용 분야	· 공정자동화 · 출입통제/보안 · 동물 관리	· 수화물 관리 · 대여물품 관리 · 교통카드 · 출입통제/보안	· 컨테이너 관리 · 실시간 위치 추적	· 공급망 관리 · 자동 통행료 징수	· 위조 방지
인식 속도	저속 ◀——▶ 고속				
환경 영향	강인 ◀——▶ 민감				
태그 크기	대형 ◀——▶ 소형				

표 2.4는 135㎑ 이하에서 단파와 초단파 및 2.4㎓의 가장 높은 주파수를 포함하는 마이크로파 대역에서의 RFID 시스템용 주파수 대역이며, 미국, 유럽에서 사용하는 RFID 주파수는 433㎒, 860 ~ 930㎒ 대역을 사용하고 있다. 하지만 국내에서 사용하는 RFID 주파수는 908.5 ~ 914㎒ 대역을 사용하고 있다. 따라서 미국, 유럽에서 사용하는 RFID를 국내에서 사용하고자한다면 필터를 이용하여 주파수 대역을 조절해야 한다. 필터의 성능에 따라서 인식을 하지 않을 수도 있다.[38-39]

표 2.5 RFID 시스템 표준화

그룹명	ISO/IEC	작업 명	개요
Data 구문 표준	15961	Tag Commands	컴퓨터 호스트와 리더간의 명령어와 데이터 형식을 제안
	15962	Data syntax	리더의 로지컬 메모리와 Tag 드라이버 규정
Tag 식별	15963	Tag 식별자	각종 unique ID를 통합 할 수 있는 체계 규정 (Anti-collison)
Air Interface (통신)	18000-1	Generic Parameters	유통물류, 상품공급망의 상품인식 구조 제안, 표준화에 필요한 파라미터 규정
	18000-2	Below 135kHz	독일 DIN제안, type A,B , 호환가능, 10cm정도
	18000-3	13.56MHz	모드 1 : IC카드 규격 + Tagsis사의 충돌방지 옵션추가 모드 2 : 424kbps의 빠른 속도(고속 분류용) 모드호환x
	18000-4	2.45GHz	모드 1 : FHSS, Passive방식, Intermec사 제안 모드 2 : Active방식, Siemens, Nedap사 제안
	18000-5	5.9GHz	Q Free사 제안, 주요 국가반대(ITS 부정합성)로 철회
	18000-6	UHF 860-930MHz	Philips, TI등 5개사 공동제안, 유통물류에 가장 널리 사용될 것으로 전망
	18000-7	UHF 433MHz(active)	SAVI社 제안, Active tag에 의한 컨테이너 인식용 100m 한국, 일본의 반대(아마추어 무선용)
적용 기술	TRI 18001	Application 요구사항	RFID시스템 적용조건을 조사한 기술보고서

a. 135㎑ 대역의 RFID

ISO/IEC 18000-2의 표준에 따른 RFID 주파수는 135 ㎑ 대역을 사용하는 매우 낮은 주파수로서 표준에서 측정거리로 제시하는 3m 또는 10m의 거리는 *(λ/2π≫측정거리)* 해당된다. 따라서 실제 측정값은 매우 큰 값으로 측정되나 거리가 멀어질수록 급격한 감소특성을 나타내는 주파수이다. 또한, 유럽 기술기준 경우에 자계강도 값은 ISO/IEC 18000-2의 표준과 같고, 미국의 경우에는 10m 및 3m 거리에서 자계강도 환산 값은 유럽보다 -3.5dB정도만 낮다.

국가별로 다소간의 차이는 있지만 3m 거리에서의 이론적인 환산 값으로는 유럽, 미국, ISO표준은 거의 같은 레벨이고, 이 값은 우리나라의 기술기준인 전파법 시행령 30조 1호 보다는 53.1dB이나 높은 값인 것이다. 따라서 이 주파수 대역에서 RFID의 국내 산업 활성화나 국내제조사의 국제경쟁력을 위해서는 국제 표준에 맞게 관련법령을 개정해야 할 것으로 판단된다. 이에 따른 관련 법령의 개정은 전파법 시행령 30조 1호에 예외조항을 신설하든지 별도의 기술기준을 마련하면 가능할 것으로 생각된다.[40-42]

b. 13.56㎒ 대역의 RFID

현재 일본 및 유럽 등은 13.56㎒ 대역의 RFID 사용증가와 관련 산업의 활성화를 위해서 별도의 법령개정을 통해 최대 1m 거리에서도 이용할 수 있도록 하고 있다. 현재 전파법 시행령 제30조에 제시된 국내의 전계강도에 관한 기술기준은 200㎶/m @500m (환산 시 80.0 dB㎶/m @10m)이고, 일본은 93.5dB㎶/m @10m이며, 유럽은 93.5dB㎶/m @10m이여서 우리나라보다 13.5dB가 높은 실정이다. 여기에 더하여 최근 유럽은 최소 1.5m의 거리에서도 본 대역의 서비스 실현이 가능할 수 있도록 현재의 전계강도의 기준인 93.5dB㎶/m @10m 보다 18dB 이상을 상승시켜줄 것을 요구하고 있는 실정이다.

13.56㎒ 대역의 RFID 서비스의 활성화를 위해서 우리나라의 전파법시행령 또는 기술기준 등을 제・개정하여 현재 기술기준 보다 최소 13.5dB를 상향하여 현행 일본 및 유럽의 기술기준과 동일한 전계강도를 사용할 수 있도록 하는 관련 법령 및 기술 기준 등의 개정이 필요하다.[40-42]

c. 433㎒ 대역의 RFID

433.92㎒ 대역에 대해서는 18000-7의 표준안만이 문제가 아니라 ISO TC104(컨테이너) 기술위원회에서 작업 중인 ISO 18185에서도 논란이 되고 있는 상황이다. 미국에서는 2001년 9.11 테러 이후 자국 내의 항구로 입항하는 컨테이너 안전검사를 위해 컨테이너 key의 seal로 RFID 태그를 붙여, 불법으로 개봉된 경우, 그 이력이 태그에 남을 수 있도록 하는 장치를 요구하고 있다. 이를 반영한 것이 현재 논의되고 있는 ISO 18185 표준안이며, 여기에 포함된 RFID 태그는 모두 UHF 대역(433.92㎒, 915㎒, 862-928㎒, 433.92/ 915㎒)이다.

현재, ISO 18185는 심의과정 중 한국, 일본, 중국 등 여러 국가에서 반대하여 ISO의 DIS 투표단계를 통과하지 못하고 있어 TC104 내에서도 향후 처리문제가 큰 현안으로 부각되고 있다. 따라서 앞에서 검토한 아마추어 무선국과의 상호 간섭분석 결과를 근거하여 볼 때, RFID의 433.92㎒ 대역에서 용도는 컨테이너용으로 한정하고, 급전선전력은 ISO 18000-7 기준, 유럽 및 미국 기준을 고려하여 1㎽ 이하로 제한한 능동형 RFID 시스템을 사용하는 것이 타당 할 것으로 사료된다. 만일 국내에 433.92㎒ 대역의 RFID 사용이 허용될 경우, 현재 동일한주파수를 사용하는 TPMS 시스템과의 간섭을 고려하여 전력 및 변조방법, 대역에 대한 검토가 요구된다. 이는 TPMS의 경우, 자동차 타이어의 압력과 온도를 측정하여 실시간으로 운전자에게 통보하는 안전 보조 시스템이므로 동대역의 여타 무선기기와의 간섭이 상당히 심각한 안전 관련 문제를 야기할 우려가 있기 때문이다. 따라서 수동형 RFID를 비롯한 433.92㎒ 영역의 다양한 무선기기의 용도 및 전력에 대한 심도 있는 논의가 필요하다.[40-42]

d. 860 ~ 930㎒ 대역의 RFID

이대역에서의 사용 데이터율은 40Kbps, 변조 방식은 AM 방식이 권장되며, 적용 대역은 900㎒ 대역, 통신 방식은 FHSS 또는AFA가 요구된다. 또한, 최소 대역폭은 2㎒ 이상으로서 2 ~ 7㎒의 사용이 권고된다. FHSS가 사용되는 경우 하나의 호핑 대역은 200 ~ 250㎑가 바람직하며, 채널 점유 시간은 400msec 이하이고, 보다 효율적인 대역 사용을 위해서는 웨이브 성형 필터의 적용이 필요하다. 또한 고속 인식용으로 활용하

기 위해서는 500㎑ 대역폭의 단일 채널도 필요하다. 현재 미사용중인 CT-2용 908.5 ~ 914 ㎒ 대역을 FHSS 또는 AFA 방식을 사용하는 RFID용으로 분배하는 방안을 적극적으로 검토할 필요가 있으며, 기술기준 정의 시 최적의 성능을 유지할 수 있는 기술적, 정책적 고려가 있어야 한다. 향후 타 특정 소 출력기기와 공유하기 위해서는 추가적인 주파수 확보가 요구된다. 또한 현재 특정 소출력으로 사용 중인 CT-1용 "914 ~ 915㎒" 대역을 단일 채널 RFID 및 타 특정 소출력과 공유하여 사용할 필요가 있다.[40-42]

- 250㎑ 기준 출력 4W 유효복사전력(출력: 1W),
- 500㎑ 기준 출력: 2W 유효복사전력(출력: 0.5W), duty 10%

e. 2.4㎓ 대역의 RFID

주파수 대역은 2400 ~ 2483.5㎒, 주파수 허용편차는 ± 50ppm, 변조방식으로는 주파수 호핑 방식, 점유 주파수 대역폭은83.5㎒ 이하, 공중선 전력은 10㎽/㎒ 이하로 총 전력 260㎽이하, 공중선 이득은 6dB 이하, 공중선 허용편차는 + 20%, - 80%, 유효복사전력 환산치는 30dBm(1W) 정도의 값을 우리나라의 2.4㎓ 대역 RFID의 기술기준으로 채택하는 것이 타당할 것으로 사료되며, 별도의 기술기준을 제정하거나 현재 제정되어있는 데이터 통신시스템 및 무선 LAN용 무선설비의 기술기준의 용도부분에 RFID를 포함하고 전파형식도 추가하여 개정하는 방법도 고려해 볼 수 있다.[40-42]

III. RFID 리더기용 안테나

A. RFID 리더기용 안테나 이론

1. RFID 안테나 이론

편파란 평면 전자파가 전계의 진동 방향으로 치우친 파를 이야기하는 것으로써 전계의 진동 방향이 일정한 파를 직선 편파(평면 편파)라고 하며, 전계가 진동하고 있는 면을 편파면 이라고 한다. 편파면이 다른 두 직선 편파를 합성하면 일반적으로 타원 편파가 된다. 특히 위상이 π/2 다르고 진폭이 같으며 서로 직각인 두 직선 편파일 때에는 원형편파가 된다. 이러한 원형편파 안테나는 전리층 통과 특성이 우수하여 군사용 레이더 시스템이나 위성통신용 파라볼라 안테나 등에 널리 상용화 되어있다.

UHF RFID 태그의 수신 신호를 검파할 때 신호의 반사로 인한 다중경로에 따른 오류의 중요한 원인이 될 수 있다. 뿐만 아니라 되도록 태그의 위치가 편파면과 직선상에 있어야 하며, 태그 안테나의 위치나 방향성에서도 자유롭지 못하다. 이러한 다중경로 신호로 인한 오류를 최소화하며 태그 안테나의 방향에 구애 받지 않는 높은 인식률을 얻기 위하여 원형편파를 사용한 UHF RFID 리더기 안테나를 설계하였다.[9-11]

그림 3.1은 평면 편파 안테나로써 전자파가 직선편파로 방사가 되어 태그의 위치나 태그 안테나의 방향성에 따라 여러 태그를 동시에 인식하기가 어려우며, 다중경로로 인한 오동작의 원인이 될 수 있음을 보여준다.

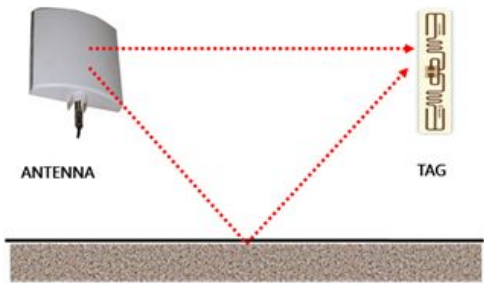


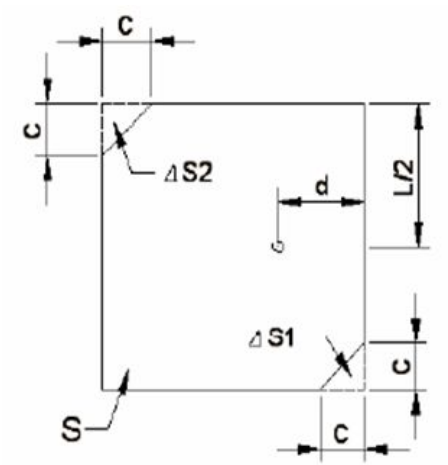
그림 3.1 평면편파 사용 시 태그 인식도

그림 3.2 원형편파 사용 시 태그 인식도

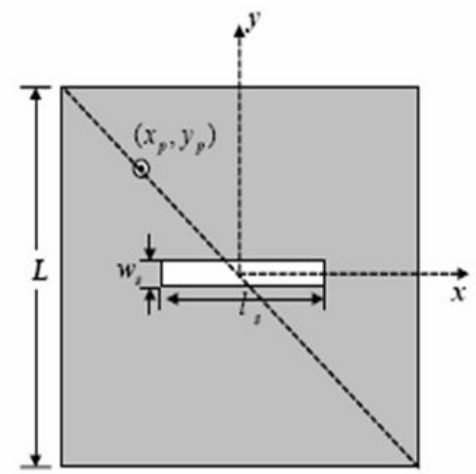
반면 그림 3.2와 같이 원형편파는 원형적으로 전자파가 방사되어 태그의 위치 및 안테나 방향에 관계없이 여러 개의 태그를 동시에 인식하는데 더욱 효과적임을 보여준다.

2. RFID 리더기용 원형편파 안테나

원형편파 안테나를 구현하는 방법에는 여러 가지가 있다. 그중 기존 RFID 리더기 안테나의 원형편파 구현방법을 살펴보면 그림 3.3과 같이 방사패치에 변형을 가하여 패치의 전류밀도를 변화시켜 원형편파를 발생시키는 방법을 기반으로 제작된 안테나들이 대부분이다. 패치의 대각선 축상에 하나의 급전점을 두었으며, 급전점을 통하여 공급된 신호전력이 패치에 공급될 때 제작 시 구현된 패치의 귀퉁이 절단면이나 슬롯 부분에서의 전류밀도 변화로 인한 원형편파가 발생되는 원리를 이용한 것들이다.



(a) Perturbation Segment를 이용한 귀퉁이를 자른 형태의 원형편파 패치



(b) 슬롯을 이용한 원형편파 패치

그림 3.3 기존 RFID 리더기 원형편파 안테나

특히 급전점의 위치와 슬롯 방향 및 슬롯 모양에 따라 RHCP(Right Hand Circularly Polarized) 또는 LHCP(Left Hand Circularly Polarized)가 결정 된다. 또한, 이러한 기존의 패치모양에 변형을 주어 원형편파를 구현하는 방식이 아닌 커플러 소자와 2개의 Stripline을 이용한 새로운 타입의 원형편파 안테나가 제작되었다.[2]

현재 상용화된 RFID 제품들은 그림 3.4와 같으며, 전기적 특성은 표 3.1와 같다.

그림 3.4 상용화된 RFID 제품

표 3.1 [그림 3.4]의 상용화된 RFID 제품들의 전기적 특성

	국외				국내	
그림번호	1	2	3	4	5	6
제조회사	S사	S사	S사	P사	I사	I사
Frequency Range	900 ~ 928㎒	900 ~ 928㎒	900 ~ 928㎒	860 ~ 960㎒	902 ~ 928㎒	890 ~ 945㎒
안테나 크기	71.7× 31.7× 3.8㎤	22.4× 20.6× 4.1㎤	28.19× 28.19× 4.83㎤	24.5× 23.5× 4㎤	25.9× 25.9× 3.8㎤	21.8× 19.8× 5.8㎤
Gain	6.75dBi	5.25dBi	6dBi	6.5 ± 0.5dBi	7dBi	6dBi
VSWR	1.25	·	1.22	1.3	1.5	1.5

B. RFID 리더기용 안테나 특성

1. 안테나 설계에 따른 기본 파라미터

a. S파라미터

회로망의 Z 파라미터, Y 파라미터, h 파라미터 등을 정확히 측정할 수 있는 주파수는 100㎒ 정도라고 말하고 있다. 왜냐하면 이 이상의 주파수에서는 회로의 오픈, 쇼트를 하는 것이 곤란하기 때문이다. 예를 들면 회로를 쇼트(Short)하는 리드선은 고주파에서는 무시할 수 없는 인덕턴스를 갖고, 직류적으로는 오픈 상태라 하더라도 약간의 용량이 있으면 고주파에서는 임피던스가 적어지는 일이 일어나는 것이다. 따라서 이와 같이 높은 주파수영역에서도 정확히 회로망을 표현할 수 있는 S파라미터가 필요하다.

이것은 12㎓ 부근까지의 측정을 상당히 정확하게 할 수가 있다. S파라미터의 측정 원리는 그림 3.5에 나타낸 바와 같다. 각 단자를 Z_S, Z_L에서 종단하고 일반적으로 이

러한 것은 특성 임피던스 Z_0 로 하여 측정된다. S 파라미터는 다른 Z 및 Y 파라미터와 달라서 전압이나 전류를 사용하는 것이 아니고 입사파와 반사파에 의해서 나타내는 것이다. 그림 3.5와 같이 입사파와 반사파를 각각 a_i, b_i $(i=1,2)$로 나타내면 식 (3-1)과 (3-2)와 같이 1차의 선형 연립방정식으로 나타낸다.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{3-1}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{3-2}$$

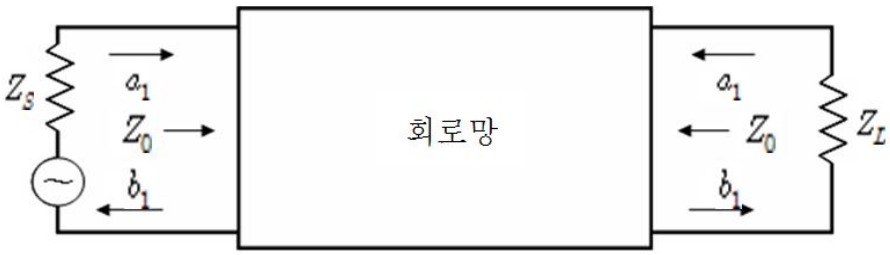


그림 3.5 S 파라미터 측정회로

그리고 이 S_{11} ~ S_{22}를 S 파라미터라고 부른다.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\text{단자 1에서의 반사파}}{\text{단자1의 입사파}} \tag{3-3}$$

정의를 간단하게 설명하면 $a_2 = 0$ 으로 되며 절대치와 위상을 포함하여 입력 반사계수라 한다. 여기서 $a_2 = 0$ 이라는 조건은 출력단자에 정합이 잡힌 부하가 접속되고 있는 것을 의미한다.($Z_S = Z_L$). 마찬가지로 $Z_S = Z_0$일 때는 $a_1 = 0$으로 식 (3-3)과 (3-4)와 같으며, 출력 반사계수라고 불린다.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{\text{단자 2에서의 반사파}}{\text{단자 2로의 입사파}} \tag{3-4}$$

또한 식 (3-5)와 (3-6)은 각 단자를 특성 임피던스로 종단함으로써 얻어지는 것이다.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (a_2 = 0) \tag{3-5}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (a_1 = 0) \tag{3-6}$$

b. 반사계수

그림 3.5에 있어서 단자전압 V_1, V_2 및 단자전류 I_1, I_2를 보면 식 (3-7), (3-8), (3-9), (3-10)과 같은 관계로 나타낼 수 있다.

$$V_1 = a_1 + b_1 \tag{3-7}$$

$$I_1 = \frac{1}{Z_o}(a_1 - b_1) \tag{3-8}$$

$$V_2 = a_2 + b_2 \tag{3-9}$$

$$I_2 = \frac{1}{Z_o}(a_2 - b_2) \tag{3-10}$$

그리고 식 (3-7), (3-8) 에서 식 (3-11), (3-12)와 같이 되며 식 (3-3)에서 반사계수 S_{11}은 식 (3-13)과 같다.

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 Z_o}{2} \tag{3-11}$$

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_o}{2} \tag{3-12}$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1 - I_1 Z_o}{V_1 + I_1 Z_o} \tag{3-13}$$

그림 3.5에서 보면 $V_1 = Z_S I_1$인 것이 분명하며, 이것을 위의 식에 적용하면 식 (3-14)와 같다.

$$S_{11} = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o} \tag{3-14}$$

이 식에서 $Z_S = Z_0$, 즉 전원의 임피던스와 회로망의 입력 임피던스가 같을 때 $S_{11} = 0$으로 되는 것을 알 수 있다. 마찬가지로 하여 식 (3-15)와 같이 나타낸다.

$$S_{22} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \tag{3-15}$$

c. Return Loss

식 (3-14)와 식 (3-15)는 Z_L를 Z_S와 바꾸어 놓으면 모두 같은 등가이므로, 아래의 식 (3-16)과 같이 반사계수를 Γ로 나타낸다.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \tag{3-16}$$

일반적으로 임피던스 Z_L, Z_0는 복소량이므로 반사계수 Γ도 복소량으로 된다. 그래서 식 (3-17)로 나타내면 $|\Gamma|$는 입사파에 대한 반사파의 진폭의 비, Θ 는 위상차라고 하게 된다.

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta} \tag{3-17}$$

여기에서 Return Loss는 식 (3-18)과 같이 정의 된다.

$$R.L. = 20\log_{10}\frac{1}{|\Gamma|} \qquad (dB) \tag{3-18}$$

d. 전압정재파비(VSWR)

회로에 있어서 취급하는 주파수가 높아지면 케이블이나 리드선, 나아가서는 부품의 구조 사이즈까지도 파장에 대하여 무시할 수 없는 길이가 된다. 신호원에서 부하까지의 거리가 취급하는 파장과 비교할 수 있는 정도의 길이가 되는 주파수영역에서는 신호원 임피던스와 부하 임피던스가 같지 않으면 부하에서 신호가 반사하여 입사파와 반사파가 간섭한 결과, 케이블 상에 정재파(Standing Wave)가 생긴다.

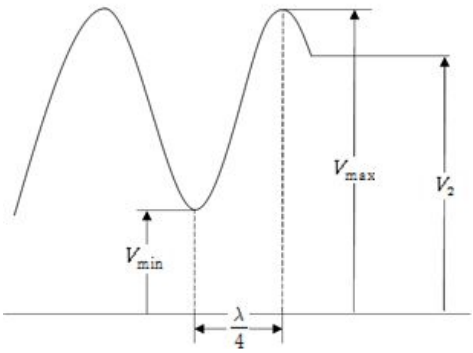


그림 3.6 전압정재파

그림 3.6은 케이블상에 전압정재파가 생긴 모양을 나타낸 것이지만, 이와 같이 부정합이 있는 경우에는 케이블의 각부에서 전압을 전압정재파비라고 부르며, VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)라고 기술한다. 전압정재파비와 반사계수 사이에는 식 (3-19)와 같은 관계가 있다.

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{3-19}$$

따라서 식 (3-18)에 적용하면 식 (3-20)이 성립되고 Return Loss를 측정하면 VSWR을 구할 수 있다.

$$RL = 20\log_{10}\frac{VSWR+1}{VSWR-1} \quad (dB) \tag{3-20}$$

e. 정합회로

안테나와 여기에 접속되는 전송선이 정합하고 있지 않는 경우에는 부정합 손실이 생길뿐만 아니라 송신안테나에서는 반사파의 송기로의 영향, 전송 선로상의 정재파에 의한 전연파괴, 위상 왜곡에 의한 전송품질이 떨어지는 등 여러 가지 부적절함이 생긴다.

안테나의 입력임피던스를 Z_a 전송선로의 특성임피던스를 Z_0로 하면 그 전송선로에 대한 안테나의 반사계수 Γ_a 및 정재파비 P_a는 식 (3-21)과 같다.

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a - Z_0} \qquad (3\text{-}21)$$

$$\rho_a = \frac{1+|\Gamma_a|}{1+|\Gamma_a|}$$

또, 부정합에 의한 반사 손실 L_a 는 식 (3-22)로 주어진다.

$$L_a = -10\log(1-|\Gamma_a|^2) \qquad (dB) \qquad (3\text{-}22)$$

안테나의 입력임피던스는 흔히 공진회로와 유사한 주파수특성을 갖는다. 그래서 중심주파수에 있어서 안테나가 공진하고 그 입력저항이 급전선의 특성임피던스와 같게 되게 안테나를 설계한다. HF대 이하의 주파수와 같이 안테나 크기의 제약상, 안테나 자체에서 공진하지 않는 경우에는 외부회로에 의해 안테나의 리액턴스분을 제가할 필요가 있다. 아무튼 외부회로에 의한 안테나의 정합은 손실의 증가와 공진회로에 의한 대역폭의 감소를 초래할 염려가 있으므로, 안테나 소자의 구조를 연구시켜야 한다.

하나의 예를 들면 다이폴안테나와 같은 평형형의 안테나에 불평형 회로인 동축회로를 접속하면 동축선로의 외측에 누설전류가 생기거나, 안테나 소자상에 소정의 전류가 흐르지 않기 때문에, 필요한 방사패턴이나 입력임피던스를 얻지 못하게 된다. 이러한 현상을 제거하기 위해 평형 - 불평형 변환기를 사용하는 벨룬(Balun)을 사용하여 설계할 수가 있다.

f. 마이크로스트립 선로

마이크로스트립 선로는 보통 마이크로스트립 이라고 부르며 이것은 평형판선로의 일종으로 도파관이나 동축선로에 비해서 경량, 소형으로 만들 수 있기 때문에 근래의 마이크로파 트랜지스터를 비롯한 각종 반도체소자의 개발과 아울러 마이크로파 집적회로의 기본요소로서 중요시되고 전송선로로서 만이 아니라 각종 마이크로파 집적회로 소자에 널리 이용되고 있다.

이것은 도체기판위에 유전체판을 놓고 그 위에 도체선로를 부착시킨 것으로 보통 유전체 기판에 금속막을 증착시켜서 만든다. 현재 사용되고 있는 것의 금속의 두께는 0.0003 ~ 0.003 in의 값을 갖는다. 실용적으로는 유전체로 마이크로파 유전체 손실이 작은 알루미늄($\varepsilon_r \simeq 9.5$), 에폭시($\varepsilon_r \simeq 3.8$), 테프론($\varepsilon_r \simeq 2.3$) 등이 사용되고 있으나 근래에는 훼라이트, 사파이어 등을 이용하는 마이크로스트립도 개발되고 있다.

비유전율이 높고 스트립선로의 폭이 유전체 기판의 두께보다 과히 좁지 않은 경구 TEM파에 매우 가까운 전송모드로 전송되기 때문에 파형왜곡이 매우 작은 마이크로파 전송이 가능하다. 구조의 치수가 작기 때문에 동축선로에 비해서 고차모드의 차단주파수가 매우 높아지고 높은 주파수대까지 사용가능하며, 또한 제작이 용이한 장점을 갖는다. 단점으로는 도파관이나 동축선로에 비해서 손실이 크고 또한 개방형 선로이기 때문에 방사손실이 생기는 것을 들 수 있다. 이러한 결점은 저손실이고 비유전율이 큰 유전체의 개발로 보완되어 특성이 좋은 마이크로스트립을 만들 수 있게 되어 널리 실용화 되고 있다.

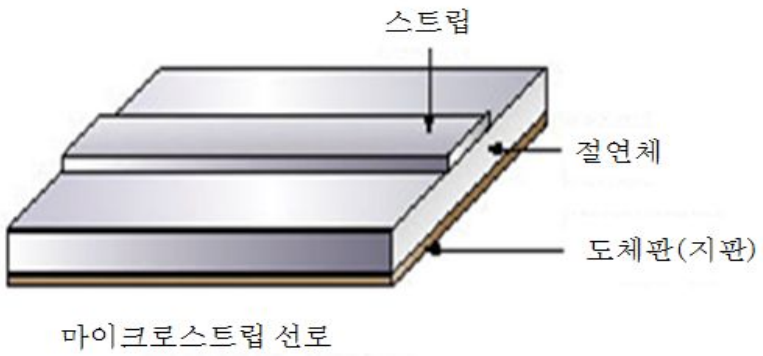


그림 3.7 마이크로스트립 선로

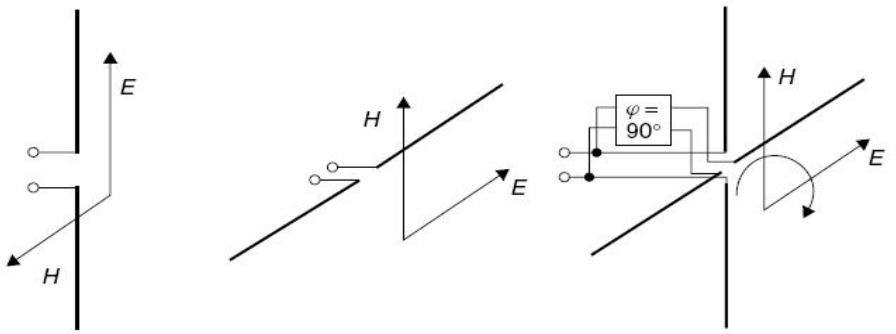
2. RFID 안테나 특성

a. 전자기파의 편파

전자기파의 편파 현상은 파동의 전계 방향에 의해 결정된다. 일반적으로 편파는 선형 편파와 원형 편파로 구별한다. 선형 편파에서 지표면에 따른 전계의 역선 방향은 수평 편파로 구별한다. 예를 들어서 다이폴 안테나는 수직 편파 전자계를 발생한다.

선형 편파 안테나들 간의 에너지 전달은 두 안테나가 동일한 편파 방향을 가질 때 최적이다. 한편, 에너지 송신은 송신 및 수신 안테나의 방향이 정확히 90° 나 270°로 서로 연관되어 배치되었을 때 그것의 가장 낮은 점에서 일어난다. 이 상황에서 추가적인 20dB 제동은 편파 손실에 의한 전력 송신을 고려해야 한다. 즉, 수신 안테나는 최대 가용 전력의 1/100을 소모한다.

RFID 시스템에서 휴대용 트랜스폰더 안테나와 리더 안테나의 위치 사이에는 고정된 관계가 없다. 이것은 높고 예측할 수 없는 리더 범위에서 끊임없는 변화를 만들어 낼 수 있다. 이 문제는 리더 안테나에서 원형 편파의 사용에 의한 도움이 된다. 원형 편파의 발생 원리는 그림 3.8에서 나타나 있다.



(a) 수직 편파 (b) 수평 편파 (c) 원형 편파

그림 3.8 전자기파의 편파에 대한 정의

두 개의 다이폴이 교차 형태로 고정되며, 두 다이폴 중의 하나는 90(λ/4) 지연 선로를 통해 급전된다. 이런 방법으로 발생된 전자계의 편파 방향은 파전면이 파장에 의해

전진할 때마다 360°로 회전한다. 필드의 회전 방향은 지연선로의 배치에 따라 결정될 수 있다. 이는 좌현 및 우현 원형 편파로 구별된다.

3dB의 편파 손실은 선형과 원형 편파 안테나 사이에서 고려되어야 한다. 그러나 이것은 수신 안테나의 편파 방향에 독립적이다.

안테나에 의해 둘러싸인 공간에 방출되는 전자기파는 다양한 물체들을 만난다. 물체에 도달한 높은 주파수 에너지의 일부는 물체에 의해 흡수되어 열로 변환되고, 나머지는 변화된 밀도로 많은 방향으로 산란된다.

그림 3.9와 같이 반사된 에너지의 일부는 전송 안테나로 되돌아간다. 레이더 기술은 원거리 물체의 거리와 위치를 측정하는 반사 현상을 이용한다.

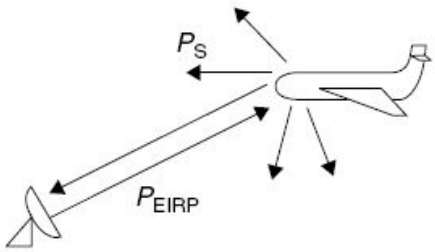


그림 3.9 레이더 기술에서 사용되는 반사현상

RFID 시스템에서 전자기파의 반사는 트랜스폰더로부터 리더까지 데이터의 송신을 위해 사용된다. 주파수의 증가에 따라 물체의 반사 특성은 보통 증가하기 때문에 이러한 시스템은 주로 868㎒(유럽), 925㎒(미국), 2.45㎓ 및 그 이상의 주파수 범위에서 사용된다.

리더의 안테나는 공간의 모든 방향에 송신 전력 P_{EIRP}로 전자기파를 방출한다. 트랜스폰더의 위치에 도달하는 방사 밀도 S 는 식 (3-23)을 사용하여 쉽게 계산될 수 있으며, 트랜스폰더 안테나는 전력 밀도 S 와 소위 레이더 단면적 σ 에 비례하여 전력 P_S를 반사한다.

$$P_S = \sigma \cdot S \qquad (3\text{-}23)$$

반사된 전자기파는 또한 반사점으로부터 공간에 구형으로 전파된다. 따라서 반사파의 방사 전력은 방사원으로부터 거리의 제곱(r^2)에 반비례하여 감소한다. 다음의 전력 밀도는 결국 리더의 안테나로 되돌아온다.

$$s_{Back} = \frac{P_s}{4\pi r^2} = s \cdot \frac{\sigma}{4\pi r^2} = \frac{P_{EIRP}}{4\pi r^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi r^2} = \frac{P_{EIRP} \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot r^4} \qquad (3\text{-}24)$$

레이더 단면적(RCS : Radar Cross-Section, 산란 개구면) σ 은 물체가 얼마나 잘 전자기파를 반사하는지에 대한 척도이다. 레이더 단면적은 물체 크기, 모양, 재질, 표면 구조뿐만 아니라 파장과 편파와 같은 파라미터들의 범위에 의존한다.

레이더 단면적은 구, 편파면 그리고 유사한 것들과 같은 단수한 표면에 대해서만 정확히 계산될 수 있다. 재질은 또한 중요한 영향을 갖는다. 예를 들어, 금속 표면은 플라스틱이나 화합물질보다 훨씬 더 반사를 잘한다. 파장에 대한 레이더 단면적의 의존도가 중요한 역할을 하기 때문에 물체는 세 가지 범주로 나뉘다.

- 레일리(Ravleigh) 영역 : 파장이 물체의 크기에 비해 매우 크다. 반파장보다 물체가 작기 때문에, σ 는 $\lambda-4$에 종속적으로 나타나고 따라서 0.1λ보다 작은 물체의 반사 성질은 완전히 고려할 필요가 없다.
- 공진 영역 : 파장은 그 물체 크기와 비슷하다. 파장을 변화시키면 기하학적 값에서 몇 dB 정도로 σ 가 변동된다. 날카로운 가장자리, 슬릿, 점과 같이 날카로운 공진을 갖는 물체들은 어떤 파장에서 σ 의 고진 증가를 보인다. 어떤 환경에서 이것은 특히 그들의 공진 파장(공진주파수)에서 안테나들이 방사되지 않는 것이 사실이다.
- 광학적 영역 : 파장이 물체의 크기보다 작다. 이 경우에서 기하학 형태와 위치(전자기파의 입사각)는 레이더 단면적에 영향을 미친다.

역산란 RFID 시스템은 반사 영역으로 다른 구조를 갖는 안테나들을 채용한다. 따라서 트랜스폰더에서의 반사는 공진 영역에서만 발생한다. 이러한 시스템에 관하여 이해

하고 계산을 하기 위해서 공진 안테나의 레이더 단면적 σ 를 알 필요가 있다.

트랜스폰더로부터 반사되어 돌아온 전력은 리더에 의해 송신된 전력의 4제곱근에 비례하는 식 (3-24)에 따른다. 다시 말하면, 다른 모든 것들이 동일하고 트랜스폰더로부터 리더에 도달하는 반사된 신호의 전력 밀도 S가 두 배로 되기를 원하면 송신 전력은 16배가 되어야 한다.

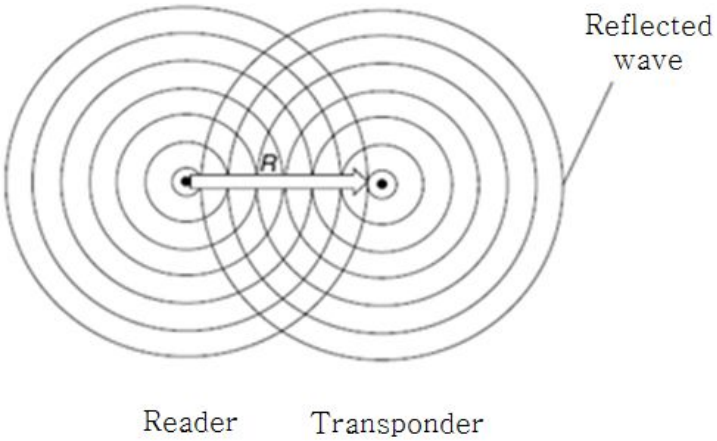


그림 3.10 트랜스폰더에서 방출되고 반사되는 파의 전파

b. 안테나 특성

물리 법칙은 전자기파의 방사는 전압과 전류를 운반하는 모든 도체에서 관찰될 수 있다는 것을 말한다. 기생하는 경향이 있는 이러한 기생(Parasitic) 효과들에 비해, 안테나는 설계 특성의 미세 조정에 의해 어떤 주파수 범위에서 최적화된 전자기파의 방사나 수신 정도가 큰 소자이다. 이 연결에서 안테나의 작동은 정확하게 예측될 수 있고 수학적으로 명확히 정의된다.

c. 안테나 이득과 지향성 효과

전자기파의 전력밀도 S 를 전체 구의 표면적에 대해서 적분한다면 우리가 얻는 결과는 등방형 방사기에 의해 방사되는 전력 P_{EIRP}은 식 (3-25)와 같다.

$$P_{EIRP} = \int_{A_{sphere}} S \bullet dA \tag{3-25}$$

그러나 다이폴과 같은 실제 안테나는 모든 방향으로 균일하게 공급된 전력을 방사하지 않는다. 예를 들어 안테나에 관련한 축 방향에서 다이폴 안테나에 의해 모든 전력이 방사되지는 않는다.

만약 안테나가 여러 방향에서 세기가 변하는 공급 전력을 방사한다면 식 (3-25)는 모든 형태의 안테나에 적용되고, 방사 밀도 S 가 안테나의 선호하는 방향에서 더 크다면 식 (3-25)는 만족될 수 있다. 그림 3.11은 등방성 방사기의 방사패턴과 비교한 다이폴 안테나의 방사 패턴을 보여준다.

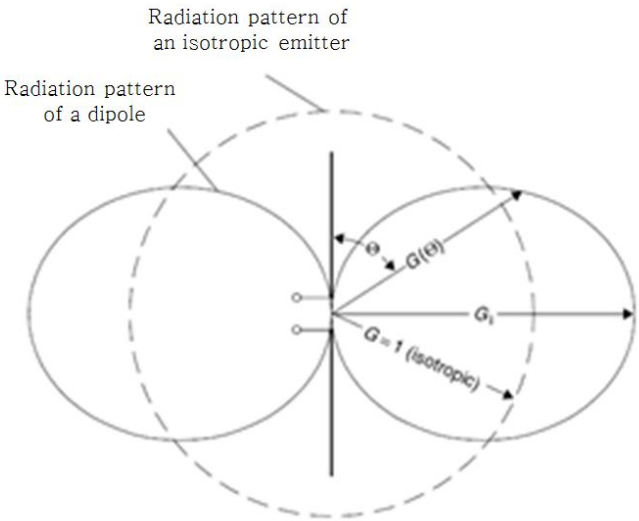


그림 3.11 등방성 방사기의 방사 패턴과 비교한 다이폴 안테나의 방사 패턴

벡터 $G(\Theta)$의 길이는 벡터의 방향에서 상대 방사 밀도를 가리킨다. 주방사 방향(G_i)에서 방사밀도는 식 3-26과 같이 계산될 수 있다.

$$S = \frac{P_1 \cdot G_i}{4\pi \cdot r^2} \tag{3-26}$$

P_1은 안테나에 공급된 전력, G_i는 안테나의 이득과 동일한 송신 전력에서 등방형 방사기의 것보다 더 큰 방사 밀도 S에 의한 계수를 가리킨다.

이 내용에서 EIRP(effective isotropic radiated power, 유효 등방성 방사 전력)는 중요한 무선기술 용어이다.

$$P_{EIRP} = P_1 \cdot G_i \tag{3-27}$$

이 계수는 종종 무선 허가 규정에서 발견할 수 있고 거리 r에서 정의된 방사 전력을 발생시키기 위하여 공급되어야 하는 등방성 방사기(즉, $G_i = 1$)에 송신 전력을 가리킨다. 따라서 이득 G_i를 갖는 안테나는 이 계수에 의해 낮은 송신 전력 P_1이 공급될 것이므로 명시된 한계 값은 초과하지 않는다.

$$P_I = \frac{P_{EIRP}}{G_i} \tag{3-28}$$

d. EIRP와 ERP

EIRP(Effective Isotropic Radiated Power)에서 전력 계수 외에도 종종 무선 규정과 기술적 문헌에서 전력 계수 ERP(Effective Radiated Power)가 나온다. ERP 또한 참고 전력 계수다. 그러나 EIRP에 비해서 ERP는 구형 방사기 보다는 다이폴 안테나에 관련되어 있다. ERP 전력 계수는 다이폴 안테나가 거리 r에서 정의된 방사 전력을 발생

시키기 위하여 공급해야 하는 송신 전력을 표현한다.

표 3.2 주방사 방향으로 일정한 EIRP를 방사하기 위한 안테나 이득 및 전력 조건

EIRP = 4W	안테나에 공급된 전력 P_i
등방형 방사체 $G_i = 1$	4W
다이폴 안테나 $G_i = 1.64$	2.44W
안테나 $G_i = 3$	1.33W

다이폴 안테나의 이득($G_i = 1.64$)은 등방성 방사기와 관련하여 알려져 있기 때문에 두 계수 간에 변환을 하는 것은 식 (3-29)와 같이 쉽게 알 수 있다.

$$P_{EIRP} = P_{ERP} \cdot 1.64 \tag{3-29}$$

e. 입력 임피던스

안테나의 특히 중요한 성질은 복소(complex) 입력 임피던스 Z_A이다. 이것은 식 (3-30)과 같이 복소저항 X_A, 손실저항 R_v, 방사저항 R_r로 구성되어 있다.

$$Z_A = R_r + R_v + jX_A \tag{3-30}$$

손실저항 R_v는 그림 3.12와 같이 유효 저항이고 전류를 운반하는 안테나 도선 부분의 저항성 저항으로부터 생기는 모든 손실을 기술한다. 이 저항에 의해 변환된 전력은 열로 전환된다.

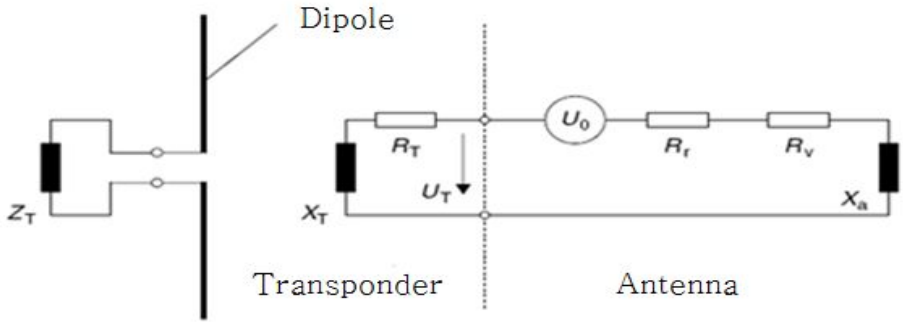


그림 3.12 트랜스폰더에 연결된 안테나의 등가회로

또한, 방사저항 R_r은 유효저항의 단위를 갖지만 그 안에서 변환된 전력은 전자기파 형태로 안테나로부터 공간으로 방출된 전력과 일치한다.

동작 주파수에서 안테나의 복소저항 X_A는 0으로 가는 경향이 있다. 무손실 안테나(즉, $R_v = 0$)에 대해서 식 (3-31)과 같은 식이 성립한다.

$$Z_A(f_{RES}) = R_r \tag{3-31}$$

따라서 공진 경우에서 이상적 안테나의 입력 임피던스는 방사저항 R_r의 값을 갖는 실수저항이다. $\lambda/2$ 다이폴에 대해서 방사저항은 $R_r = 73\Omega$ 이다.

f. 유효 개구면과 산란 개구면

최적의 정렬과 정확한 편파로 주어지는 안테나에 수신된 최대 전력은 입사 평면파와 비례 상수의 전력 밀도 S 에 비례한다. 비례 상수는 면적을 가지며, 따라서 유효 개구면(effective aperture) A_e라고 부른다. 이는 다음 식 (3-32)와 같이 적용된다.

$$P_e = A_e \cdot S \tag{3-32}$$

여기서 A_e 를 주어진 방사 밀도 S 에서 전력 P_e가 통과하는 전파 방향에서 수직인 면적으로 볼 수 있다. 유효 개구면을 통화하는 전력은 그림 3.13과 같이 연결된 종단 임피던스 Z_r에 흡수되고 투과된다.

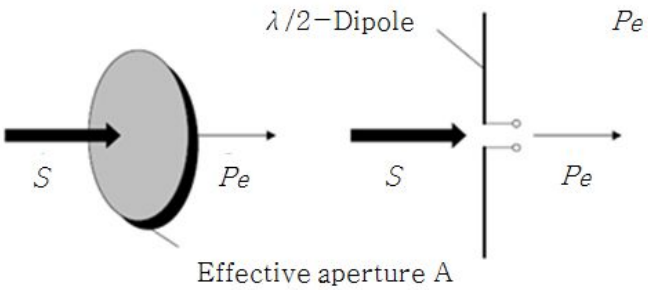


그림 3.13 안테나의 방사 밀도 S 와 수신 전력 P 사이의 관계

유효 개구면 A_e 외에도 안테나는 또한 전자기파가 반사되는 산란 개구면(Scatter aperture) $\sigma = A_s$를 가진다.

그림 3.13을 살펴보면 방사 밀도 S 를 갖는 전자계가 수신될 때 전압 U_0는 안테나에 유도되는데, 이는 안테나 임피던스 Z_A와 종단 임피던스 Z_r 를 통해 전류 I 가 발생하는 것을 의미하며, 전류 I 는 식 (3-33)과 같이 유도 기전력 U_0와 각각의 임피던스의 직렬 연결 몫으로부터 구해진다.

$$I = \frac{U_o}{Z_r + Z_A} = \frac{U_o}{\sqrt{(R_r + R_v + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2}} \tag{3-33}$$

더구나 Z_r로 전송되는 수신된 전력 P_e는 식 (3-34)와 같다.

$$P_e = I^2 \cdot R_T \tag{3-34}$$

식 (3-33)의 표현에 대해서 식 (3-34)에 있는 I^2를 빼면 식 (3-35)와 같다.

$$P_e = \frac{{U_0}^2 \cdot R_T}{(R_r + R_v + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2} \tag{3-35}$$

식 (3-32)에 따라 유효 개구면 A_e가 수신된 전력 P_e와 방사 밀도 S 의 몫이다. 이 것은 결과적으로 다음의 식 (3-36)과 같은 결과를 산출한다.

$$A_e = \frac{P_e}{S} = \frac{U_0^2 \cdot R_T}{S \cdot [(R_r + R_v + R_T)^2 + (X_4 + X_T)^2} \tag{3-36}$$

만약 안테나가 전력 정합을 사용하여 동작한다면, 즉 $R_T = R_v$이고, $X_T = - X_A$이라면 다음의 식 (3-37)과 같은 간단한 식을 사용할 수 있다.

$$A_e = \frac{{U_0}^2}{4SR_r} \tag{3-37}$$

전류 I 는 안테나의 방사 저항 R_r 을 통해서도 흐른다. 변환된 전력 P_s 는 안테나로부터 방출되며 전류 I 가 입사 전자계에 의해 발생했는지 송신기로부터 공급되었는지는 차이가 없다. 안테나로부터 방출된 전력 P_S 는 즉, 수신된 경우에서 반사된 전력은 다음 식 (3-38)에서 계산될 수 있다.

$$P_s = I^2 \cdot R_r \tag{3-38}$$

식 (3-36)에 대한 편차와 같이, 산란 개구면 A_s는 다음 식 (3-39)와 같다.

$$\sigma = A_s = \frac{P_s}{S} = \frac{I^2 \cdot R_r}{S} = \frac{{U_0}^2 \cdot R_r}{S \cdot [(R_r + R_v + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2} \tag{3-39}$$

만약 안테나가 다시 전력 정합을 사용하여 동작하고 또한 손실이 없다면, 즉 $R_v = 0$, $R_T = R_v$이고 $X_T = -X_A$이라면 다음 식 (3-40)과 같이 간략해진다.

$$\sigma = A_s = \frac{U_o^2}{4SR_r} \tag{3-40}$$

따라서 전력 정합된 안테나의 경우에 $\sigma = A_s = S_e$이다. 이것은 단지 전자계로부터 끌어온 총 전력의 반이 종단 임피던스 Z_r에 공급된다는 것을 의미한다. 다른 반은 안테나에 의해 공간으로 반사되어 돌아온 것이다.

종단 임피던스 Z_T의 값 변화에 따른 산란 개구면 A_S의 변화는 흥미롭다. RFID 기술에 대한 특별한 중요성은 $Z_T = 0$인 한계의 경우이다. 이것은 안테나의 종단에서 단락 회로를 나타낸다. 식 (3-39)로부터 식 (3-41)과 같다.

$$\sigma_{\max} = A_{S_{-\max}} = \frac{U_o^2}{4SR_r} = 4A_c|Z_{T=0} \tag{3-41}$$

반대 한계의 경우는 무한하게 높은 저항성 종단 저항기의 안테나로 연결하는 것, 즉 $Z_T \rightarrow \infty$이 된다. 식 (3-39)로부터 산란 개구면 A_S가 전류 I 와 같이 0 이 되는 경향이 있는 것을 쉽게 알 수 있다.

$$\sigma_{\min} = A_{S-\min} = 0|_{Z_{T\rightarrow\infty}} \tag{3-42}$$

산란 개구면은 따라서 그림 3.14와 같이 종단 임피던스 Z_T의 다양한 값에서 어떤 요구된 값을 가질 수 있다. 역산란 RFID 시스템에서 안테나의 성질은 트랜스폰더로부터 리더까지의 데이터 송신을 위해 유용하다.

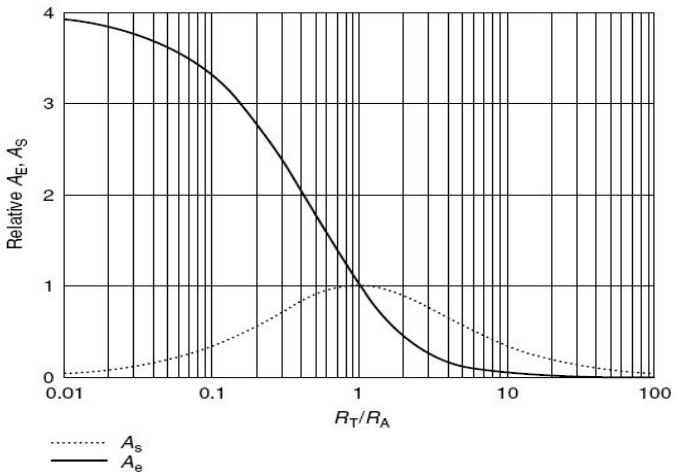


그림 3.14 유효 개구면 A와 산란 개구면 σ의 관계 그래프

식 (3-39)는 산란 개구면 A_S와 등가회로 각각 저항들 사이의 관계를 보여준다. 그러나 만약 안테나에 반사된 전력 P_s를 계산한다면 A_S에 대한 절대 값이 필요하다. 안테나의 유효 개구면 A_e는 그것의 이득 G에 비례한다. 안테나 설계를 위해 이득은 가장 많이 알려져 있기 때문에 유효 개구면 A_e와 산란 개구면 A_S는 ($Z_A = A_T$) 정합의 경우에 대해 간단히 계산하는 것이 간편하며, 다음의 식 (3-43)을 만족한다.

$$\sigma = A_e = \frac{\lambda_o^2}{4\pi} \cdot G \tag{3-43}$$

따라서 식 (3-32)로부터 다음 식 (3-44)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$P_e = A_e \cdot S = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} \cdot G \cdot S \tag{3-44}$$

g. 유효 길이

전압 U_0 는 전계강도 전자기파에 의해 안테나에 유도된다. 전압 U_0 는 입사파의 전계강도 E 에 비례한다. 비례상수는 길이의 단위를 가지므로 유효 길이(effective length) l_0 라고 부른다. 이는 다음 식 (3-45)를 만족한다.

$$U_0 = l_0 \cdot E = l_0 \cdot \sqrt{S \cdot Z_F} \tag{3-45}$$

정합된 안테나의 경우(즉, $R_r = R_T$)에 대해서, 유효길이는 유효 개구면 A_e로부터 계산될 수 있다.

$$l_0 = 2\sqrt{\frac{A_e \cdot R_r}{Z_F}} \tag{3-46}$$

만약 A_e에 대해서 식 (3-43)의 표현에서 A_e를 뺀다면 보통 알려진 바와 같이 정합된 안테나의 유효길이는 이득 G로부터 식 (3-47)과 같이 계산될 수 있다.

$$l_0 = \lambda_0 \sqrt{\frac{G \cdot R_r}{\Pi \cdot Z_F}} \tag{3-47}$$

IV. RFID 리더기용 슬롯 안테나

A. 슬롯 안테나 이론 및 개념

1. 슬롯 안테나 개념

저주파 회로기판에서의 선로배치는 효율적인 공간배치의 개념이 더 강조된다. 같은 양의 선로를 얼마나 더 좁은 공간에서 짧은 거리로 구현하는가가 생산 단가에 미치는 영향은 지대하기 때문이다. 하지만 고주파회로 기판에서는 선로의 폭과 길이 그 자체가 회로 소자 값이 되기 때문에, 함부로 길이를 손댈 수 없다. 또한 신호선과 ground 사이에 다른 선로가 지나간다면 그 영향은 상당히 크게 미치기 때문에, ground의 위치가 중요한 매개변수가 된다. 결정적으로 고주파가 될수록 선로의 내부가 아닌 외부 표면에만 전류가 흐르려는 skin effect 현상이 발생하고, 안테나처럼 방사하려는 경향이 강해지기 때문에 선로금속자체로는 신호를 전송하는데 한계가 있다.

이러한 고주파에서의 모든 조건들을 만족시키기 위해 고안된 고주파용 회로기판이 바로 마이크로스트립이다. 전형적인 트랜스미션 라인(Transmission Line) 구조인 마이크로스트립 기판은 밑면 전체를 하나의 금속판을 이용해 Ground 로 처리하고, 그 바로 위에 일정두께의 유전체 기판을 올린 후 유전체 위에 선로 형상을 구현한 회로구조이다. 이를 통해 신호선과 Ground 간의 거리와 매질특성이 균일하게 배치되고, 선로와 Ground 사이에 전자파 Field 에너지에 신호를 보존하며 전송하게 넓은 대역폭을 유지하면서도 위와 같은 표면파를 제거해 낼 수 있다. 그 외에도 적층(stack) 구조를 활용하여 마이크로스트립 소자의 대역폭을 증가시킬 수도 있다.

a. 안테나 구조

그림 4.1에서와 같이 마이크로스트립 안테나는 아주 얇은 ($t \ll \lambda_0, \lambda_0$는 자유공간의 파장) 금속체(스트립)가 접지면 으로부터 파장에 비해 아주 작은 두께 ($h \ll \lambda_0$, 보통$0.003\lambda_0 \le h \le 0.05\lambda_0$)만큼 위에 위치한 구조를 가지고 있다. 마이크로패

치의 방사모드는 브로드사이드(broadside)와 엔드 파이어(end-fire)가 있고, 여기모드를 적당하게 선정함으로써 방사모드가 결정된다. 사각 패치의 경우, 길이 L은 일반적으로 $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$이다. 스트립(패치)과 접지면은 그림 4.1에서와 같이 유전체에 의해 분리되어 있다.

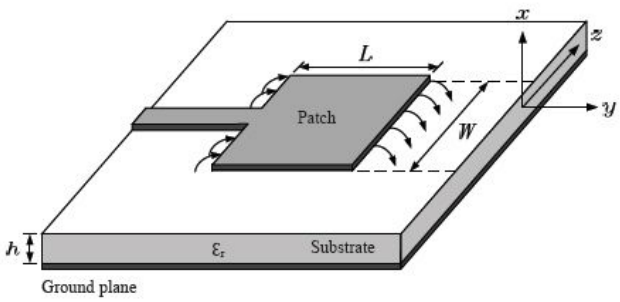


그림 4.1 마이크로스트립 패치 안테나

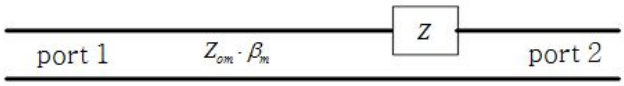
마이크로스트립 안테나 설계에 사용되는 기판은 여러 가지가 있는데 기판의 유전율은 보통 $2.2 \leq \varepsilon_r \leq 12$ 범위이다. 기판이 두껍고 유전율이 낮을수록 효율이 더 좋으며 대역폭이 넓고 공간으로 방사되는 경계 계(boundary field)가 약하기 때문에 안테나 특성에 바람직하다. 고 유전율을 갖는 기판은 원하지 않는 방사와 결합을 줄이기 위하여 강한 경계 계가 필요하고 소자 크기를 작게 할 수 있기 때문에 마이크로웨이브 회로 제작용으로 바람직하지만 손실이 커지기 때문에 효율이 낮아지고 상대적으로 대역폭이 좁아지게 된다.

b. 슬롯 안테나의 등가회로

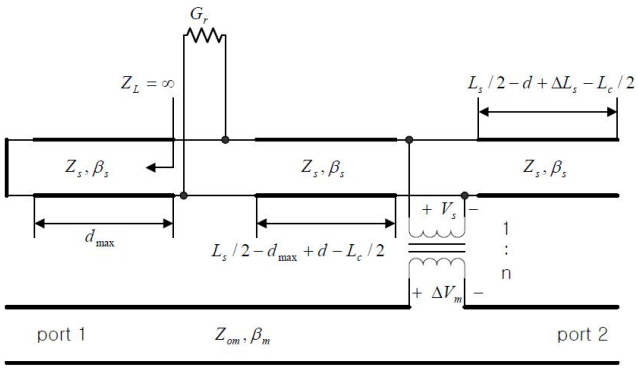
마이크로스트립 급전 슬롯 안테나의 해석은 스트립 라인의 불연속과 등가회로의 관점에서 접근할 수 있고 그 형태는 아래 그림 4.2(b)와 같고, 아래 그림 4.2(a)에 등가회로를 나타내었다.[46] 등가회로는 이상적인 변압기, 방사 컨덕턴스, 단락 회로로 종단된 슬롯 라인으로 구성되어 있다. 또한, 슬롯은 평행하게 구성된 컨덕터에 특성 임피던스 Z_s와 위상 상수 $s\beta$로 구성되어 있다. 슬롯에서 방사되는 파워는 방사 컨덕턴스 G_r에

의해 설명할 수 있다. 슬롯의 유효 길이는 L_s 가 슬롯의 실제 길이를 나타내고, $\triangle L_s$ 가 슬롯의 양쪽 끝이 0이 아닌 인덕턴스로 연관되었을 때의 등가 길이를 나타낼 경우 $L_s + \triangle L_s - L_c$로 나타낼 수 있다. L_c 는 슬롯에 걸리는 전압을 고려하지 않았을 때의 마이크로스트립 라인의 보상 길이를 나타낸다. 이 길이는 마이크로스트립 라인의 너비, 기판의 각 파라미터, 오프셋 길이 s, d, β 와 변압기의 턴 비 n 등과 연관되어진다. 이상적인 변압기는 슬롯과 마이크로스트립 라인의 커플링을 나타내며, 마이크로스트립에 의해 슬롯에 인가되는 전압의 양을 나타내어준다. 이 전압은 불연속 전압으로 불리기도 한다. 변압기의 턴 비 n은 $\triangle V_m$이 마이크로스트립 라인의 전압 불연속을 나타내고, V_s 가 급전 부에서 슬롯으로 전달되는 전압을 나타낼 경우 $n = \triangle V_m / V_n$로 표현할 수 있다.

효율적으로 등가회로의 파라미터를 정의하기 위하여, 몇 가지 가정이 전제되어야 한다. 이러한 가정들에는 슬롯에 흐르는 전압의 분포와 가상의 경계조건이 포함되는 것을 말하는데, 이에 의해서 계산 시간을 단축할 수 있다. 아래 그림 4.2(b)에 있는 폭이 좁은 슬롯의 관점에서 보면 급전선로로부터 인가되는 슬롯에 걸리는 전압 V_s 에 의해서 생성되는 전계 E_s 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.[44]



(a) 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나의 등가회로



(b) 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나의 등가 네트워크 모델

그림 4.2 슬롯 안테나의 등가 회로

c. 실현 효율

패치의 길이와 폭이 유한하기 때문에 그림 4.3에서와 같이 패치 가장자리에서의 계는 프린징(fringing)이 발생하게 된다. 총 프린징 효과는 패치의 크기와 기판 높이의 함수이다. 기본 E-평면(x-y 평면)에서 프린징 효과는 기판의 높이 h 에 대한 길이 L 의 비(L/h)와 기판의 유전율 ε_r 의 함수가 된다.

마이크로스트립 안테나에서 파의 일부는 기판에, 다른 일부는 공기로 진행하기 때문에 선로에서 프린징과 전파 전파를 계산하기 위하여 실효 유전율 ε_{reff}을 도입한다.

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{(1 + \frac{12h}{W})^{\frac{1}{2}}} \tag{4-1}$$

d. 실효길이

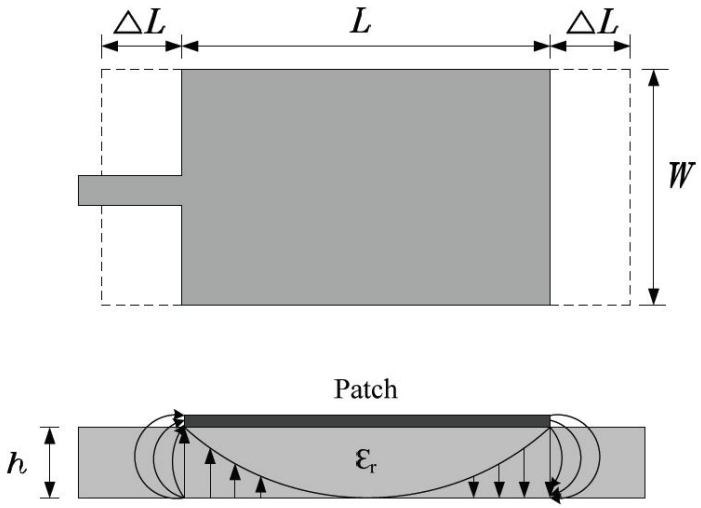


그림 4.3 마이크로스트립 패치의 물리적 길이와 실효길이

마이크로스트립 선로에서의 전기력선을 그림 4.3의 아래 그림에 나타내었다.

그림 4.3에서와 같이 프린징 효과 때문에 마이크로스트립 안테나 패치는 물리적인 크기보다 전기적으로 더 큰 것처럼 보인다. 길이에 대한 패치 크기는 각 종단에서 거리 $\triangle L$ 만큼 확장 되었다. $\triangle L$는 실효 유전율 ε_{reff}와 폭, 높이의 비의 함수이다. 이는 식 (4-2)로 나타낼 수 있다.

$$\frac{\triangle L}{h} = 0.412\frac{(\varepsilon_{reff}+0.3)(\frac{W}{h}+0.264)}{(\varepsilon_{reff}-0.258)(\frac{W}{h}+0.8)} \tag{4-2}$$

패치의 길이는 양측으로 $\triangle L$ 만큼 확장되었으므로 패치의 실효 길이는

$$L_{reff} = L + 2\triangle L \tag{4-3}$$

이 된다.

e. 공진주파수

기본 모드 TM010 인 경우, 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는 길이 함수로 일반적으로 식 (4-4)로 주어진다.

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4-4}$$

여기서 v_0 는 자유공간에서의 빛의 속도이다.

위의 식은 프린징 효과를 고려하지 않았기 때문에 가장 자리 효과 (edge effect)를 포함하면 다음의 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned}(f_\pi)_{010} &= \frac{1}{2L_{reff}\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{1}{2(L2+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \\ &= q\frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = q\frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}\end{aligned} \tag{4-5}$$

여기서

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \tag{4-6}$$

이고, q 인자(factor)를 프린징 인자라 한다. 기판 두께가 증가하면 프린징도 증가하고 실효 길이가 더 크게 되어 공진 주파수는 낮아진다.

f. 설계 변수

프린징 효과(Fringing Effect)는 실질적으로 방사소자의 길이를 길어지게 하는 효과가 있다. 따라서 실제 안테나 설계 할 때는 식 (4-3)을 이용하여 길이 L을 식 (4-7)을 통해 구할 수 있으며,

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{reff}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}} - 2\Delta L \tag{4-7}$$

실제 안테나를 설계할 때는 간단한 아래 식 (4-8)을 이용하여 설계할 수 있다.

$$L \approx 0.49\lambda_d = 0.49\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4-8}$$

여기서 λ는 자유공간에서의 파장이고, λ_d는 유전체에서의 파장, 그리고 ε_r은 유전율을 나타낸다.

마이크로스트립 안테나를 설계할 때, 안테나 패치의 공진이 일어나게 되면 복사소자가 협대역 특성을 갖기 때문에 복사소자의 크기를 결정하는데 있어서 길이 L은 매우 중요한 매개변수가 된다.

마이크로스트립 안테나를 설계함에 있어, 양호한 방사 효율을 얻기 위한 안테나의 폭(W)은

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \tag{4-9}$$

위 식 (4-9)을 통해 구할 수 있다.

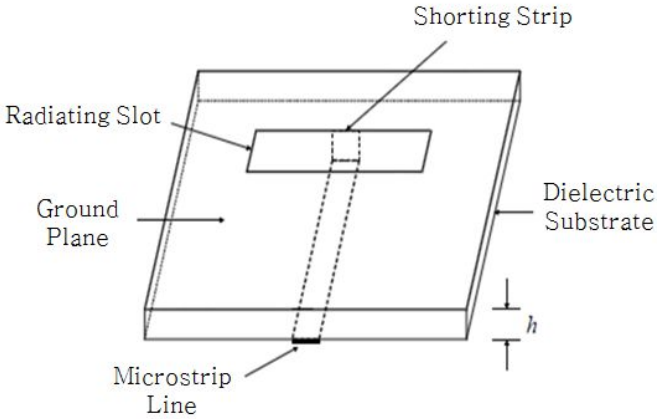
B. 마이크로스트립 슬롯 안테나

1. 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조

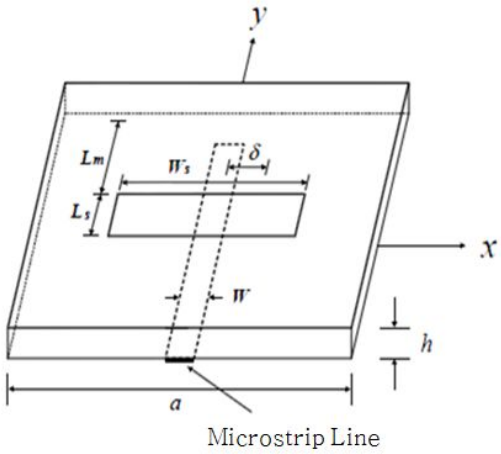
마이크로스트립 급전 슬롯 안테나는 접지면에 사각형 슬롯이 뚫려있고 유전체 반대편으로 마이크로스트립 선로가 놓여있는 형태를 지닌다. 마이크로스트립 선로가 급전선이 되어 선로에서 발생하는 전계가 슬롯을 여기 시킴으로써 슬롯이 방사소자가 된다.

슬롯을 효과적으로 여기 시키기 위해 그림 4.4(a)처럼 스트립선로가 슬롯의 끝 부분에 단락 되어 연결되기도 하고 또는 그림 4.4(b)처럼 스트립선로가 개방 회로 스터브와 같이 제작되어지기도 한다. 개방 회로 스터브의 길이의 Lm의 길이는 슬롯의 끝 부분에서 대략적으로 1/4 파장의 길이를 갖도록 설계되어 진다.[45] 또는 같은 효과를 주기 위해 그림 4.4(a)와 같이 슬롯과 스터브를 단락 시켜 슬롯을 여기 시킬 수 있다. 매칭 네트워크는 마이크로스트립 라인의 특성 임피던스에 맞도록 구성하여야 하는데 중앙 급전식 슬롯 안테나는 매우 높은 방사 저항을 가지고 있어 슬롯을 기울려 놓거나 급전선의 위치를 슬롯 중앙에서 벗어나게 하여 임피던스 낮추기도 한다.[46]

마이크로스트립 급전 슬롯 안테나는 마이크로스트립 급전 패치 안테나에 비해 일반적으로 -35 dB 이하의 아주 낮은 교차 편파 레벨을 가지는 이점이 있다.[47] 또한 양방향의 방사 패턴을 가지고 있어 무지향성이 요구되는 단말기용 안테나로 적합하다. 혹은 단방향 방사패턴을 내기 위해 금속 캐비티를 사용하거나 금속 반사판을 사용하기도 한다.



(a) 단락회로로 구성된 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나



(b) 개방회로 스터브로 구성된 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나

그림 4.4 중앙 급전 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조

직사각형 슬롯에 대한 해석은 가역성 이론과 적분 방정식에 기초로 하여 다양하게 연구되어 왔다.[45][48-51] 이러한 해석들은 Spectral Domain[45][48]과 Space Domain[49]상에서 비교적 실험치와 정확하게 일치하였다.

2. 마이크로스트립 슬롯 안테나 종류

a. 폭이 넓은 마이크로스트립 슬롯 안테나

마이크로스트립 슬롯 안테나의 광대역 특성에 직접적인 영향을 주는 입력 임피던스를 계산하기 위해서 마이크로스트립 급전선의 전류 분포를 우선적으로 분석하여야 한다. 마이크로스트립 급전선에서 흐르는 전류의 입사파와 반사파를 분석하여 반사계수를 구함으로써 입력 임피던스를 계산할 수 있고 안테나의 대역폭을 결정할 수 있다. 즉 슬롯의 폭 방향과 길이 방향으로의 전계를 고려하여 주어진 안테나 구조에 경계조건을 적용함으로써 전자계의 근원이 되는, 급전선에 흐르는 전류와 슬롯에서의 전압을 분석할 수 있어 안테나의 파라미터를 추출할 수 있다.

그림 4.5는 폭이 넓은 슬롯 안테나의 기본 구조이다. x축과 y축으로 접지면과 유전체가 무한히 길고 급전선인 마이크로스트립 선로에 y축으로 표면 전류가 흐를 때 슬롯 개구면을 가로지르는 전계는 x축과 y축 성분 모두를 가진다.

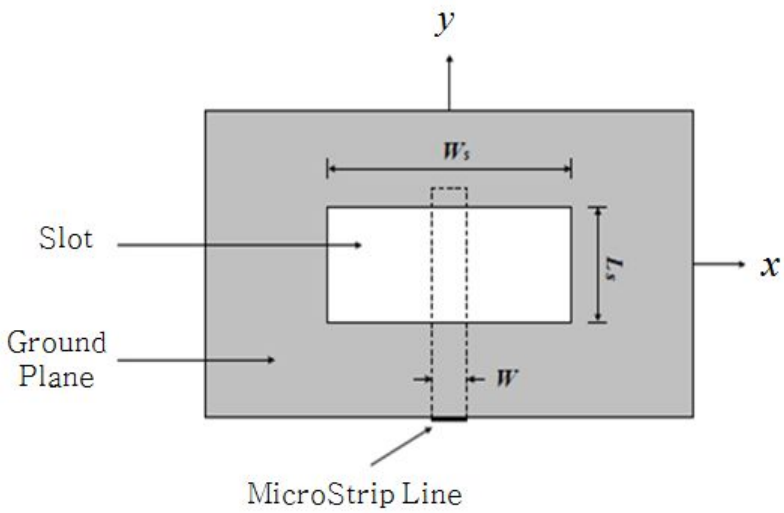
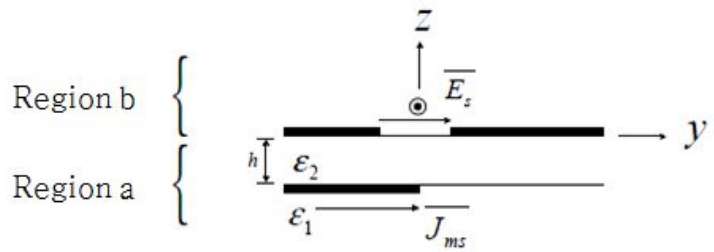
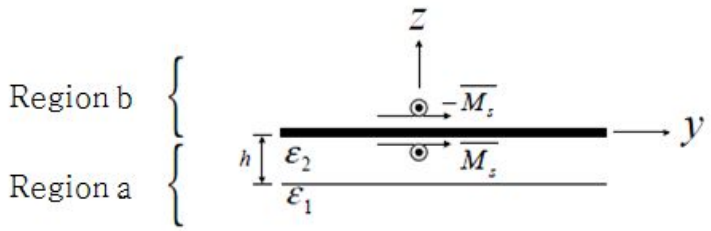


그림 4.5 폭이 넓은 슬롯 안테나의 구조



(a) 본질적인 문제



(b) 등가화 한 문제

그림 4.6 폭이 넓은 슬롯 안테나의 y-z 평면 단면도

그림 4.6(a)처럼 마이크로스트립 선로의 y축으로 흐르는 표면 전류 $\overline{J_{ms}}$가 슬롯을 여기 시켜 슬롯의 개구면에 미확정된 전계 $\overline{E_s}$를 발생시킨다면 그림 4.6(b)처럼 슬롯의 개구면을 폐쇄시키고 접지면의 윗면과 아랫면을 자계 표면 전류인 $\overline{M_s}$로 대체하여 등가화 시킬 수 있다. 슬롯에서 전계 강도와 자계 전류와의 관계식은 식 (4-10)과 같다.

$$\overline{M_s} = \hat{z} \times \overline{E_s} \tag{4-10}$$

등가화 함으로써 그림 4.6(a)와 같은 본질적인 문제를 영역 a 와 영역 b 에서 각각

독립적으로 적용할 수 있는 2개의 문제로 분리할 수 있다. 즉 $z<0$인 영역 a 에서 전자계를 생성할 수 있는 소스는 자계 표면 전류 $\overline{M_s}$와 마이크로스트립 선로에 흐르는 전류 $\overline{J_{ms}}$이고 $z>0$인 영역 b 에서 유일한 소스는 무한한 완전 도체면에 존재하는 자계 표면 전류 - $\overline{M_s}$이다.

영역 a 와 영역 b 에서 모든 전계와 자계를 나타내면 아래 식 (4-11(a) ~ (d))처럼 표현할 수 있다.

$$\overline{E^a_{lot}} = \overline{E^a}(\overline{J_{ms}}) + \overline{E^a}(\overline{M_s}) \qquad (4\text{-}11(a))$$

$$\overline{H^a_{lot}} = \overline{H^a}(\overline{J_{ms}}) + \overline{H^a}(\overline{M_s}) \qquad (4\text{-}11(b))$$

$$\overline{E^a_{lot}} = \overline{E^b}(-\overline{M_{ms}}) \qquad (4\text{-}11(c))$$

$$\overline{H^a_{lot}} = \overline{H^b}(-\overline{M_{ms}}) \qquad (4\text{-}11(d))$$

여기서 각각의 전자계를 다층 비균질 영역의 그린함수(Green's function)로 표현하면 아래 식 (4-12(a) ~ (d))과 같다.

$$\overline{E^a}(\overline{J_{ms}}) = \iint_{ms} \overline{\overline{G^a_{EJ}}}(x, y, -h; x', y', -h) \cdot \overline{J_{ms}}(x', y') dx' dy' \qquad (4\text{-}12(a))$$

$$\overline{E^a}(\overline{M_s}) = \iint_{sl} \overline{\overline{G^a_{EM}}}(x, y, -h; x', y', 0) \cdot \overline{M_s}(x', y') dx' dy' \qquad (4\text{-}12(b))$$

$$\overline{H^a}(\overline{J_{ms}}) = \iint_{ms} \overline{\overline{G^a_{HJ}}}(x,y,0;x',y',-h)\cdot\overline{J_{ms}}(x',y')dx'dy' \qquad (4\text{-}12(c))$$

$$\overline{E^{a,b}}(\overline{M_s}) = \iint_{sl} \overline{\overline{G^{a,b}_{HM}}}(x,y,0;x',y',0)\cdot\overline{M_s}(x',y')dx'dy' \qquad (4\text{-}12(d))$$

일반화한 dyadic 그린함수는 아래와 같은 성분으로 구성되어 있다.

$$\overline{\overline{G}}^{a,b}_{HM} = \hat{x}\hat{x}G^{a,b}_{HM_{xx}} + \hat{x}\hat{y}G^{a,b}_{HM_{xy}} + \hat{y}\hat{x}G^{a,b}_{HM_{yx}} + \hat{y}\hat{y}G^{a,b}_{HM_{yy}} \qquad (4\text{-}13)$$

Dyadic 그린함수는 $G^a_{HM_{xy}}$처럼 표현되는 위치 벡터에 의존하며 위치벡터 $G^a_{HM_{xy}}$는 영역 a 에서 $(x',y',0)$지점에 존재하는 단위 자기 전류에 의해 $(x,y,0)$ 인 지점에서 형성된 x 성분의 자계 H_x 를 뜻한다.

마이크로스트립 선로에 흐르는 전류 J_{ms}는 마이크로스트립 선로를 $K+1$개의 크기가 동일한 사각형 셀($W\times\Delta J$)로 분할하였다면 아래 식 (4-14(a) ~ (b))와 같이 나타낼 수 있다.

$$\overline{J}_{ms} = \sum_{n=1}^{K} I_n T^J_y(\overline{r} - \overline{r}^{\,J}_{yn})\cdot\hat{y} \qquad (4\text{-}14(a))$$

$$T^J_y(\overline{r}) = \begin{cases} 1 - \dfrac{|y|}{\Delta_J} \;, & |x| < \dfrac{W}{2}, |\Delta y| < \Delta_J \\ 0 & else\ where \end{cases} \qquad (4\text{-}14(b))$$

$\overline{r}^{\,J}_{yn}$은 $\overline{r}_{ms}$에 의한 n번째 베이시스 함수(Basis Function)의 중심이다.

자계 표면 전류 $\overline{M}_s$는 2차원 흐름으로써 슬롯의 개구면을 $m \times n$ 의 사각형 셀로 분할하였다면 아래 식 (4-15(a) ~ (c))와 같이 표현할 수 있다.

$$\overline{M}_s = \sum_{t=1}^{M} V_{ix} T_x^M(\bar{r} - \bar{r}_\xi^J) + \sum_{j=1}^{N} V_{jx} T_y^M(\bar{r} - \bar{r}_{yi}^M) \tag{4-15(a)}$$

$$T_x^M(\bar{r}) = \begin{cases} 1 - \dfrac{|x|}{\Delta_x} \quad , & |x| < \Delta_x, |y| < \dfrac{\Delta_y}{2} \\ 0 & else\ where \end{cases} \tag{4-15(b)}$$

$$T_y^M(\bar{r}) = \begin{cases} 1 - \dfrac{|y|}{\Delta_y} \quad , & |x| < \dfrac{\Delta_x}{2}, |y| < \Delta_y \\ 0 & else\ where \end{cases} \tag{4-15(c)}$$

여기서 M은 x방향의 베이시스 함수의 개수로써 $(m-1)n$이고 N은 y방향의 베이시스 함수의 개수로써 $m(n-1)$이며 $\bar{r}_\xi^M(\bar{r}_{yj}^M)$는 $i(j)$번째 $x(y)$방향 베이시스 함수이다.

지금까지 살펴본 식 (4-13), 식 (4-14(a)), 식 (4-15(a))을 식 (4-10(a) ~ (d))에 대입하면 마이크로스트립 선로와 슬롯의 개구면에서의 전자계 분포를 예측할 수 있다. 하지만 아직까지 자계 표면 전류 M_s 와 마이크로스트립 선로에 흐르는 전류 J_{ms} 는 미지수이기 때문에 이러한 값을 찾기 위해서는 최종적으로 적용해야 할 항목은 경계조건이다.

그림 4.5의 폭이 넓은 슬롯 안테나의 구조와 같은 구조의 슬롯 안테나의 경계조건은 다음과 같다.

1. 슬롯의 개구면에서 자계의 전체 접선성분은 연속이다.
2. 마이크로스트립 선로에서 y축 성분 전계의 전체합 0이다.

이를 수식으로 표현하면 아래 식 (4-16(a) ~ (b))와 같다.

$$\overline{H}^{a}_{\tan}(\overline{J}_{ms})+\overline{H}^{a}_{\tan}(\overline{M}_{s})=\overline{H}^{b}_{\tan}(-\overline{M}_{s}), \qquad In\ the\ slot \tag{4-16(a)}$$

$$E^{a}_{y}(\overline{J}_{ms})+E^{a}_{y}(\overline{M}_{s})+E^{inc}_{y}=0 \qquad On\ the\ microstrip \tag{4-16(b)}$$

여기서 E^{inc}_{y}는 마이크로스트립 선로 입력단에 인가된 전원에 의해 마이크로스트립 선로에 영향을 주는 전계이다.

경계조건을 부여하는 식 (4-16(a) ~ (b))을 풀이하면 마이크로스트립 선로의 각 셀에서의 전류를 구할 수 있고 또한 슬롯 개구면의 각 셀에서의 전위를 구할 수 있다. 따라서 폭이 넓은 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스는 마이크로스트립 선로의 특정 지점에서 입사파 전류와 반사파 전류를 계산하여 반사계수를 추출함으로써 구할 수 있다.

b. 폭이 좁은 마이크로스트립 슬롯 안테나

폭이 좁은 슬롯은 전계가 슬롯의 길이 방향으로 발생하지 않거나 무시할 수 있기 때문에 단일 슬롯을 가진 마이크로스트립 슬롯 안테나의 이론적인 해석을 위해 슬롯의 불연속성에 대한 전송선로 이론을 적용할 수 있다.[52-53] 슬롯에서의 어드미턴스는 복소 방사전력과 모달 전압의 불연속으로부터 얻을 수 있다. 여기서 복소 방사전력은 평면파의 angular spectrum으로부터 구할 수 있으며[54-55] 모달 전압은 복소 전위함수로부터 계산할 수 있다[56-57].

그림 4.4(b)과 같은 구조의 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 정규화된 슬롯의 어드미턴스는 마이크로스트립 선로의 특성 어드미턴스가 Y_0일 때 다음 식 (4-17)과 같다.

$$\overline{Y}=\overline{g}+j\overline{b}=\frac{p_r+jp_i}{Y_0(\triangle v)^2} \tag{4-17}$$

슬롯에 의해 표면의 한쪽 편으로 방사되는 복소전력은 다음 식 (4-18)과 같다.

$$P_t = \frac{1}{2}\iint_s \overline{E} \times \overline{H^*} \cdot \hat{z} dxdy \tag{4-18}$$

폭이 좁은 슬롯이기 때문에 E= y^ E y를 적용하고 D. R. Rhodes와 B. N. Das가 제시한 방식으로 복소전력을 실수부와 허수부로 전개하면 다음 식 (4-19(a) ~ (d))과 같다.[53][58]

$$P_i = \frac{j V_m{}^2}{\eta\pi}\left\{\begin{array}{l} Cin(k\,W_s) + \left[Cin(k\,W_s) - \frac{1}{2}Si(2k\,W_s)\right]\cos k\,W_s \\ -\left[Si(k\,W_s) - \frac{1}{2}Si(2k\,W_s)\right]Sin\,k\,W_s \end{array}\right\} \tag{4-19(a)}$$

$$P_i = \frac{j V_m{}^2}{\eta\pi}\left\{\begin{array}{l} Si(k\,W_s) + \left[Si(k\,W_s) - \frac{1}{2}Si(2k\,W_s)\right]\cos k\,W_s \\ -\left[Cin(k\,W_s) - \frac{1}{2}Cin(2k\,W_s) - \ln\frac{e^{\frac{3}{2}}\,W_s}{2d}\right]Sin\,k\,W_s \end{array}\right\} \tag{4-19(b)}$$

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin t'}{t'}dt' \tag{4-19(c)}$$

$$Cin(x) = \int_0^x \frac{1-\cos t'}{t'}dt' \tag{4-19(d)}$$

여기서 L_s는 슬롯의 폭이며 $V_m = E_m L_s$이고 특성 임피던스 η와 전파상수 k는 다음 식 (4-20(a) ~ (b))로 주어진다.

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_0}\epsilon'_r} \tag{4-20(a)}$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\epsilon'_r} \tag{4-20(b)}$$

ϵ'_r은 개구면에서 균일 매질의 실효 유전율로써 다음 식 (4-21)으로 표현된다.[59]

$$\epsilon'_r = \frac{2\epsilon_r}{1+\epsilon_r} \tag{4-21}$$

식 (2-12)에서 $\triangle V$는 모달 전압에서의 불연속을 의미하며 다음 식 (4-22)과 같이 표현된다.[59]

$$\triangle V = \iint_{slot} \hat{n} \times \overline{E}^s \bullet \overline{h} \cos\beta y ds \tag{4-22}$$

$\overline{E}^s$는 슬롯에서의 전계 분포를 의미하며 다음 식 (4-23)과 같이 표현할 수 있다.

$$\overline{E}^s = \begin{cases} \hat{a_y} E_m \sin\left\{k\left[\frac{W_s}{2} - (x-\delta)\right]\right\}, & x \geq \delta \\ \hat{a_y} E_m \sin\left\{k\left[\frac{W_s}{2} + (x-\delta)\right]\right\}, & x < \delta \end{cases} \tag{4-23}$$

β는 y방향의 위상정수이며 $\overline{h}$는 스트립전송선로에서 TEM모드의 자계에 대해 정규화 된 모달 벡터함수를 의미하며 전계에 대해 정규화 된 모달 벡터함수 $\overline{e}$와 의 관계식은 아래 식 (4-24)와 같다.[55]

$$\overline{h} = \overline{e} \times \hat{a_y} \tag{4-24}$$

정규화 된 모달 벡터함수 $\overline{e}$를 구하는데는 아래의 식처럼 복소 전위함수 $\Phi(x,z)$와의 관계와 정규화 조건에 의해 구할 수 있다.[55]

$$\overline{e} = -\nabla_t \Phi \tag{4-25(a)}$$

$$\iint e^2 ds = 1 \tag{4-25(b)}$$

마이크로스트립 선로에서의 복소 전위함수 $\Phi(x,z)$는 아래 수식 (4-26)처럼 그린함수 $G(x,z|x_0,h)$와 전하 분포함수 $f(x_0)$로 표현할 수 있다.[60]

$$\Phi(x,z) = \int G(x,z|x_0,h) f(x_0) dx_0 \tag{4-26}$$

위 식을 풀이하여 전개하면 아래식 (4-27)과 같이 된다.

$$\Phi(x,y) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{WC'}{n\epsilon_0} F_n \sinh\left(\frac{n\pi}{a} z\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right), & 0 \le z \le h \\ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{WC'}{n\epsilon_0} F_n \sinh\left(\frac{n\pi}{a} z\right) \cdot e^{[(n\pi/a)(z-h)]} \cdot \sin[(n\pi/a)x], & z > h \end{cases} \tag{4-27}$$

여기서 C'은 상수이며 F_n은 식 (4-28)과 같이 주어진다.

$$F_n = \frac{J_0\left(\frac{n\pi W}{2a}\right) \sin\frac{npi}{2}}{\epsilon_r \cosh\left(\frac{n\pi}{a} h\right) + \sinh\left(\frac{n\pi}{a} h\right)} \tag{4-28}$$

$J_0(n\pi W/2a)$는 0 차 베셀(Bessel) 함수이다.

식 (4-27)을 식 (4-25(a))에 대입하여 전개하고 식 (4-25(b))의 조건을 만족시키면 정규화 된 모달 벡터함수 $\bar{e}$를 아래 식 (4-29)와 같이 유도해 낼 수 있다.

$$\bar{e}=\begin{cases} -\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\pi}{aR} F_n [\hat{a_x} sinh\left(\frac{n\pi}{a}z\right)\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \\ \qquad + \hat{a_z} cosh\left(\frac{n\pi}{a}z\right)\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)], \ 0 \le z \le h \\ -\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\pi}{aR} F_n \sinh\left(\frac{n\pi}{a}z\right)[\hat{a_x} cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \\ \qquad + \hat{a_z} sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)] e^{-(n\pi/a)(z-h)}, \ z > h \end{cases} \tag{4-29}$$

여기서

$$R^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} F_n^2 \left[\frac{1}{2} sinh\left(\frac{2n\pi}{a}h\right) + \sinh^2\left(\frac{n\pi}{a}h\right)\right] \tag{4-30}$$

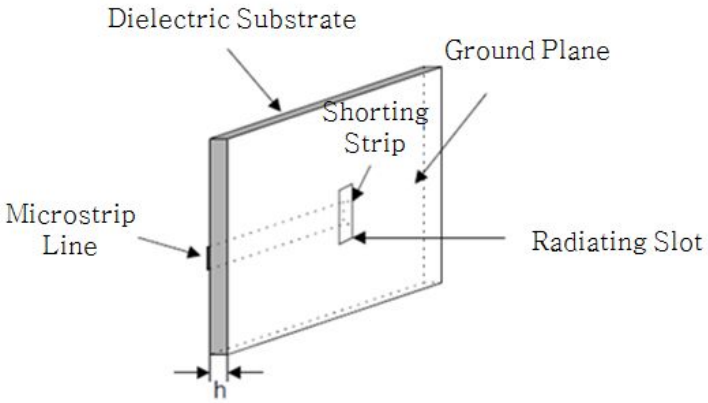
식 (4-29), 식 (4-23), 식 (4-24)를 이용하여 식 (4-22)을 전개하면 모달 전압에서의 불연속은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\triangle v = V_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2\pi}}{aR} F_n \cos\left(\frac{n\pi}{a}\delta\right) \frac{k\left[\cos\left(\frac{kW_s}{2}\right) - \cos\left(\frac{n\pi W_s}{2a}\right)\right]}{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - k^2} \tag{4-31}$$

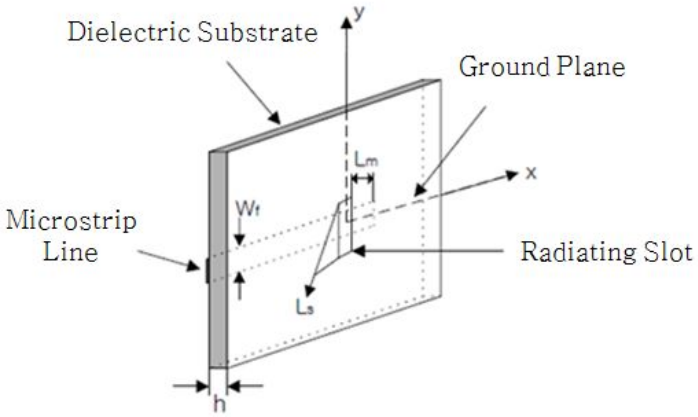
최종적으로 마이크로스트립 슬롯 안테나에서 정규화된 슬롯의 어드미턴스는 식 (4-19(a) ~ (b))의 복소 방사전력과 식 (4-31)의 모달 전압의 불연속을 식 (4-17)에 대입함으로써 얻을 수 있다.

c. 마이크로스트립 급전 직사각형 슬롯 안테나

마이크로스트립 슬롯 안테나는 그라운드 평면에 사각형의 슬롯을 뚫고 슬롯 밑에 스트립 라인이 지나가는 형태를 지닌다. 마이크로스트립 라인의 필드는 슬롯으로 여기된다. 슬롯의 여기를 효과적으로 하기 위해, 스트립 선로가 슬롯의 끝부분에 그림 4.7(a)처럼 단락 되어 연결되기도 하며, 혹은 스트립 선로가 그림 4.7(b)와 같이 개방회로 스터브와 같이 제작되어지기도 한다. 개방 회로 스터브의 Lm의 길이는 슬롯의 끝부분에서 대략적으로 1/4 파장의 길이를 갖도록 설계되어진다.[61]



(a) 단락회로로 구성된 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나



(b) 개방회로 스터브로 구성된 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나

그림 4.7 중앙 급전 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조

따라서 그림 4.7(a)와 같이 슬롯과 스터브를 단락시켜서 매칭을 효율적으로 할 수 있다. 중앙 급전식 슬롯 안테나는 매우 높은 방사 저항을 가지고, 매칭 네트워크는 마이크로 스트립 라인의 특성 임피던스에 맞도록 구성 되어야 한다.[46] 마이크로스트립 급전 슬롯 안테나는 일반적인 마이크로스트립 급전 패치 안테나에 비해 일반적으로 $-\beta 35\,dB$ 이하의 아주 낮은 교차 편파 레벨을 가지는 이점이 있다.[62] 이에 따르는 단점으로는 양방향의 방사패턴을 가지게 되는 것이 지적되어왔고, 이를 극복하기 위한 방안으로 금속 캐비티를 사용하거나 금속 반사판을 사용하여 단방향의 방사패턴을 나타내도록 하는 연구기 필요하다. 하지만 단말기에 사용되는 안테나는 무지향성을 갖기 때문에 양방향성 패던 특성은 단말기용 안테나로 적합하다.

d. CPW 급전 슬롯 안테나

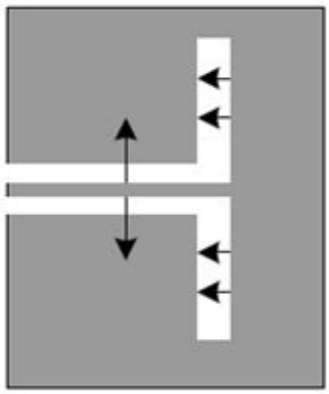
마이크로스트립 슬롯 안테나는 안테나 제작 시 신중하게 슬롯과 급전선의 위치를 맞추어야 하는 어려움이 있다. 또한, 마이크로스트립 선로는 단일 집적회로의 제작에 용이하지 않아서 능동 반도체 소자의 제작에 어려움이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 동일평면 급전방식(CPW feed : coplanar waveguidefeed)이 사용되었다.

CPW 급전 슬롯 안테나는 스팩트럴 영역에서의 적분 방정식[63], 공간 영역에서의 적분 방정식[64], FDTD 방식을 이용한 해석[65] 등을 이용하여 활발히 연구되었다. CPW 급전을 사용한 루프 안테나의 실험 결과와 전기적으로 좁은 슬롯에 대한 해석도 진행되었고[66] Nesic은 CPW 급전 방식을 이용한 슬롯을 위상 검출 안테나의 주요 방사기를 사용하였다. 접은 슬롯 형태의 안테나는 안테나의 임피던스의 크기를 줄이는데 효과적으로 사용되었다.[67-68]

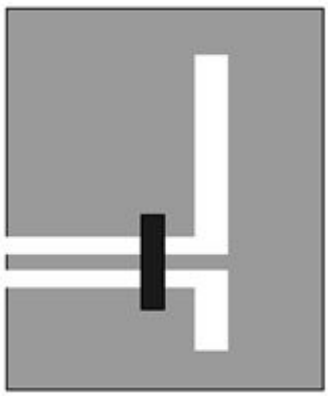
유도성 결합을 일으키는 슬롯 안테나는 직렬 급전 어레이로 사용될 수도 있다. CPW 급전 슬롯 안테나의 가장 큰 문제점은 안테나와 급전부 사이의 적합한 연결부를 만드는 것이다. 많은 종류의 CPW 급전 안테나의 연결부에 대한 형태가 제안되었고, 많은 연구가 진행되었다.

그 중 하나가 그림 4.8(a)에 있는 한파장 길이를 갖는 중앙 급전식 슬롯 안테나이고, 그림 4.8(b)에는 한 파장 오프셋 급전 슬롯 안테나를[69] 그림 4.8(c)에는 반 파장 길이

를 갖는 용량성 결합 슬롯 안테나를 나타내었다. 그림 4.8(d)는 유도성 결합 슬롯 안테나를 나타내고 있다. 동일평면 전송선로는 슬롯 선로의 CPW 모드로 불리기도 하는 기모드 커플을 이용하여 여기된다. 이 모드에서는 CPW 슬롯내의 등가 자계 전류가 위상을 달리하여 방사하게 된다. 따라서 이것은 방사패턴의 교차 편파 성분에 무시할 수 있게 작은 성분이 된다. 따라서 CPW 급전은 근접한 선로간의 영향이 감소함으로 인해 안테나 어레이에도 많이 응용된다.



(a) 중앙급전 슬롯 안테나



(b) 오프셋 급전 슬롯 안테나

(c) 용량성 결합 슬롯 안테나

(d) 유도성 결합 슬롯 안테나

그림 4.8 CPW 급전 슬롯 안테나

그림 4.8(a)를 보면 소스 여기 방법에 대해 쉽게 이해할 수 있다. 이 경우에는 두 CPW 선로의 전계장이 안테나의 슬롯에 여기되게 된다. 안테나의 방사되는 영역은 슬롯의 너비에 따라 선형 편파의 특성을 나타내게 된다. 그림 4.8(b)에 나타나 있는 오프셋 급전 방식의 안테나는 CPW 전송 선로의 특성 임피던스와 슬롯 안테나의 적합한 임피던스 정합을 할 수 있는 장점이 있다. 그림 4.8(d)에 있는 유도성 결합 급전 슬롯 안테나는 CPW 전송 선로와 슬롯 안테나와의 자계장의 커플링을 설명해 줄 수 있는 모델이다. 이 커플링 방식을 그림 4.9에 나타내었다. 그림에 나타나 있듯이 자계장은 슬롯에 전계장을 야기시키게 된다.

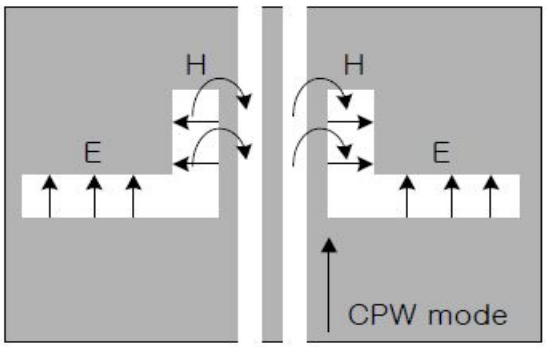


그림 4.9 유도성 결합 급전 CPW 슬롯 안테나의 커플링 영역 내의 전계장과 자계장 분포

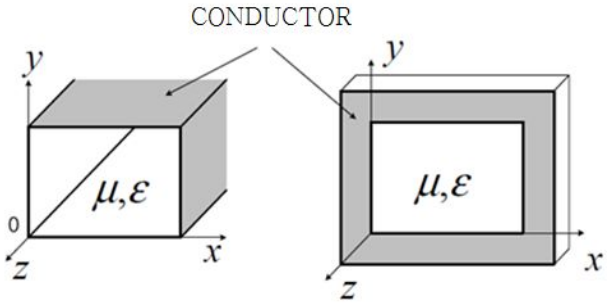
슬롯의 수평 방향의 전계장이 서로 반대 방향을 향하고 있기 때문에 이들은 서로 방사에 영향을 미치지 않고, CPW 선로와 슬롯 안테나 사이의 커플링을 증가시키는 역할을 한다. 슬롯의 수직방향으로 있는 꺽여진 슬롯은 슬롯의 필드와 비슷한 방향을 가지기 때문에 방사에 영향을 미친다.

3. 마이크로스트립 슬롯 안테나 특성

a. 슬롯 공진 모드 해석

도파관이 그림 4.10처럼 z축으로 파를 진행시키는 구조이고 z축방향으로 전자계의

변화가 없기 때문에 z축의 특정한 위치의 단면적 x-y 평면에서 전자계를 분석할 때 2차원으로 해석할 수 있다.

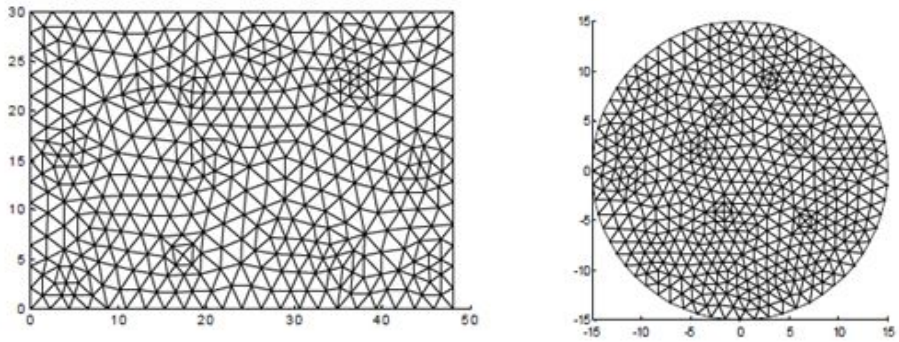


(a) 도파관 (b) 슬롯

그림 4.10 도파관과 슬롯의 구조비교

이와 유사하게 슬롯에서 방사가 일어나는 안테나의 슬롯면에서의 전자계 분포를 살펴보면 도파관의 단면적과 비슷한 구조를 가진다. 물론 도파관에서의 방사 형태는 z축으로 일정하게 파가 진행하는 형태이고 슬롯에서의 방사형태는 산란이 일어나지만 도파관의 모양이나 슬롯의 모양에서 발생할 수 있는 고유공진값은 같다.

그림 4.11은 유한요소법에 의해 가로48mm, 세로30mm인 직사각형 슬롯과 반지름이 15mm인 원형슬롯에 대해 고유공진값을 구하기 위해 슬롯을 3각형의 요소들로 분할해 놓은 그림이다.



(a) 48mm X 30mm 직사각형 슬롯 (b) 반지름 15mm 원형 슬롯

그림 4.11 슬롯의 요소 분할

표 4.1 반지름이 15 mm인 원형슬롯의 공진주파수

공진 모드		공진 주파수(GHz)		오차(%)
TE	*TM*	유한 요소법	이론적 계산	
11	-	3.954	3.952	0.051
-	11	5.166	5.157	0.174
21	-	6.567	6.553	0.213
01	-	8.254	8.217	0.450
-	11	8.248	8.217	0.377
-	21	11.084	11.012	0.690
41	-	11.483	11.402	0.710
12	-	11.523	11.132	0.796
-	02	11.930	11.837	0.785
-	31	13.759	13.682	0.562
51	-	13.895	13.759	0.988

위의 표 4.1는 반지름이 15mm인 원형슬롯에 대한 공진주파수를 유한요소법과 이론적계산에 의해 구한 값을 비교하고 있다. 유한요소법에 의해 구한 공진주파수가 전체적으로 이론에 의해 구한 공진주파수와 오차 없이 거의 일치하였다. 원형슬롯인 경우 TE_{01} 모드와 TM_{11} 모드의 고유공진값은 서로 같은 특징이 있다. 유한요소법은 특정좌표 체계로 설명할 수 없는 형태에 대해서도 구애받지 않으며 비교적 정확한 고유공진값을 구할 수 있다.

아래 그림 4.12는 꼭지점이 둥근슬롯에 대한 설명을 보여주기 위한 그림이다. R_c는 직사각형 슬롯꼭지점에 있는 원의반지름이며 R_c가 클수록 꼭지점의 둥근정도가 더 크다는 것을 의미한다.

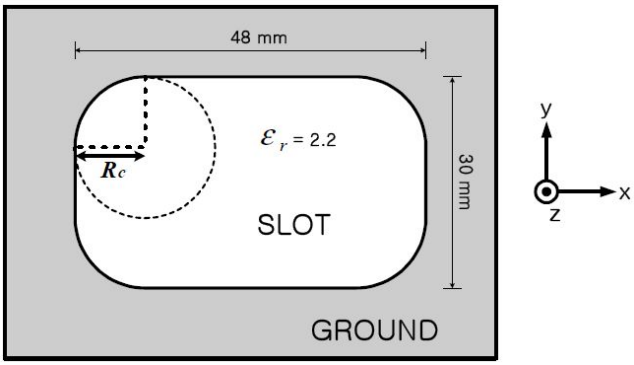


그림 4.12 꼭지점이 둥근 직사각형 슬롯

아래 그림 4.13은 유한요소법을 이용하여 직사각형 슬롯의 꼭지점이 둥근정도가 다른 각각의 슬롯들의 공진주파수를 구한 값이다. 유한요소법을 이용하여 고유공진값을 구한 후 유전상수 2.2를 적용하여 공진주파수를 구하였다. 슬롯이 직사각형일때는 TE_{11} 모드와 TM_{11} 모드의 공진주파수 또는 TE_{21} 모드와 TM_{21} 모드의 공진주파수는 같다. 하지만 슬롯의 꼭지점이 둥글수록 TE_{11} 모드나 혹은 TE_{21} 모드의 공진주파수는 각각 TM_{11} 모드나 혹은 TM_{21} 모드 공진주파수 보다 상대적으로 더 높아져 점차적으로 공진주파수의 분화가 발생한다.

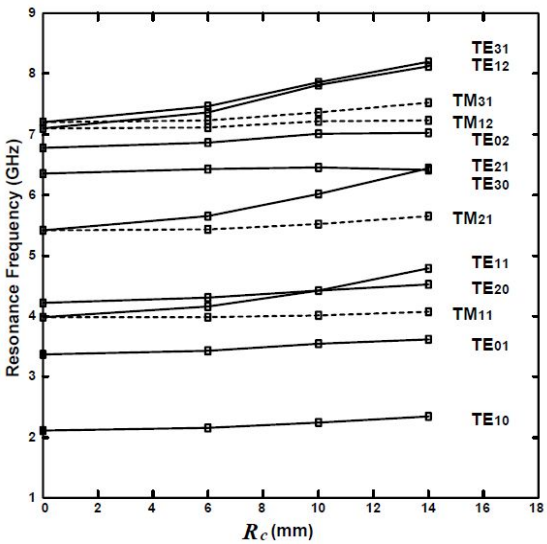


그림 4.13 꼭지점이 둥근 정도 (Rc)에 따른 공진주파수의 변화

또 한 꼭지점이 둥글게 됨으로써 원형도파관의 공진모드와 유사하게 TE_{01} 모드의 공진주파수가 TM_{11} 모드의 공진주파수와 같아지려는 경향이 있다. 즉, 꼭지점이 둥글수록 발생할 수 있는 공진주파수가 많아지게 되고 공진주파수 간격이 조밀하며 고르게 분포한다.

C. 마이크로스트립 패치 안테나

마이크로스트립 패치(microstrip patch) 안테나는 다른 안테나에 비해 무게가 가볍고 부피가 작으며 평면형 구조에 적합하므로 미사일 및 위성 등에 쉽게 부착될 수 있으며, 소형, 경량화의 특성을 만족하는 것으로 무선랜에서 사용되는 안테나에 사용하는 것이 적합하다.

이 마이크로스트립 패치 안테나는 제작이 용이하고 구조상 박막의 형태를 가지고 있기 때문에 안테나를 설계할 때 급전선로와 정합회로를 동시에 구현할 수 있으며, 초고주파회로와 쉽게 연결할 수도 있다. 그러나 대역폭이 좁고 표면파가 발생하며 손실이 크기 때문에 이득이 작고 사용될 수 있는 전력량도 제한적이므로 이러한 단점들을 극복하려는 방법이 다각적으로 연구되고 있다.

마이크로스트립 안테나는 유전체 기판의 한쪽 면에 방사 패치를 두고, 다른 면에는 접지를 둔 간단한 구조를 가지고 있다. 패치의 가장자리 부분(fringe fields)에 의해 방사를 얻으며 소형화, 경박화가 가능하고 저가로 만들 수 있는 장점이 있다. 다른 장점으로는 사진 식각 기술을 이용하여 제작이 간편하여 선형이나 평면형 배열안테나로의 확장이 용이한 점을 들 수 있다. 그리고 집적화가 용이하여 무선랜 기기의 전체적인 크기를 줄일 수 있는 장점을 가지고 있어 무선랜용 안테나로서 적합하며 많은 각광을 받고 있다.

1. 마이크로스트립 패치 안테나 구조 및 특성

마이크로스트립 패치 안테나는 방사소자(patch)와 급전선로를 유전체 기판위에 포토

에칭(Photo Etching)기술 등을 이용하여 제작한다.

마이크로스트립 패치 안테나의 기본구조는 그림 4.14에서 보는 바와 같이 $t \ll \lambda$의 매우 얇은 동판 사이에 비유전율이 ε_r인 기판을 위치시킨 형태로 구성되며, 위 부분의 동판은 패치 및 급전선로가 존재하고 아래 부분의 동판은 접지면이 만들어진다. 패치는 일반적으로 구리와 같은 금속이며 분석을 간단히 하고 성능을 예측하기 위해 적당한 형태의 구조를 사용해야 한다. 이상적으로 기판의 유전율 ε_r은 보통 $2.2 < \varepsilon_r < 12$ 정도로서, 최대의 방사조건을 만족하기 위하여 $\varepsilon_r < 2.5$ 정도의 낮은 값을 가지는 유전체를 사용하며, 도파로파(Waveguide Wave) 등을 발생시키기 위한 조건으로서 4이상의 높은 유전율을 가지는 기판이 요구된다. 일반적으로 안테나에 사용되는 기판의 비유전율이 작을수록 효율이 증가하고 대역폭이 증가하며 방사가 잘되는 특성이 있으나 크기가 커지는 단점이 있다.

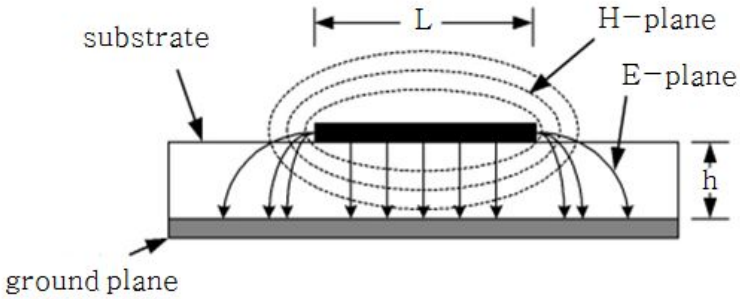
반면 비유전율이 커지면 크기가 작아지는 장점이 있으나 표면전류가 흐르게 되어 효율이 떨어지고 대역폭이 좁아지게 된다. 그리고 유전체 기판의 두께를 증가시켜 선택도 Q를 감소시킴으로서 대역폭과 효율을 높일 수 있지만 기판의 두께가 증가할수록 공급되는 전력의 상당 부분이 표면파(surface wave)가 되고, 이 표면파가 결국 유전체의 구부러진 부분이나 불연속지점에서 산란되므로 전력손실의 원인이 된다. 마이크로스트립 패치 안테나는 일반적인 마이크로웨이브 안테나와 비교하여 많은 장점들을 가지고 있다. 따라서 100㎒ ~ 100㎓의 넓은 주파수범위에서 여러 가지 응용장치에 이용되고 있다.

그리고 이중 공진형 안테나 등의 방법을 이용하여 대역폭을 60%이상 증가시킬 수 있으며, 낮은 이득과 전력조절 제한 및 이득과 방사패턴 등은 배열구조를 적용함으로서 쉽게 해결할 수 있다. 또한 표면파 발생으로 인한 효율저하, 상호결합의 증가는 유전체의 비유전율 조정 및 패치 사이의 간격 등을 조절함으로서 극복될 수 있다[70].

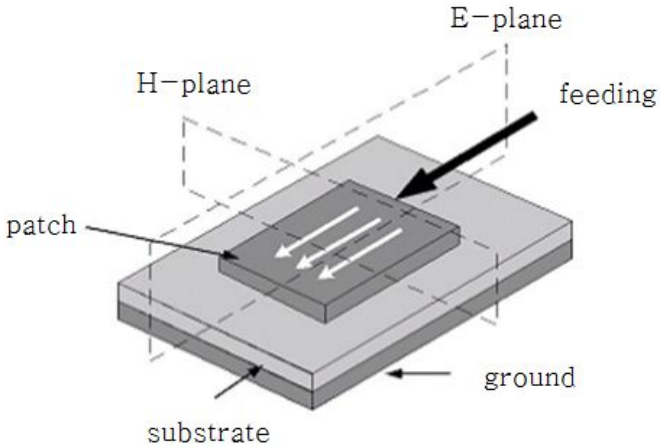
그림 4.14 의 패치 윗면에 흐르는 전류분포 및 이 전류에 의하여 발생된 전계평면(E-plane) 및 자계평면(H-plane)을 나타내고 있다.

유전체 기판 위에 일정한 크기의 도체를 위치시키고 마이크로스트립 선로나 동축선 등을 이용하여 전력을 공급하면, 도체 윗면에 흐르는 표면전류의 크기는 신호 주파수

가 공진점에 근접할 때 최소 저항손실과 최소 전력손실 및 최대 방사를 행하게 된다. 공진 상태에서 전류 형태는 구조물의 공진모드라 불리는 고유함수와 관계가 있으며, 공진은 도체의 크기가 공급 신호에 대한 반 파장의 정수 배일 경우 발생한다.



(a) 측면도



(b) 구조와 동작원리

그림 4.14 마이크로스트립 패치 안테나의 구조와 동작원리

표면전류의 크기는 신호 주파수가 공진점에 근접할 때 최소 저항손실과 최소 전력손실 및 최대 방사를 행하게 된다. 공진 상태에서 전류 형태는 구조물의 공진모드라 불리는 고유함수와 관계가 있으며, 공진은 도체의 크기가 공급 신호에 대한 반 파장의 정수 배일 경우 발생한다.

마이크로스트립 공진기는 도체의 길이와 폭의 비에 의하여 분류되며, 폭이 길이에 비해 좁은 공진기일 때 다이폴이라 하고 폭과 길이의 비가 작을 경우 마이크로스트립 패치라 한다. 다이폴과 패치에서 기본 모드에 대한 수직축의 전류분포는 비슷하므로 방사패턴과 이득이 유사하지만 입력 임피던스와 부엽 및 편파와 같은 다른 특징들은 매우 큰 차이가 있다.

전송선로에서 전자계는 도체의 근처에 집중되어 있으므로 도파로파 만이 공급되며, 도파로파는 높은 유전율의 얇은 기판에 인쇄함으로서 주로 발생시킬 수 있다. 패치에서는 대부분 방사파가 존재해야 하며 패치 아래의 도파로파에 의해 에너지가 집중되는 것을 방지해야 한다. 방사파는 기판의 두께가 두껍고 낮은 유전율을 가질 때 주로 발생한다. 따라서 패치와 급전선로가 동일 기판 위에 존재할 경우에는 전송과 방사 사이에 적절한 타협(trade off)이 결정되어야 한다. 마이크로스트립 패치 안테나 특성과 파라미터와의 관계를 정리하여 아래 표 4.2에 나타냈다.

표 4.2 마이크로스트립 패치 안테나 특성과 파라미터와의 관계

항 목	기판 두께	기판의 비유전율	패치 넓이
높은 방사효율	두꺼움	낮음	넓음
낮은 유전체 손실	얇음	낮음	-
낮은 도체 손실	두꺼움	-	-
광대역 특성(임피던스)	두꺼움	낮음	넓음
낮은 표면파 발생	얇음	낮음	-
낮은 교차편파	-	낮음	-
경 량	얇음	낮음	-
견고성	두꺼움	낮음	-
오차에 대한 낮은 특성변화	두꺼움	낮음	넓음

2. 마이크로스트립 패치 안테나 종류

a. 사각 마이크로스트립 패치 안테나

마이크로스트립 패치는 정사각형, 직사각형, 원형, 링형, 삼각형, 타원형 등 여러 가지가 있으며 간단한 기본 형태의 배열이나 결합을 통하여 특별한 용도에 적용할 수도 있다. 이러한 특정 모양의 선택은 대역폭과 부엽과 교차편파 및 안테나 크기를 고려하여 사용 목적과 환경에 가장 적합한 형태를 선택한다.[17][20]

그림 4.15는 사각 마이크로스트립 패치 안테나로서, 마이크로스트립 선로에 의해 급전되는 방식을 나타내고 있다. 사각 패치는 보통 실수 값의 입력임피던스를 얻기 위하여 공진점 근처에 서 동작한다. 공진 주파수를 결정하기 위하여 전송선로 모델(transmission line model)을 비롯한 여러 가지 모델을 사용할 수 있다.

전송선로 모델은 마이크로스트립 선로로 급전되는 사각 패치의 해석에 적합한 모델로서 방사패턴에 대한 합리적인 해석이 가능하지만 안테나 특성을 단순하게 모델링한 근사해석법이기 때문에 오차가 큰 경우도 있다.[17] 따라서 최근 개발된 전파(Full-Wave)해석법은 배열 안테나의 해석에 기존의 해석법보다 정밀한 해석법으로서, 본 논문에서 이용한 앙상블은 그린(Green)함수를 사용하여 전파해석법을 적용한 시뮬레이터로서, 표면파의 여기와 전자파 및 산란체들 사이의 상호결합효과, 불연속효과, 기생효과들을 모두 고려하므로 정확하고 엄밀한 해를 얻을 수 있다.

그림 4.15는 사각 마이크로스트립 패치 안테나로서, 마이크로스트립 선로에 의해 급전되는 방식을 나타내고 있다. 사각 패치는 보통 실수 값의 입력임피던스를 얻기 위하여 공진점 근처에 서 동작한다. 공진 주파수를 결정하기 위하여 전송선로 모델(transmission line model)을 비롯한 여러 가지 모델을 사용할 수 있다. 전송선로 모델은 마이크로스트립 선로로 급전되는 사각 패치의 해석에 적합한 모델로서 방사패턴에 대한 합리적인 해석이 가능하지만 안테나 특성을 단순하게 모델링한 근사해석법이기 때문에 오차가 큰 경우도 있다.

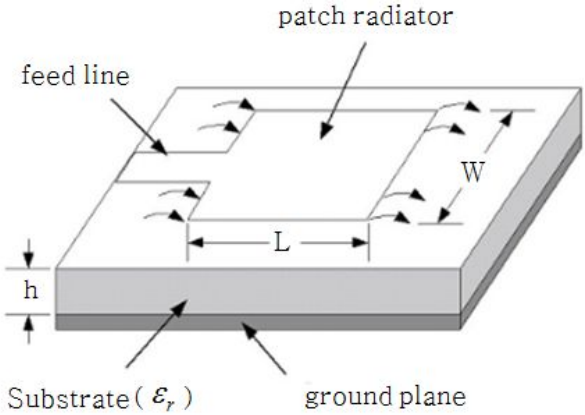


그림 4.15 마이크로스트립 선로에 의해 급전되는 사각 마이크로스트립 패치 안테나

따라서 최근 개발된 전파(Full-Wave)해석법은 배열 안테나의 해석에 기존의 해석법보다 정밀한 해석법으로서, 본 논문에서 이용한 앙상블은 그린(Green)함수를 사용하여 전파해석법을 적용한 시뮬레이터로서, 표면파의 여기와 전자파 및 산란체들 사이의 상호결합효과, 불연속효과, 기생효과들을 모두 고려하므로 정확하고 엄밀한 해를 얻을 수 있다.

마이크로스트립 패치 안테나를 설계할 때 가장 일반적인 형태는 사각 모양이다. 사각형 패치는 길이 L, 폭 W, 두께 t, 도전율 σ인 양단이 개방된 전송선로로 가정하고, 양단은 가장자리효과(fringe effect)를 고려하여 등가길이 $\triangle l$을 첨가하여 해석한다. 여기서 패치 안테나의 길이 L은 주로 안테나의 공진 주파수를 결정하며 대략 $\frac{\lambda}{3} < L < \frac{\lambda}{2}$ 정도이다.

안테나의 폭 W 는 주로 안테나의 입력임피던스를 결정하며, 안테나의 입력 임피던스와 급전선의 특성임피던스가 정합 되도록 설계한다. 이러한 경우 공진 주파수는 다음 식 (4-32)으로 구할 수 있다.[19-20]

$$f_m = \frac{mc}{2(L+\triangle l)\sqrt{\varepsilon_e}} \tag{4-32}$$

여기서, 정수 m은 모드 번호로서 $m = 1,2,3,\cdots(\neq 0)$으로 주어지고, c는 빛의 속도이며, ε_e는 유효 유전율로서 다음 식 (4-33)과 같이 주어진다.

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{4-33}$$

패치 폭 W 는 식 (4-34)식과 같이 주어지며, W 가 좁게 설계될 경우 방사효율이 저하되는 반면, 넓게 설계되면 방사효율은 커지지만 고차모드가 발생되어 전자계의 왜곡이 발생할 수 있다.

$$W = \frac{c}{2f_m}\left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{4-34}$$

양단이 개방된 가장자리 전자계는 패치의 유효길이를 늘려주기 때문에 반파장 패치의 길이가 유전체 기판에서의 반 파장보다 약간 짧게 설계한다. 반파장 패치의 공진길이에 대한 근사값은 다음 식 (4-35)와 같이 주어진다.

$$L \simeq 0.49\lambda_d = 0.49\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4-35}$$

여기서 λ는 자유공간에서의 파장이고, λ_d는 유전체에서의 파장이다. 가장자리 효과에 의한 미소길이 증가분 $\triangle l$은 다음 식 (4-36)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\triangle l = 0.412h\left(\frac{\varepsilon_e + 0.3}{\varepsilon_e - 0.258}\right)\left(\frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8}\right) \tag{4-36}$$

기판 특성에 따른 이득과 주파수의 관계를 고려할 때 이득은 주어진 유전율 ε_r에서 유전체의 두께 h 가 증가함에 따라 증가하고, ε_r이 증가함에 따라 감소하는 특성을 가진다.[71]

b. 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나

안테나에서 방사되는 파는 타원형 편파인데 축비 경사각 및 회전 방향이라는 세 가지 매개 변수에 의해 정의된다. 축비가 무한대 또는 영일 때 편파는 지향을 정의하는 경사각과 선형을 이룬다. 선형 편파의 품질은 대개 교차 편차 레벨에 의해 표시된다. 축비가 인 경우 완벽한 원형편파가 얻어지며 경사각은 적용되지 않는다.

대체로 축비는 원형편파의 품질을 명시하는데 이용된다. 또한 위상차를 갖는 개의 직교하는 성분이 방사될 때 안테나는 원형편파를 만들어낸다 이 요건을 충족할 수 있는 안테나의 종류는 다양하며 이는 공진기형 안테나와 진행파형 안테나로 구분할 수 있다 공진기형 안테나는 위상차를 갖는 개의 직교 모드를 동시에 지원할 수 있는 단일 패치 안테나로 구성되거나 지향 및 위상이 조절되는 선형 편파 공진 패치 배열로 구성된다. 진행파형 안테나는 대개 마이크로스트립 전송선으로 구성된다. 진행파 선로의 불연속부를 따라 적절한 위상을 갖는 직교 성분들을 방사함으로써 원형편파를 만들어 낸다.

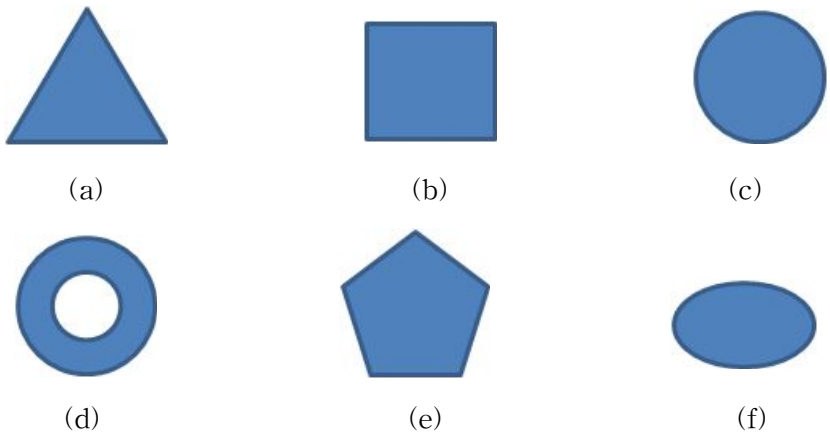


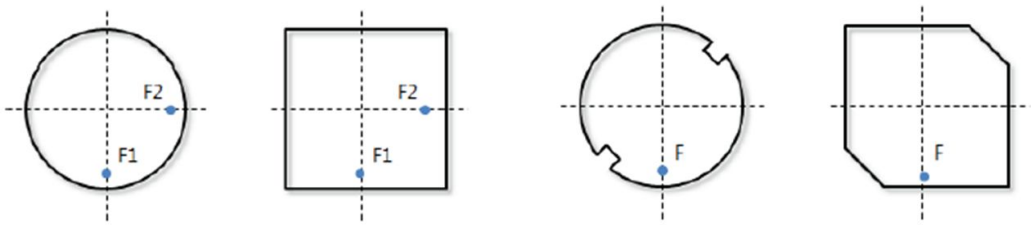
그림 4.16 다양한 종류의 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나

그림 4.16은 원형편파를 발생하는 마이크로스트립 안테나 종류를 나타낸 것이다.

그림 4.16에서 볼 수 있듯이 원형 편파를 구현할 수 있는 사각형 원형 오각형 정삼각형 링 및 타원형 등의 일부 패치를 나타낸다. 그러나 실제로는 사각형 및 원형 패치가 원형 편파를 만들어내기 위해 가장 널리 사용되는 방사소자 가운데 하나이다.

2개의 패치 모드가 회전 방향을 결정하는 신호가 있을 때 동일한 진폭 및 $\pm 90^{\circ}$ 역 위상으로 동시에 여기되는 경우 원형 편파를 방사하는 단일 패치 안테나가 만들어질 수 있다.

그림 4.17은 원형편파 마이크로스트립 안테나의 두 가지 방식을 나타낸다. 첫 번째는 이중 직교 급전 방식 패치이며, 외부 전력 분배기 회로가 사용된다. 다른 한 가지는 외부 전력 분배기가 필요하지 않은 단일 지점 급전 방식 패치이다.



(a) 이중 직교 급전 방식 패치 (b) 단일 지점 급전 방식 패치

그림 4.17 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 두 가지 방식

그림 4.18은 이중급전 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 모형이다 두 개의 선평편파가 같은 크기를 가지고 공간적으로 직교하며, 90° 위상차를 줌으로써 원형편파를 발생시킬 수가 있다. $3db$ 하이브리드가 광대역 특성을 갖기 때문에, $VSWR$과 축비 대역폭이 넓은 특성을 갖는 장점이 있으나 급전라인이 복잡하고 배열안테나에 적합하지 않은 단점이 있다. Offset-feeding 원형편파 안테나는 한쪽의 급전라인을 $\frac{\lambda}{4}$만큼 길게 하여 90° 위상차를 주어 원형편파를 발생시키는 형태이다 이러한 오프셋 피딩방법은 급전구조가 좀 더 간단한 장점이 있는 반면 오프셋 피딩 라인이 $3db$ 하이브리드 형태에 비해서

주파수에 따라 변하는 정도가 크므로 협대역 특성을 보이는 단점이 있다.

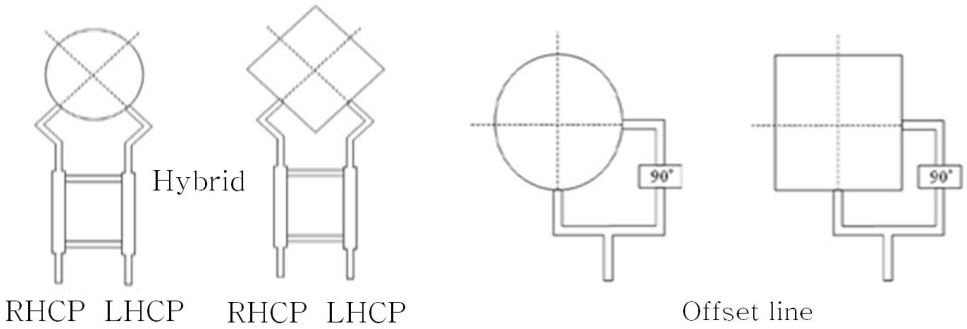


그림 4.18 이중급전 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나

D. 마이크로스트립 패치 안테나 급전방법

안테나에 전력을 공급하는 대표적인 방법으로서 마이크로스트립 선로급전(microstrip line feed)방법과 동축선 급전(coaxial feed)방법 및 슬롯 급전(slot feed)방법 등이 있다.[71]

단일 유전체 기판의 경우 마이크로스트립 안테나의 급전 방식은 방사 소자에 마이크로스트립 선로를 직접 결합(direct feeding)하는 방법, 개구 결합 급전방법(aperture coupled feeding)과 기판의 뒷면에서 동축선로를 통하여 안테나를 급전시키는 프루브 급전(probe feeding)방법이 있다. 이러한 급전방법은 급전선에 의한 기생방사와 급전 임피던스를 증가시키고, 비대칭으로 인한 교차 편파(cross polarization)를 발생하게 된다. 특히 주파수가 높아짐에 따라 급전선의 손실이 급격히 증가된다. 따라서 안테나 전체의 효율은 급전선이 삽입손실로 인해 저하된다. 급전방법을 설계할 때 급전선에 의한 삽입 손실의 최소화, 가급적 작은 면적의 사용, 교차 편파를 증가시키는 급전 선로상의 불연속성의 최소화 등을 고려하여야 한다.

1. 마이크로스트립 직접 급전방법

그림 4.19의 직접 급전방법은 간단하여 많이 사용된다. 마이크로스트립 선로로 패치 끝면과 직접 연결하는 방법이다. 이 급전방법은 하나의 기판에 안테나와 급전선로를 동시에 설치할 수 있지만 마이크로스트립 급전선로에서 방사가 발생하며 임피던스 정합 목적으로 임피던스 변환기가 필요한 단점이 있다. 이 방식은 표면파에 의해 파장당 $\frac{0.15dB}{\lambda g}$의 손실이 있다.

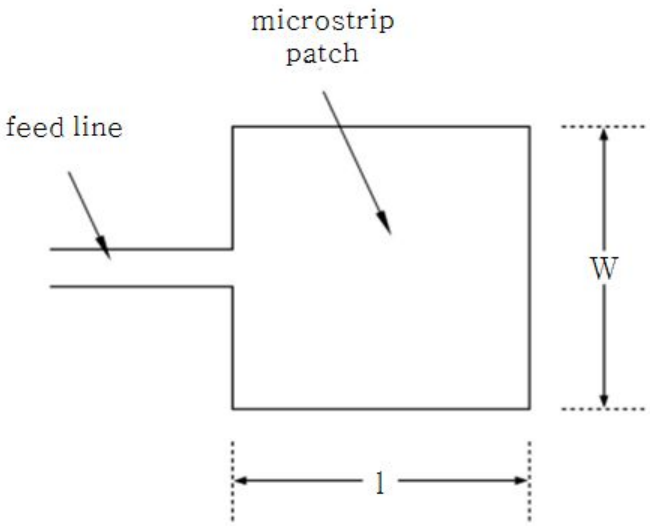


그림 4.19 직접 급전 패치안테나

여기서, λg은 마이크로스트립 선로의 관내파장이다. 마이크로스트립 선로의 특성임피던스는 폭 W, 높이 h, 주파수 f에 따라

$$Z_0(f) = \frac{120\pi h}{W_e(f)\sqrt{\epsilon_e(f)}} \tag{4-37}$$

으로 되며, 여기서 유효 선로 폭과 실효 유전율은

$$W_e(f) = W + \frac{W_e - W}{1 + k_1 (\frac{f}{f_p})^2} \tag{4-38}$$

$$\varepsilon_e(f) = \varepsilon + \frac{\varepsilon_e - \varepsilon_{e0}}{1 + k_1 (\frac{f}{f_p})^2} \tag{4-39}$$

이고, 여기서 $fp = \frac{0.4Z0}{h}$, $K_1 = 0.6 + 0.009\,Z_0$, ε_{e0} 는 주파수가 0일 때 실효 유전율이며, fp 와 h의 단위는 각각 ㎓와 ㎜이다.

아래 그림 4.20 급전선로와 방사소자 사이에 임피던스 Z_T인 $\frac{1}{4}$파장 임피던스 변환기를 사용하여 임피던스 정합을 시킨 것이다. 방사소자의 길이가 $\frac{1}{2}$파장이므로 방사소자의 입력 임피던스는

$$Z_T = \sqrt{\frac{Z_f R_r}{2}} \tag{4-40}$$

이다.

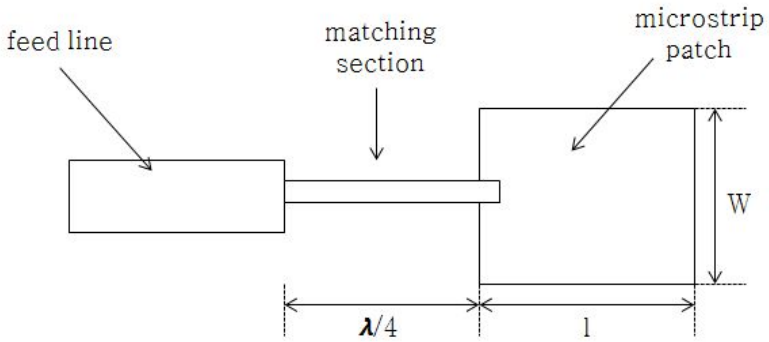


그림 4.20 1/4파장 임피던스 정합한 직접 급전 방법

위 그림 4.20은 마이크로스트립 선로 급전방법이며, 마이크로스트립 선로로 패치 끝면과 직접 연결하는 방법이다. 이 방법은 하나의 기판에 안테나와 급전선로를 동시에 설치할 수 있지만 마이크로스트립 급전선로에서 방사가 발생하며 임피던스 정합 목적으로 임피던스 변환기가 필요한 단점이 있다. 여기서 임피던스 변환기를 보통 $\frac{\lambda}{4}$λ/4변환기($\frac{\lambda}{4}$ transformer)라 한다.[72-73]

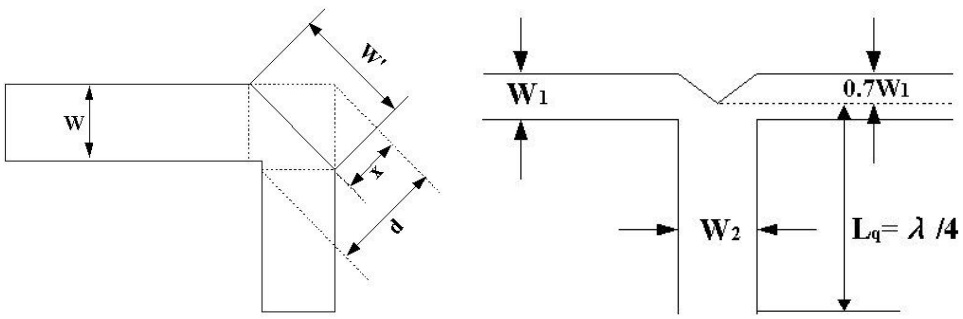
마이크로스트립 선로급전의 불요불급(spurious)한 방사는 부엽과 교차편파의 발생을 증가시키고 결과적으로 안테나의 성능을 감소시킨다. 한편 큰 전력이 패치 아래에 축적되는 공진기 효과가 발생함으로서 안테나의 방사특성을 감소시키며 대역폭도 축소되는 결과를 가져온다. 따라서 마이크로스트립선로급전방식의 경우 안테나의 입력임피던스와 급전선로의 특성임피던스 등을 원하는 값으로 정합 시켜야 한다.

마이크로스트립 전송선로에 의해 발생할 수 있는 손실은 크게 선로손실과 방사손실로 구분할 수 있다. 선로손실은 유전체 손실과 마이크로스트립 선로도체로 인한 손실 및 접지면 도체로 인한 손실로 구성된다.[73] 여기서 유전체 손실은 0.002이하의 값을 가져야 한다.[74] 선로손실은 유효 유전율과 선로임피던스가 증가함에 따라 커지고, 기판 두께가 증가함에 따라 감소한다.

급전선로 상의 방사손실은 주로 표면파에 의한 마이크로스트립 선로의 불연속성으로부터 발생한다. 즉 불연속면의 리액턴스 변화에 따른 임피던스 부정합에 의해 방사손실이 발생한다. 급전선로의 직각 휨 부분에서 발생되는 불연속성을 보상하기 위하여 모서리가 45° 커팅 된 선로를 이용하며, 전송선로에서 공급전력을 분배하는 지점인 T 접합면에 V홈 형태로 커팅 함과 동시에 $\frac{\lambda}{4}$ 변환기를 설치한다. 그리고 급전점과 급전선로 사이에 $\frac{\lambda}{4}$ 변환기의 설치하며, 높은 선로임피던스를 가지도록 설계한다. 여기서 마이크로스트립 선로를 커팅하는 조건은 다음 식 (4-41)과 같다.[75]

$$M = 52 + 65e^{\frac{-1.35W}{h}} [\%] \quad (4\text{-}41)$$

여기서 $\frac{W}{h} \geq 25$, $\varepsilon_r \leq 5$이며, M은 $\left(\frac{X}{d}\right)*100\%$에 의해 주어지는 백분율 커팅 크기다. 즉 직각으로 휘어진 전송선로를 45° 경사면으로 커팅한 선로에 대해 반사손실은 전송선로가 임피던스에 의해 결정될 때 특성임피던스와 동일하게 되지만, 전송선로의 중심선을 따라 측정되는 길이가 축소되는 만큼 불연속 리액턴스가 감소된다. 커팅 기준은 전송선로 폭 W 에 대해 직각 휨 부분의 45° 경사면 길이 W' 는 $1.8W$, V홈의 전체 경사면 길이는 약 $2W$ 1로 설계할 때 반사손실특성이 가장 양호하다.



(a) 직각 휨 전송선로 (b) T 접합면

그림 4.21 전송선로 상의 임피던스 변환기

위 그림 4.21(a)는 전송선로의 직각 휨 부분에 대한 45° 경사면 방법으로 구성한 임피던스 변환기를 나타내고 있으며, (b)는 T 접합면의 V홈 설계방법을 나타내고 있다. 그림 4.22는 급전점의 임피던스정합을 나타내고 있다.[75] 이의 임피던스 정합 조건은 $Z_2 = \sqrt{Z_1 Z_3}$ 이다.

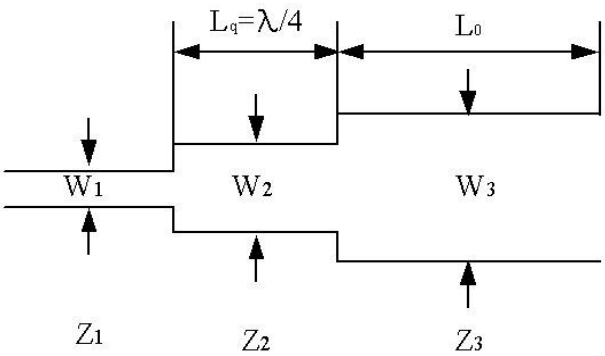


그림 4.22 급전점의 임피던스 정합

마이크로스트립 선로급전방법에 의해 설계 및 제작된 마이크로스트립 배열안테나에서 이득이 감소하는 이유를 종합하면 급전선로와 패치에서의 저항손실, 급전선로의 방사손실 및 표면파 발생, 상호결합 그리고 설계와 제작 상에서의 허용오차(tolerance error)에 의해 발생되는 손실 등이 있다. 여기서 상호결합은 배열 안테나의 부엽 준위를 증가시키며, 특히 E-평면이 H-평면보다 훨씬 더 증가된다.[76]

16×16방사소자보다 작은 배열 안테나에 대해 총 급전선로 방사손실은 저항성손실보다 크다.[77] 즉 방사손실의 개선에 역점을 두고, 모든 배열 안테나는 비교적 두께가 얇고, 유전율이 높은 기판을 사용하는 것과 동시에 급전선로 임피던스가 높으며 불연속면을 적절하게 설계한다. 그러나 전송선로를 밀리미터파 대역에서 구성할 경우 삽입손실이 커지기 때문에 전체적인 이득의 저하가 초래될 수 있다. 따라서 급전선로의 손실이 크면 안테나를 구현하기가 불가능하므로 매우 적절하게 고려하여야 한다.

2. 프루브 급전방법

아래 그림 4.23에서 마이크로스트립 안테나와 급전회로는 동축 프루브(probe)로 접속된다. 이 구조는 프루브에 의해 발생되는 리액턴스가 급전회로 설계의 관건이 된다. 주파수가 높아짐에 따라 프루브 리액턴스가 안테나의 입력 임피던스에 과도한 영향을 준다. 따라서 이러한 프루브 리액터스를 제거하기 위해 정전용량 스터브(stub)를 사용하

거나 패치의 일부분을 에칭해서 조정하여야 한다.

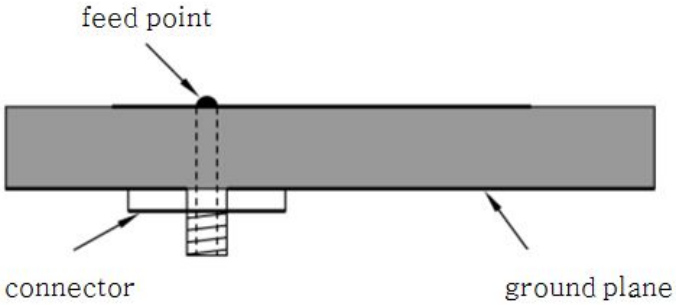


그림 4.23 동축-마이크로스트립 급전방법

프루브 급전은 기판에 수직으로 동축선을 연결하는 방법으로서, 동축선의 내부 도체 위치에 따라 정확한 급전점을 구할 수 있고 급전 선로와 안테나 패치 사이의 결합을 최소화시킬 수 있지만 기판이 두꺼울 때 동축선 급전에서의 방사량은 중요한 성분이 된다. 특히 배열 안테나의 경우 동축선 급전이 인접 안테나에 영향을 주기 때문에 결합현상이 발생하기도 하며 또한 안테나와 급전선로를 하나의 기판에 설치할 수 없으므로 제작이 복잡하다. 동축선을 사용하여 급전하는 경우 별다른 급전선로 없이 직접 안테나에 동축선을 연결해야 하므로 안테나의 입력임피던스는 50Ω으로 결정해야 한다. 아래 그림 4.24에 동축선 급전방법을 나타냈다.

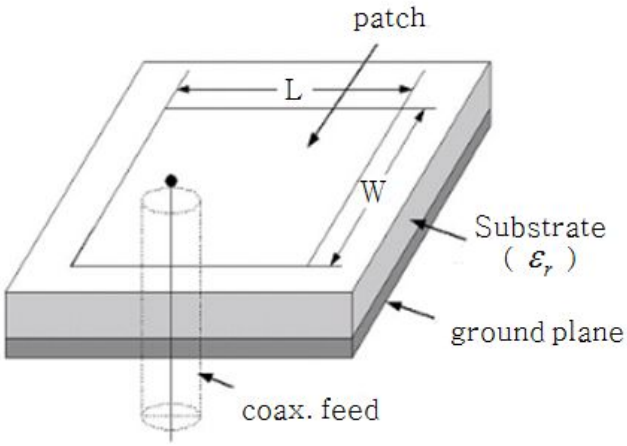


그림 4.24 동축선 급전 구조

3. 개구 결합 급전방법

방사소자와 스트립선로 급전 사이에 있는 접지판의 개구를 통하여 결합을 한다. 개구의 위치를 접지판에서 정확히 하는 것이 중요하다.

아래 그림 4.25는 개구의 위치가 급전선로 상에 있어 방사를 집중시킴으로 결합강도를 높일 수 있다. 또한, 방사소자에 유전율이 낮은 기판을 사용하여 임피던스 대역폭을 높이고 급전기판에는 가급적 유전율이 큰 기판을 사용하면 소형화가 가능하다.

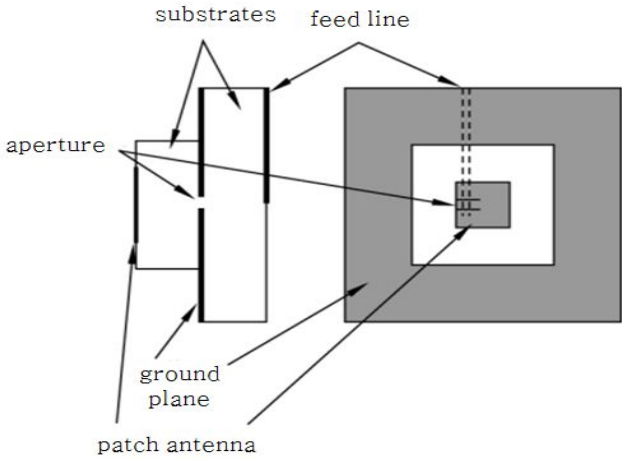


그림 4.25 개구결합 패치안테나

V. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 실험 및 분석

A. 이중구조형 z-슬롯 안테나 주파수대역

RFID는 HF 대역(13.56㎒), UHF 대역(860 ~ 960㎒), ISM대역(2.4㎓)에서 다각적인 연구가 실현되고 있으나 HF대역의 RFID는 자계 결합 방식을 사용하여 안테나 인식 영역이 매우 협소하다는 단점을 갖고 있으며, ISM대역의 RFID는 주변 환경에 민감하여 전체 RFID 시스템의 성능이 가변적이라는 단점을 갖고 있다. 반면 UHF 대역은 수동 태그의 인식률 및 인식거리가 가장 뛰어날 뿐만 아니라 전자파 방사 방식을 사용하여 다량의 태그를 동시에 빠른 속도로 인식할 수 있다. 또한 주변 환경에 매우 안정적이고 태그와 태그 칩의 저가 생산이 가능해서 현재 RFID의 가장 각광 받고 있는 대역으로 알려져 있다. 현재 우리나라에서도 UHF 대역(908.5 ~ 914㎒)이 RFID 용도로 할당되어 공표되었으며 다양한 분야에서 연구 개발되고 있다.

UHF 대역의 RFID 시스템에서는 리더기와 태그를 연결하는 안테나의 역할이 중요하다. 특히 태그 전원을 리더기 안테나의 전파로 공급받는 수동형 RFID는 리더기 안테나의 특성에 따라 시스템의 통신효율이 결정된다.

표 5.1 UHF 대역 사용 목적

주파수	단점	장점
HF (13.56MHz)	자계 결합 방식을 사용하여 안테나 인식 영역이 매우 협소	-
ISN (2.45GHz)	주변환경에 민감하여 전체 RFID 시스템의 성능이 가변적	-
UHF (860M ~ 960MHz)	-	인식률 및 인식거리 뛰어남 전자기파 방식을 이용 고속, 다량의 태그 인식 기능 주변 환경에 매우 안정적 우리나라 RFID 할당주파수 대역 (908.5 ~ 914MHz)

효과적인 UHF 대역 RFID 리더기 안테나가 구현되기 위해서는 동작 주파수 대역에서 반사 손실이 거의 없어야 하며 양질의 원형 편파를 갖도록 설계되어야 한다. 또한 원거리 인식과 다중 태그 인식이 가능하도록 높은 방사 패턴을 갖도록 설계되어야 하며, 안테나의 크기는 주어진 공간을 효율적으로 활용하기 위해서 되도록 작게 제작되어야 한다.

B. 이중구조형 z-슬롯 안테나 설계 및 제작

본 연구를 진행함에 있어 등방성 패턴특성을 갖는 UHF대 RFID 리더기용 원형편파 안테나의 블록다이어그램은 그림 5.1과 같다. Microstrip Line 블록은 상용화된 여러 RFID 리더기와 호환성을 갖기 위하여 그림 5.1과 같이 Microstrip Line을 설계하여 인덕턴스(L1)값을 조정함으로써 약 50Ω으로 임피던스를 매칭시켰다. 또한 90° 위상차 신호발생 및 Strip Line 블록은 0.16dB 삽입손실과 90°위상차를 갖는 하이브리드 커플러를 사용하여 원 신호와 90°위상차를 갖게 하였으며, 진폭이 같으며 서로 직각인 두 직선 신호로 분리하기 위하여 λ/2 길이의 2개의 Strip Line으로 설계하였다. 또한 원형편파 안테나는 좌회전 원형편파(LHCP)특성을 갖게 하였다.

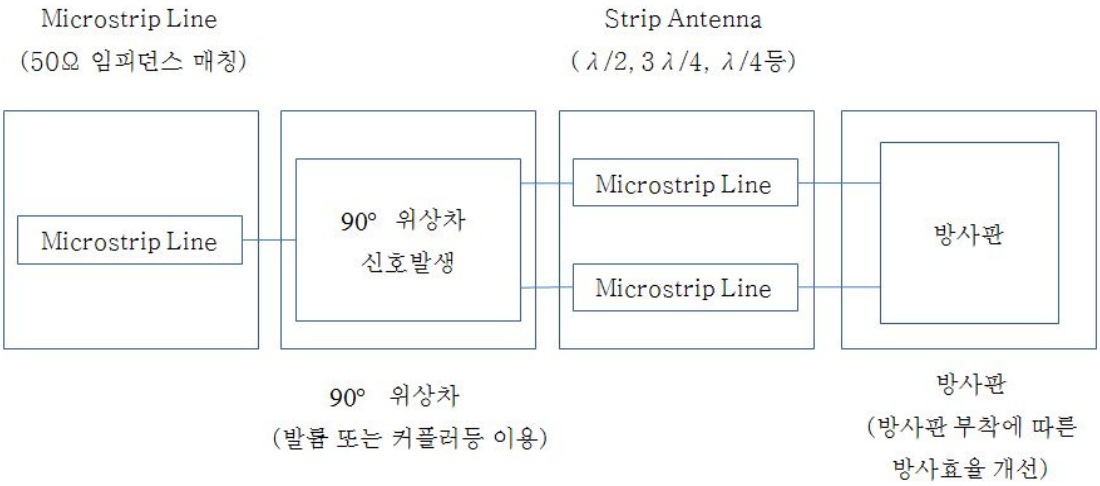


그림 5.1 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나 블록도

그리고 PCB는 유전율이 4.8인 FR4 epoxy 기판을 사용하였고, 두께는 1mm의 단층 구조로 설계하였다. 태그에서 반사된 미세한 전력을 받기 위하여 λ/2 길이의 2개의 Strip Line 급전점과 13.4cm×13.4cm 단면적의 z-슬롯 방사판을 사용하여 이중적으로 연결하였다. 본 논문과 연관되어 연구되고 있는 기존 내용의 RFID 리더기용 안테나 설계는 그림 5.2, 그림 5.3과 같다.

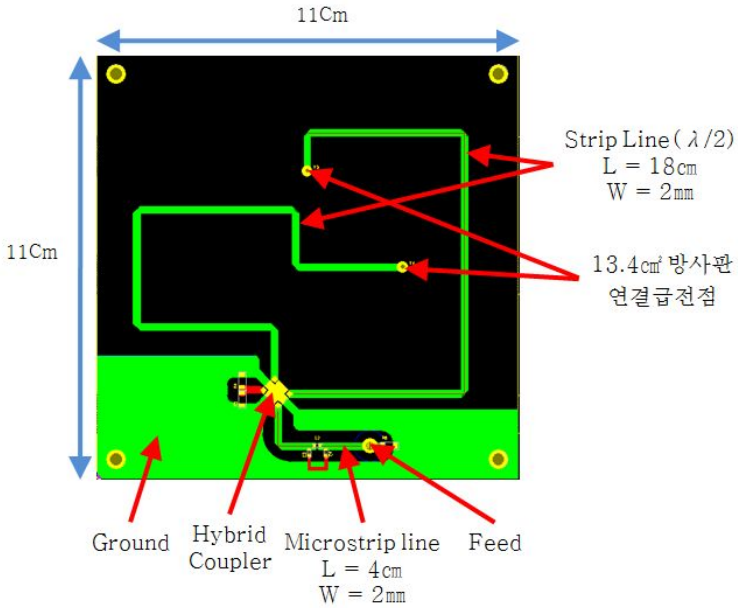


그림 5.2 기존 원형편파 안테나 PCB 설계

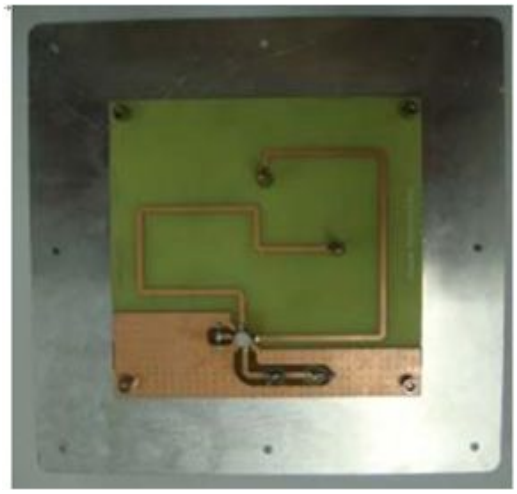


그림 5.3 기존 원형편파 안테나 PCB 제작

본 논문에서는 이중구조형 z-슬롯 안테나를 제작을 위한 방사판을 제작하여 최상의 효율을 가지며 성능의 극대화를 시킬 수 있도록 설계하였다.

이중구조형 z-슬롯 안테나의 특성을 분석하기 위해 방사판에 파라미터에 따른 즉, 대각선 길이(L), 라인길이(d), 슬롯 간격(t)를 가변하여 안테나 샘플 A ~ L까지 12개 형상으로 제작하였다. 표 5.2은 이중구조형 z-슬롯의 방사판 제작을 위한 파라미터를 나타내었으며, 각 설계 조건에 따라 방사판을 이용하여 안테나를 제작하였다.

본 논문의 연구를 위한 이중구조형 z-슬롯 안테나의 설계도면은 가로(150mm), 세로(150mm) 동일 방사판에 이중구조형 z-슬롯 파라미터인 대각선 길이(L), 라인길이(d), 슬롯 간격(t)이 다르게 설계하였다. 그림 5.4 ~ 그림 5.15는 전체 12개의 안테나 샘플 중 A ~ F까지 6개의 z-슬롯 안테나를 제작하는 설계도와 제작샘플을 나타내고 있다.

표 5.2 이중구조형 z-슬롯 안테나 설계 파라미터

번호	안테나 샘플	대각선길이(L)[mm]	라인길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
1	A	λ/4(80)	3λ/32(30)	2
2	B	λ/4(80)	3λ/32(30)	4
3	C	λ/4(80)	3λ/32(30)	6
4	D	λ/4(80)	λ/8(40)	2
5	E	λ/4(80)	λ/8(40)	4
6	F	λ/4(80)	λ/8(40)	6
7	G	λ/4(80)	λ/32(10)	20
8	H	λ/4(80)	λ/32(10)	30
9	I	λ/4(80)	λ/32(10)	40
10	J	λ/4(80)	3λ/80(12)	22
11	K	λ/4(80)	3λ/80(12)	32
12	L	λ/4(80)	3λ/80(12)	42

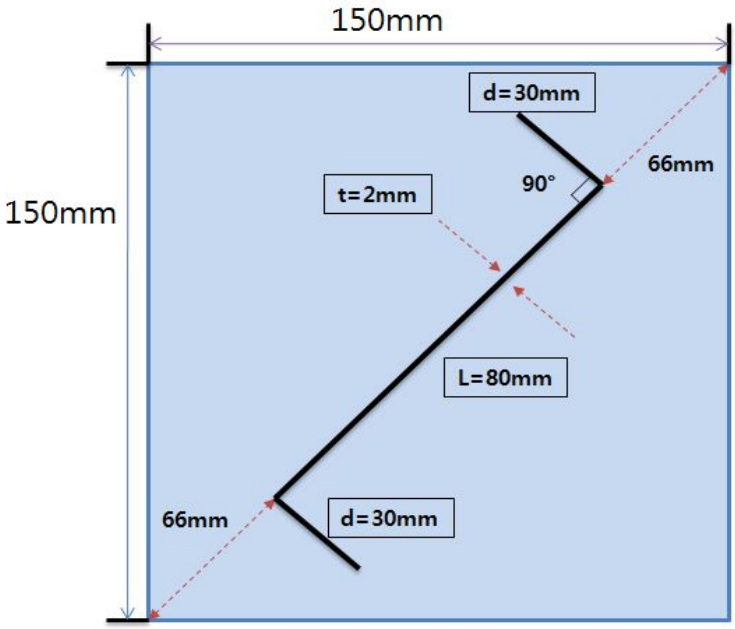


그림 5.4 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 A(L=80mm, d=30mm, t=2mm) 설계 도면

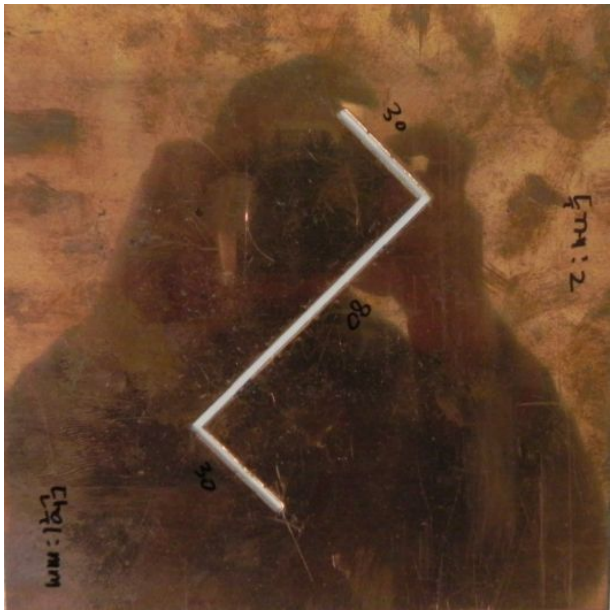


그림 5.5 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 A(L=80mm, d=30mm, t=2mm) 제작

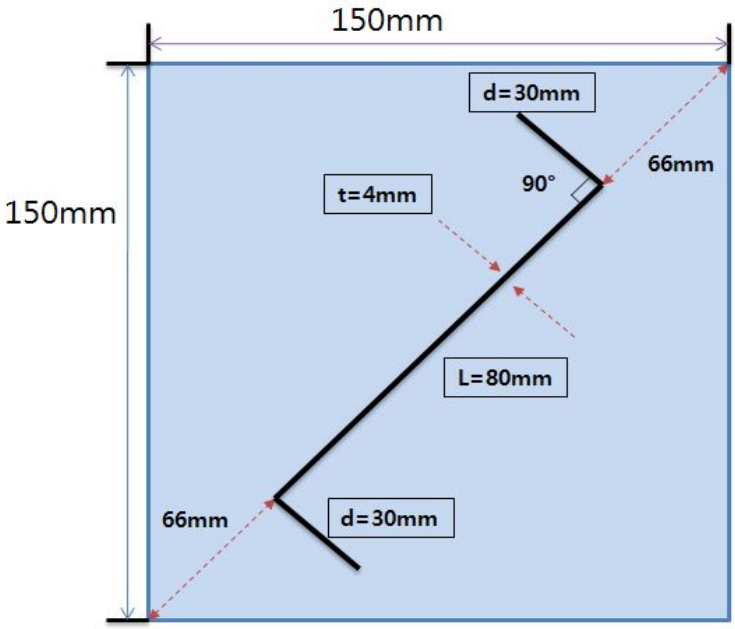


그림 5.6 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 B(L=80mm, d=30mm, t=4mm) 설계 도면

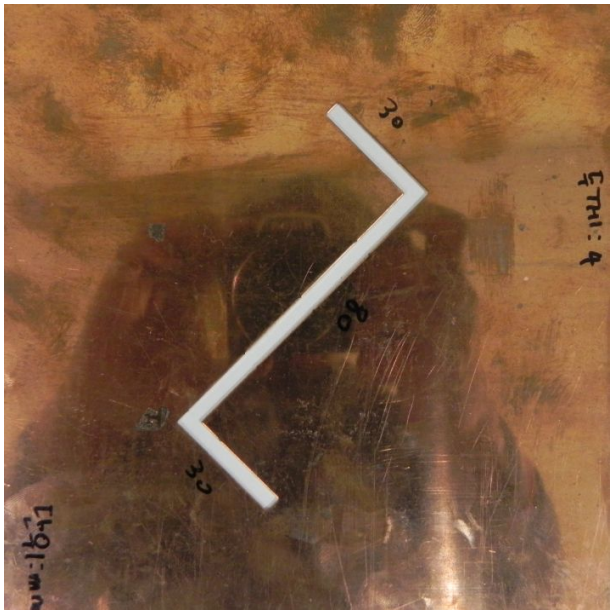


그림 5.7 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 B(L=80mm, d=30mm, t=4mm) 제작

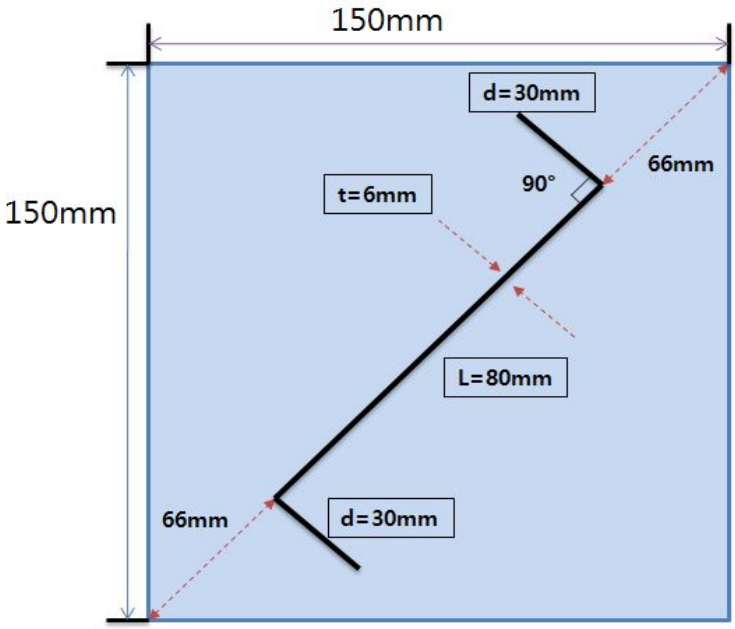


그림 5.8 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 C(L=80mm, d=30mm, t=6mm) 설계 도면

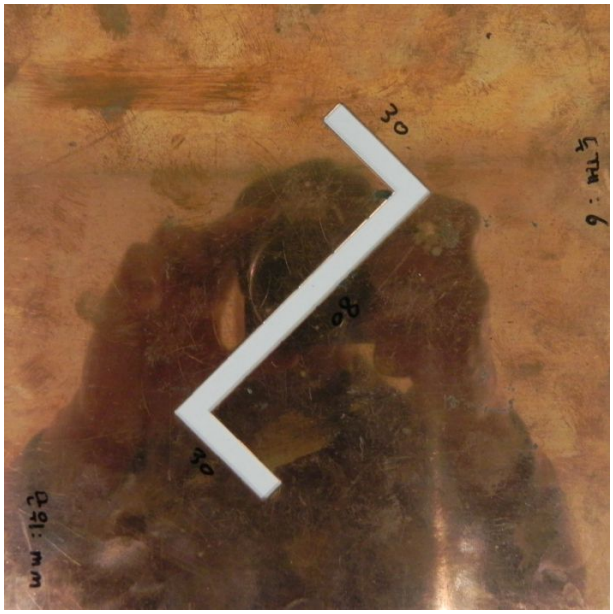


그림 5.9 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 C(L=80mm, d=30mm, t=6mm) 제작

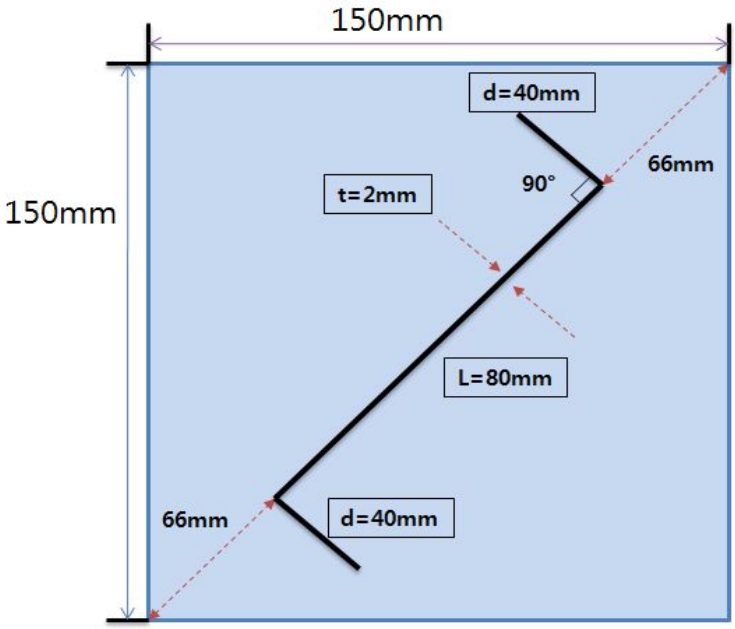


그림 5.10 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 D(L=80mm, d=40mm, t=2mm) 설계 도면

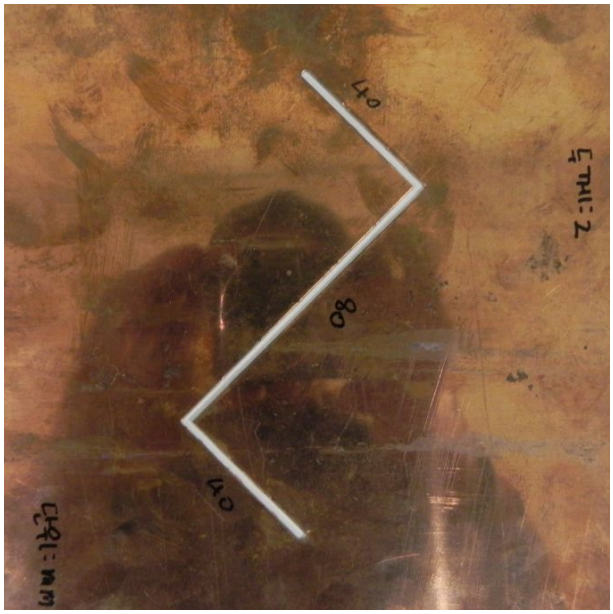


그림 5.11 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 D(L=80mm, d=40mm, t=2mm) 제작

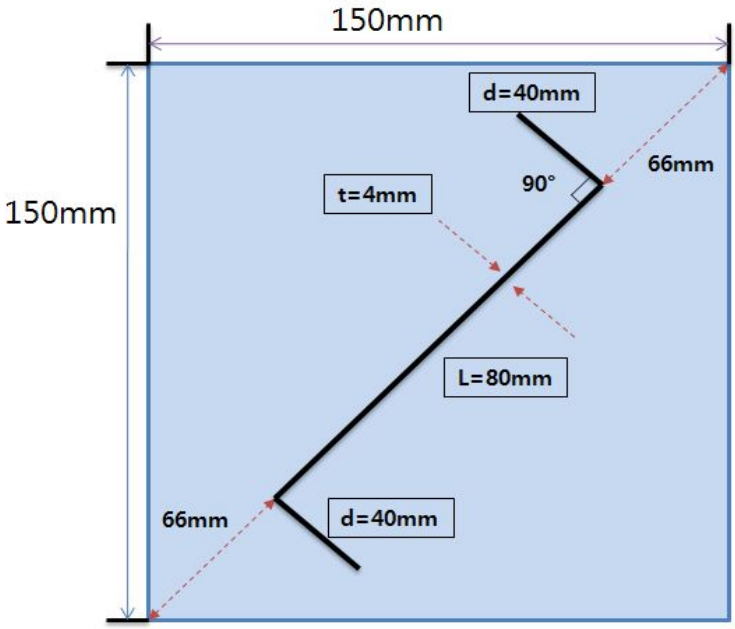


그림 5.12 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 E(L=80mm, d=40mm, t=4mm) 설계 도면

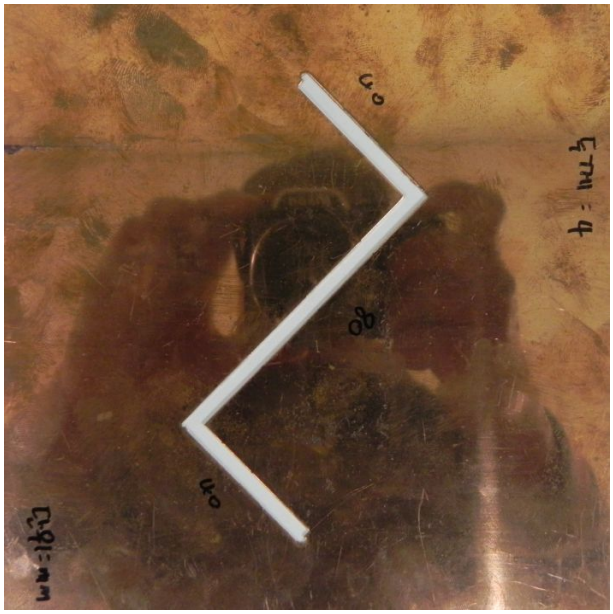


그림 5.13 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 E(L=80mm, d=40mm, t=4mm) 제작

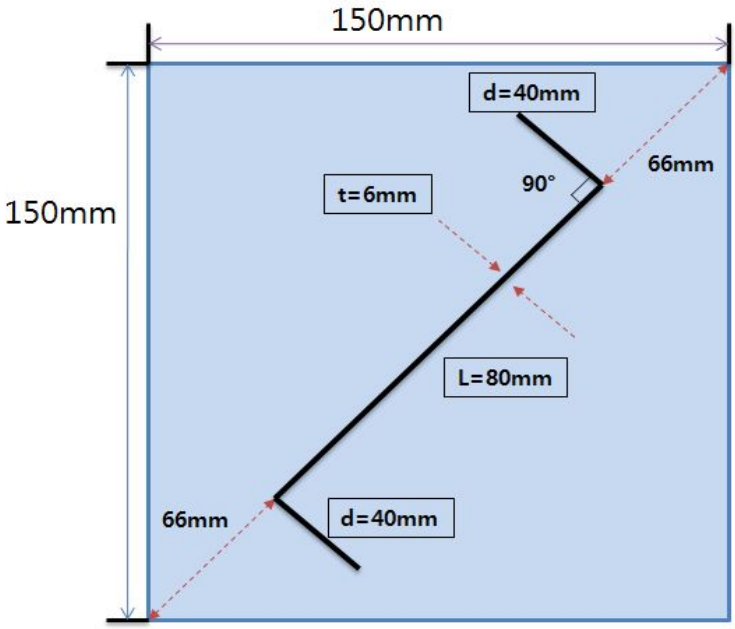


그림 5.14 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 F(L=80mm, d=40mm, t=6mm) 설계 도면

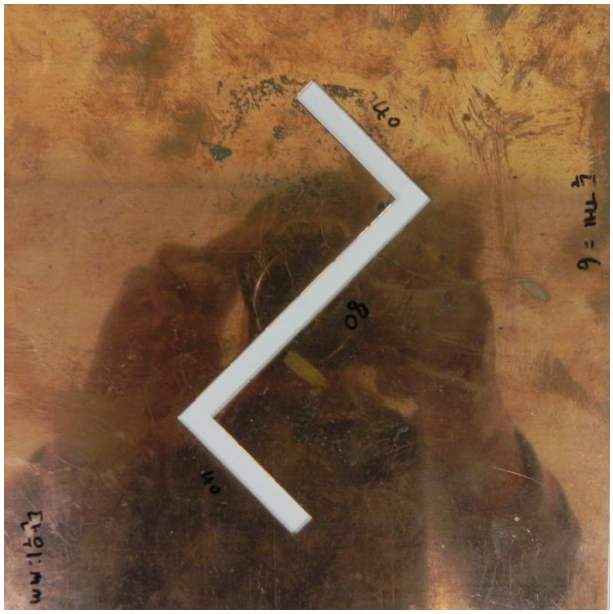


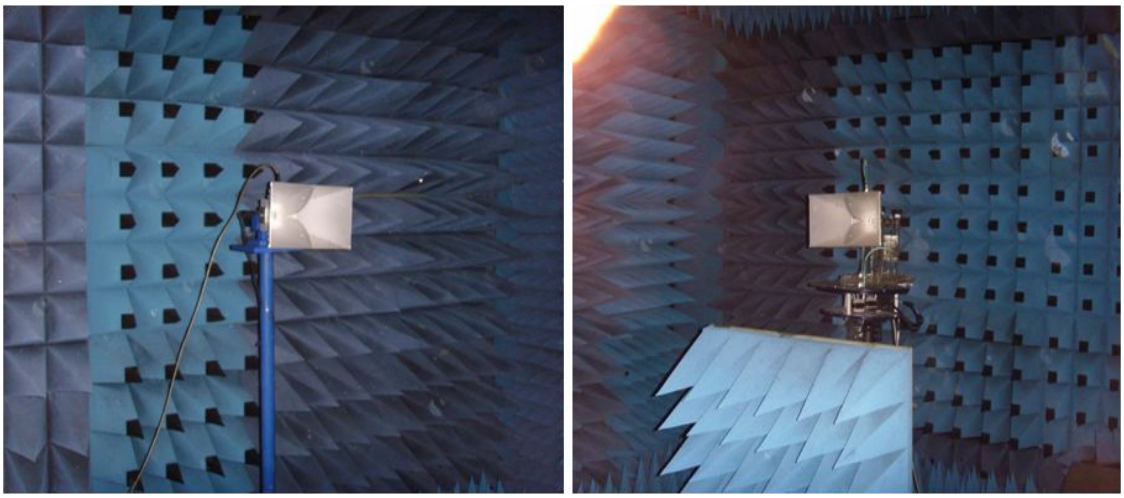
그림 5.15 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플 F(L=80mm, d=40mm, t=6mm) 제작

C. 이중구조형 z-슬롯 안테나 파라미터 측정

1. 이중구조형 z-슬롯 안테나 등방성 패턴 실험 환경

본 논문 연구를 위한 이중구조형 z-슬롯 안테나의 방사패턴 특성 실험은 전파 무반사실에서 측정하였고 등방성 패턴특성을 갖는 UHF 원형편파 안테나의 성능측정을 위해 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나를 제작(Target) 안테나로 하고 혼안테나(BBHA-9120-D)를 표준(Standard) 안테나로 설정하였으며, 설정된 두 안테나는 2.36m의 이격거리를 갖도록 하였다.

그림 5.16 (a) Standard Antenna, (b) Target Antenna와 그림 5.17은 측정을 위한 전파무반사실 실험환경과 방사패턴 특성 실험을 위한 측정 장치 구성도이다. 이중구조형 z-슬롯 안테나의 성능 측정을 위하여 사용된 표준 안테나의 파라미터는 표 5.3과 같다.



(a) (b)

그림 5.16 전파무반사실 내부 실험환경

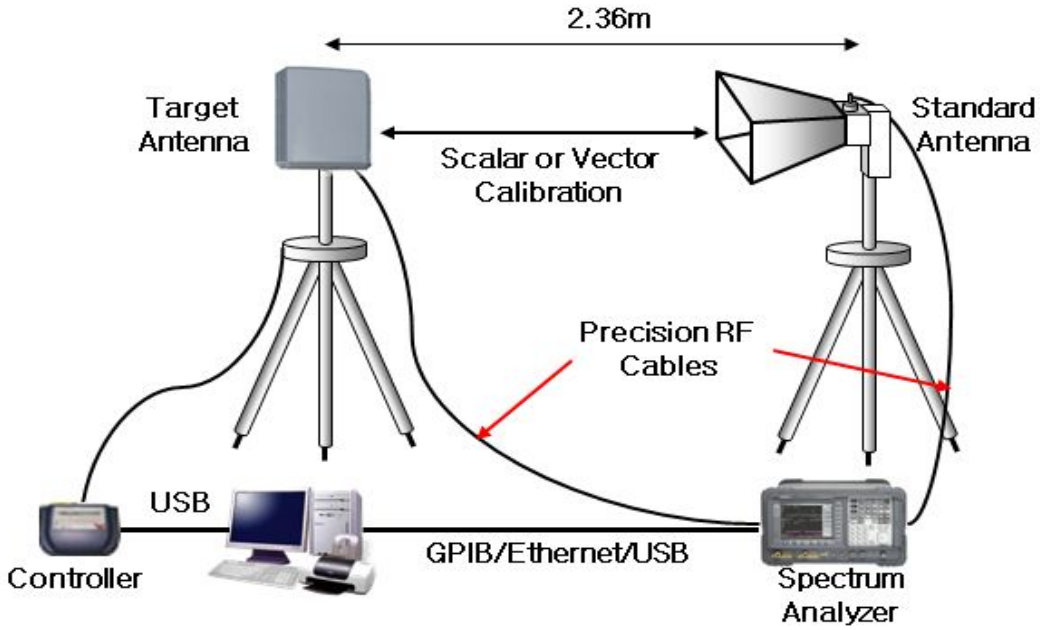


그림 5.17 방사패턴 실험 측정 장치 구성도

표 5.3 표준 안테나 파라미터

Frequency(f)	Distance(d)	Wavelength(λ)	Att.(dB)	Gain(Isotr.)	Ant-Factor
925㎒	2.36m	0.324m	26.8dB	5.09dBi	24.21dB/m

Friss 공식에 근거로 한 수신된 전력은 다음과 같다.

$$P_r = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_t G_r P_t \qquad (5\text{-}1)$$

여기에서,

Pr = 수신 전력

Pt = 송신 전력

λ = 송신 파장

Gt = 송신 안테나 이득

Gr = 수신 안테나 이득

d = 두 안테나 사이의 거리

일 때, Friss 공식을 간단히 표현하면 식 (5-2)와 같다.

$$S_{21}{}^{2} = P_r / P_t \tag{5-2}$$

식 (5-1)과 식 (5-2)에 의해 dB값으로 표현하면 식 (5-3)과 같다.

$$S_{21}{}^{dB} = P_L{}^{dB} + G_t{}^{dB} + G_r{}^{dB} \tag{5-3}$$

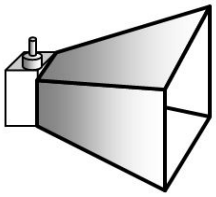
따라서, 전송손실(path loss)를 정의하면 식 (5-4)가 된다.

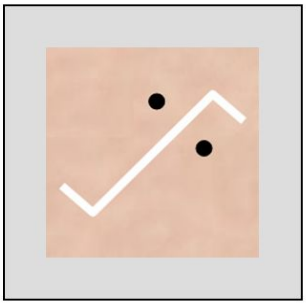
$$P_L{}^{dB} = 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) \tag{5-4}$$

그리고 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나와 표준안테나를 각각 수평 및 수직방향으로 회전시켜 표 5.4의 4가지 실험 조건으로 아래의 그림 5.18 ~ 그림 5.21과 같이 각 안테나의 위치를 설정하고 실험하였으며 등방성 패턴 측정을 통해 안테나 이득 및 이득 편차를 알 수 있도록 하였다.

표 5.4 이중구조형 z-슬롯 안테나의 이득 및 등방성 이득의 편차 측정 조건

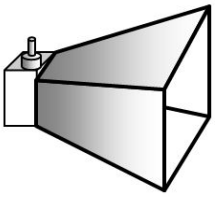
	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향
측정 1	수평	정면
측정 2	수직	정면
측정 3	수평	90° 회전
측정 4	수직	90° 회전

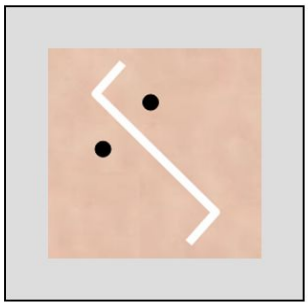




Standard ANT Vertical　　Target ANT #1

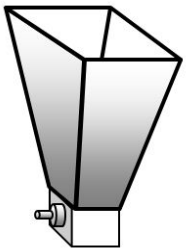
그림 5.18 [측정 1] 실험조건(표준안테나 : 수평, 제작안테나 : 정면인 경우)

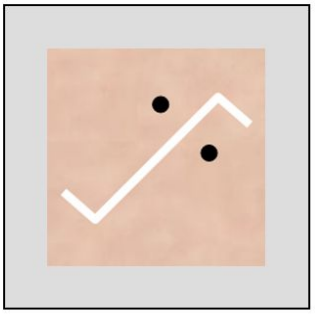




Standard ANT Horizontal　　Target ANT #1

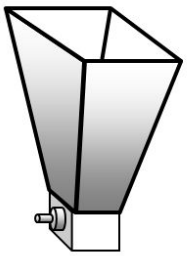
그림 5.19 [측정 2] 실험조건(표준안테나 : 수직, 제작안테나 : 정면인 경우)

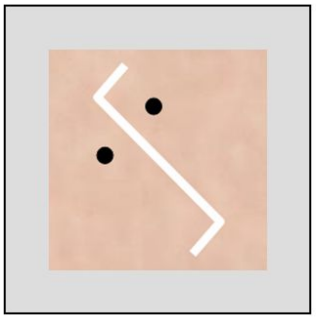




Standard ANT Vertical　　Target ANT #2

그림 5.20 [측정 3] 실험조건(표준안테나 : 수평, 제작안테나 : 90° 회전한 경우)





Standard ANT Horizontal　　Target ANT #2

그림 5.21 [측정 4] 실험조건(표준안테나 : 수직, 제작안테나 : 90° 회전한 경우)

2. 반사손실(S_{11}) 파라미터 측정 실험

전자파 신호를 전송할 때 전송계에 임피던스의 부정합점이 있으면 이 점에서 전력의 반사가 일어나 입사 전력의 일부가 반사 전력이 되는데, 이때 입사 전력과 반사 전력의 비를 반사손실이라고 하며 식 (5-5)과 같다.

$$\text{반사손실} = 10\log_{10}\frac{\text{입사전력}}{\text{반사전력}}(dB) \qquad (5\text{-}5)$$

UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 반사손실 측정결과는 그림 5.22와 같으며 표 5.5와 같이 925.25㎒에서 약 -62.21dB로써 반사손실이 격감됨을 확인하였다. 또한 -10dB 반사손실 대역폭은 720.25MHz ~ 1.12GHz 이상으로써 광대역 특성을 나타냈으며 3dB 축비 대역폭은 전 대역에 걸쳐 1.2dB이내의 축비를 나타내었다.

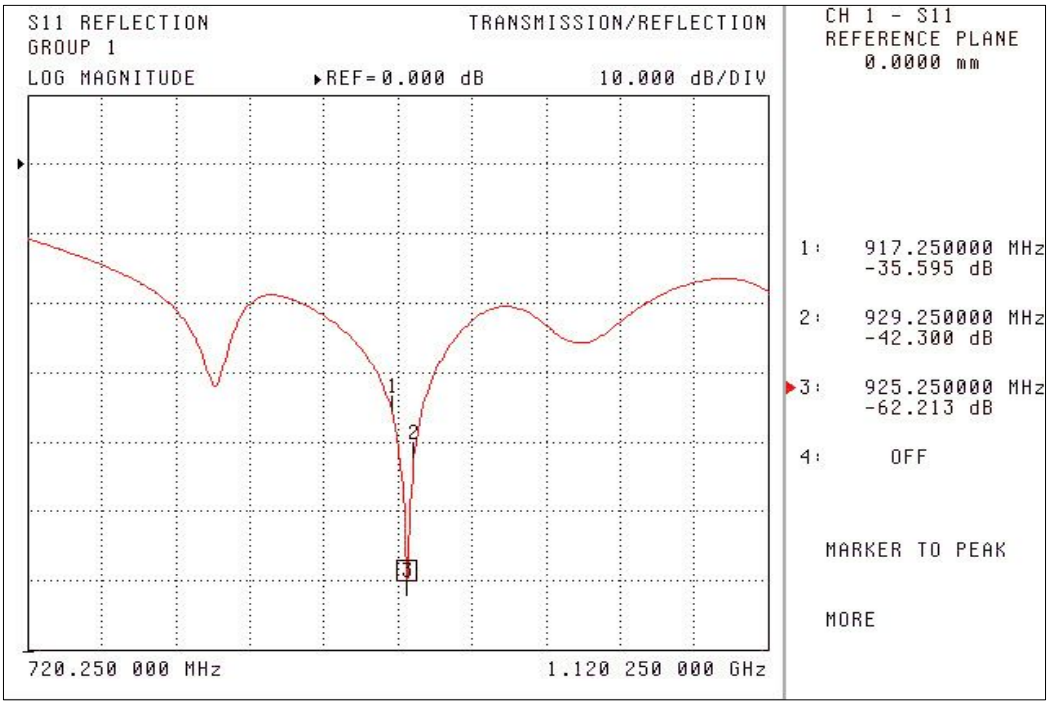


그림 5.22 이중구조형 z-슬롯 안테나의 반사손실(S_{11})@span400MHz

표 5.5 이중구조형 z-슬롯 안테나의 반사손실(S_{11}) 측정값

freuency	Return Loss(S11)
917.25㎒	-35.595dB
925.25㎒	-62.213dB
929.25㎒	-43.300dB

3. 임피던스 정합 파라미터 측정 실험

이중구조형 z-슬롯 안테나의 임피던스 정합 파라미터 측정결과는 그림 5.23과 같이 925.25㎒에서 약 50.069Ω으로 매칭되어 VSWR이 1.001 ~ 1.028로써 상용화된 여러 RFID 리더기 제품과 호환성이 있음을 확인하였다. 임피던스 측정값은 표 5.6과 같다.

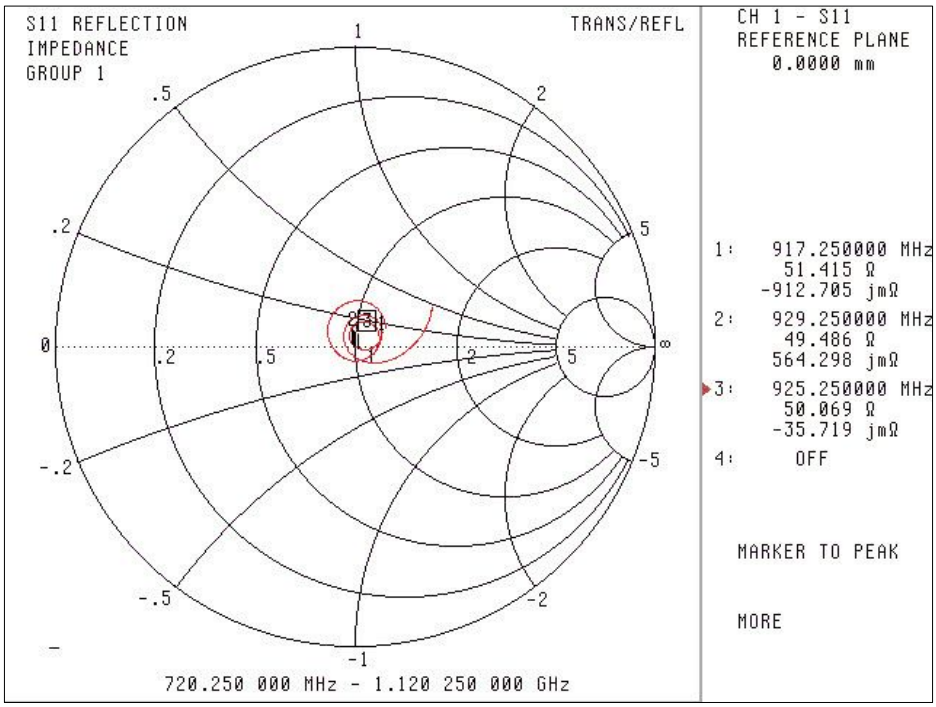


그림 5.23 정합 임피던스 파라미터 측정

표 5.6 이중구조형 z-슬롯 안테나의 임피던스 측정값

freuency	Return Loss(S11)
917.25㎒	51.415Ω
925.25㎒	50.069Ω
929.25㎒	49.486Ω

D. 이중구조형 z-슬롯 안테나 분석

본 논문에서 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성 분석을 위해 표 5.7과 같이 이중구조형 z-슬롯 방사판의 설계 파라미터에 따른 대각선 길이(L), 라인길이(d), 슬롯 간격(t)을 가변하여 12개의 이중구조형 z-슬롯 안테나를 제작하였다. 표준 안테나와 제작된 안테나를 수평 및 수직 방향으로 각각 회전방향에 따라 4가지 조건으로 총 48가지 조건으로 등방성 패턴을 측정하였으며 안테나 이득을 구하여 특성을 분석하였다.

표 5.7 이중구조형 z-슬롯 방사판의 설계 파라미터 측정 조건

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
A	A-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	2
	A-2	수직	정면			
	A-3	수평	90° 회전			
	A-4	수직	90° 회전			
B	B-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	4
	B-2	수직	정면			
	B-3	수평	90° 회전			
	B-4	수직	90° 회전			
C	C-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	6
	C-2	수직	정면			
	C-3	수평	90° 회전			
	C-4	수직	90° 회전			
D	D-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	2
	D-2	수직	정면			
	D-3	수평	90° 회전			
	D-4	수직	90° 회전			
E	E-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	4
	E-2	수직	정면			

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
	E-3	수평	90° 회전			
	E-4	수직	90° 회전			
F	F-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	6
	F-2	수직	정면			
	F-3	수평	90° 회전			
	F-4	수직	90° 회전			
G	G-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	20
	G-2	수직	정면			
	G-3	수평	90° 회전			
	G-4	수직	90° 회전			
H	H-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	30
	H-2	수직	정면			
	H-3	수평	90° 회전			
	H-4	수직	90° 회전			
I	I-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	40
	I-2	수직	정면			
	I-3	수평	90° 회전			
	I-4	수직	90° 회전			
J	J-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	22
	J-2	수직	정면			
	J-3	수평	90° 회전			
	J-4	수직	90° 회전			
K	K-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	32
	K-2	수직	정면			
	K-3	수평	90° 회전			
	K-4	수직	90° 회전			
L	L-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	42
	L-2	수직	정면			
	L-3	수평	90° 회전			
	L-4	수직	90° 회전			

a. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 A

안테나 샘플 A의 실험방법 A-1은 표 5.8과 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.24와 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.88dBi 임을 알 수 있다.

표 5.8 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 1 (실험방법 A-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
A	A-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	2

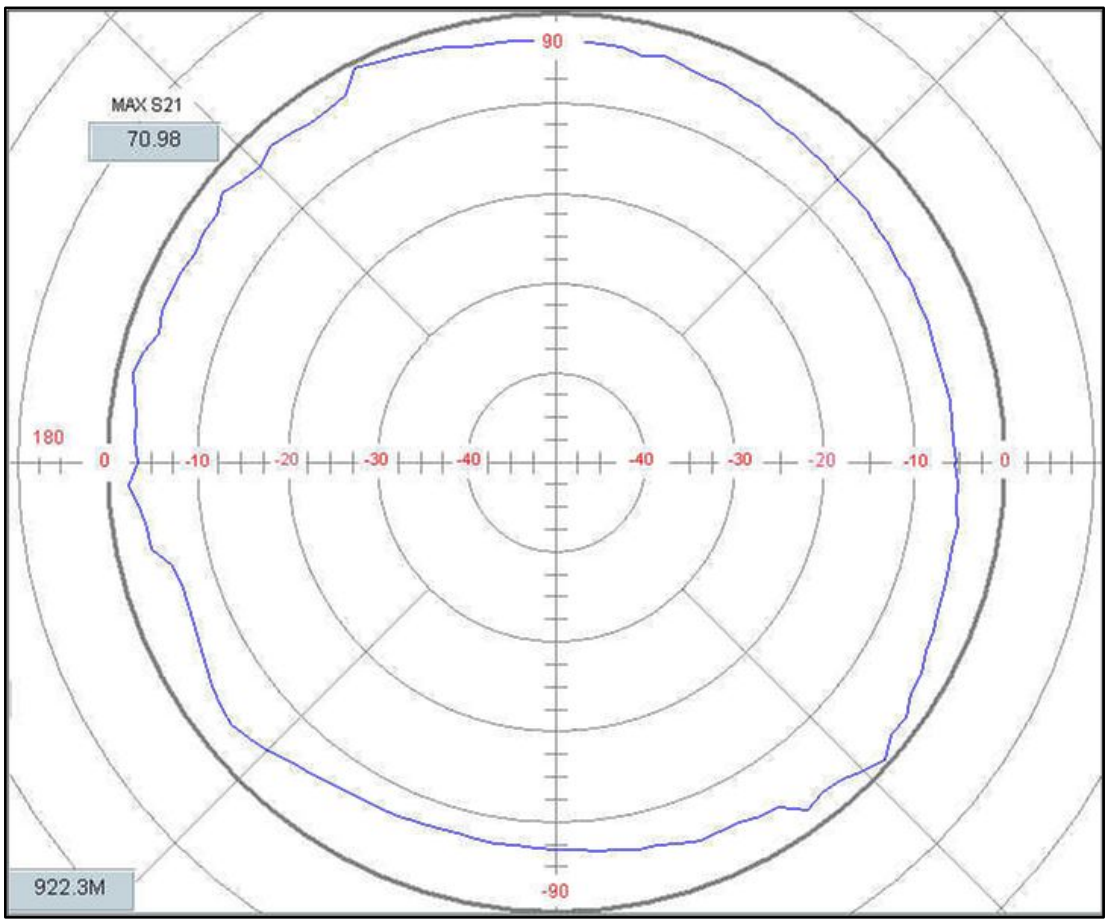


그림 5.24 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 1 (실험방법 A-1)

안테나 샘플 A의 실험방법 A-2는 표 5.9와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.25과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.18dBi 임을 알 수 있다.

표 5.9 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 2 (실험방법 A-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
A	A-2	수직	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	2

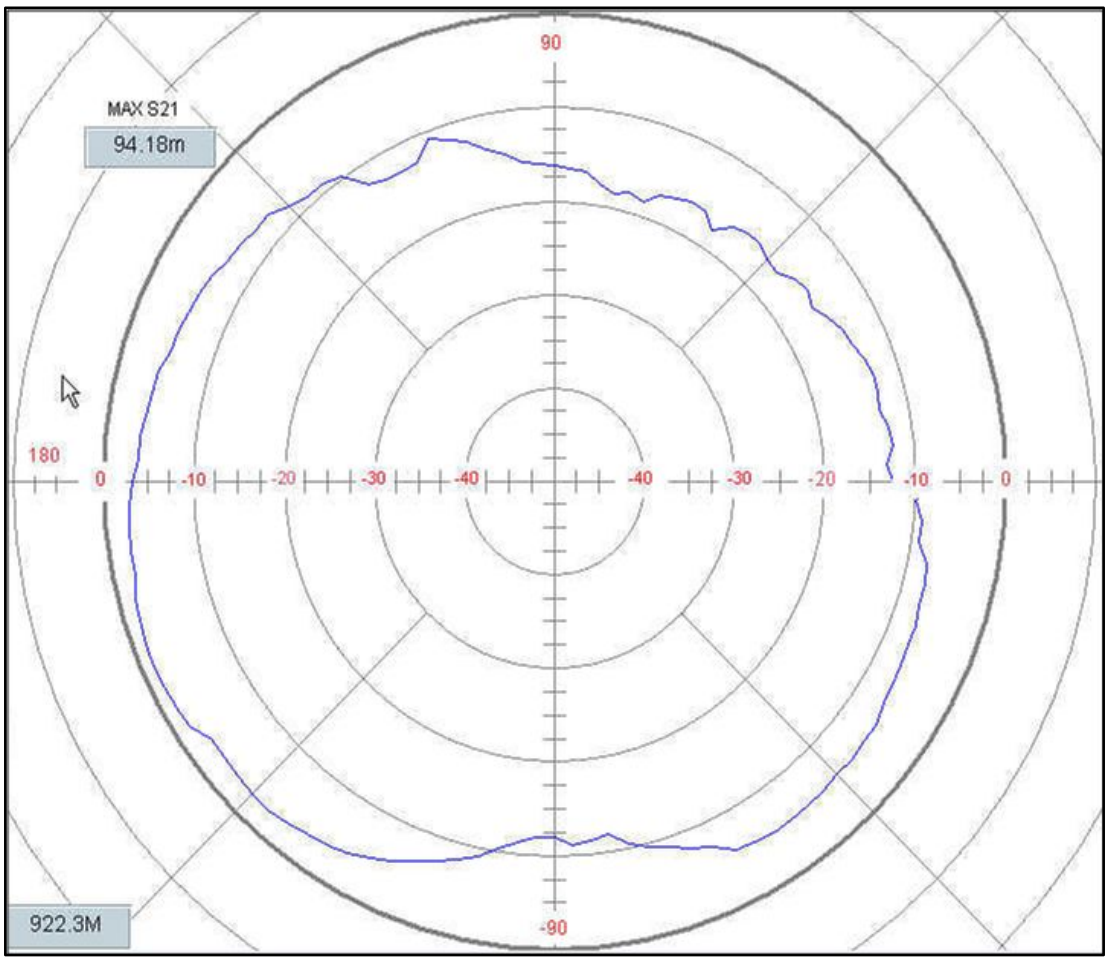


그림 5.25 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 2 (실험방법 A-2)

안테나 샘플 A의 실험방법 A-3는 표 5.10와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.26과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.75dBi 임을 알 수 있다.

표 5.10 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 3 (실험방법 A-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
A	A-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	3λ/32(30)	2

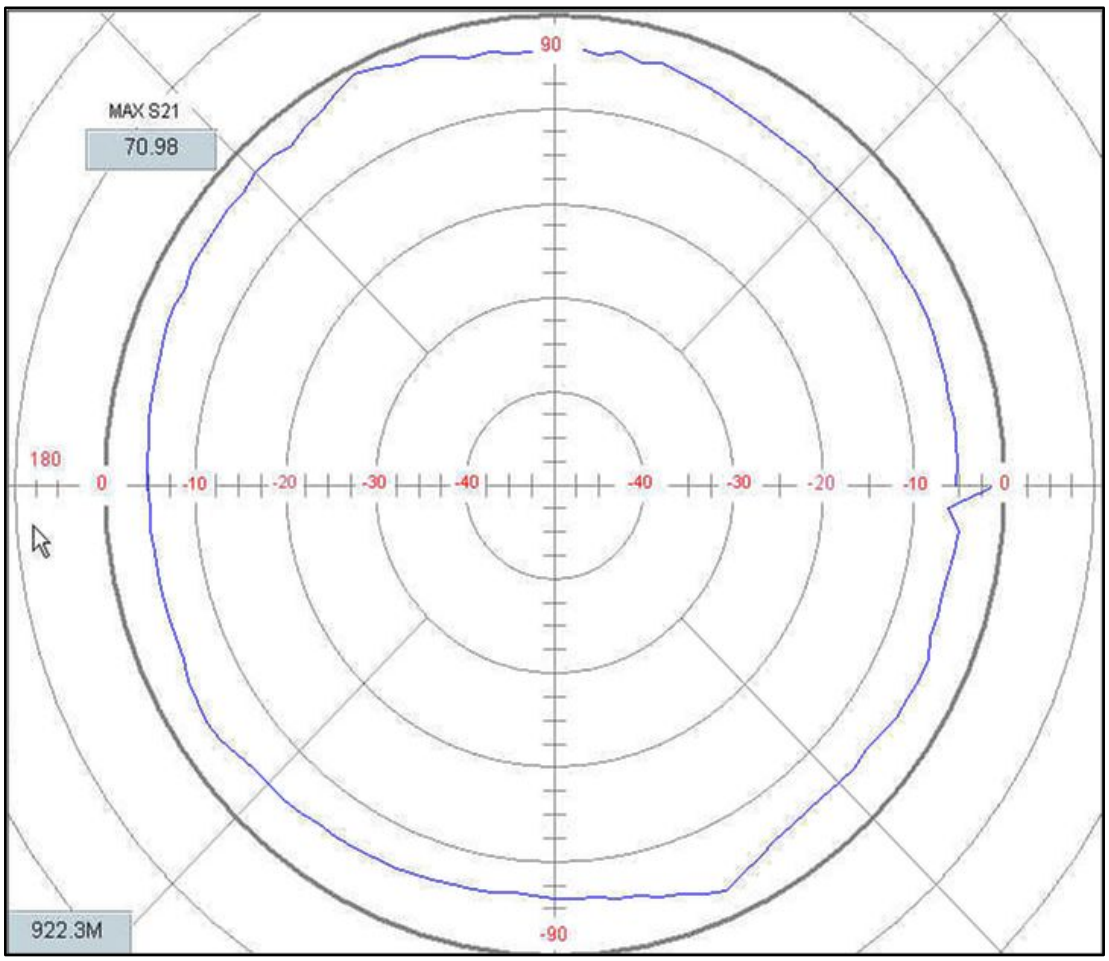


그림 5.26 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 3 (실험방법 A-3)

안테나 샘플 A의 실험방법 A-4는 표 5.11과 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.27과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.09dBi 임을 알 수 있다.

표 5.11 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 4 (실험방법 A-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
A	A-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	3λ/32(30)	2

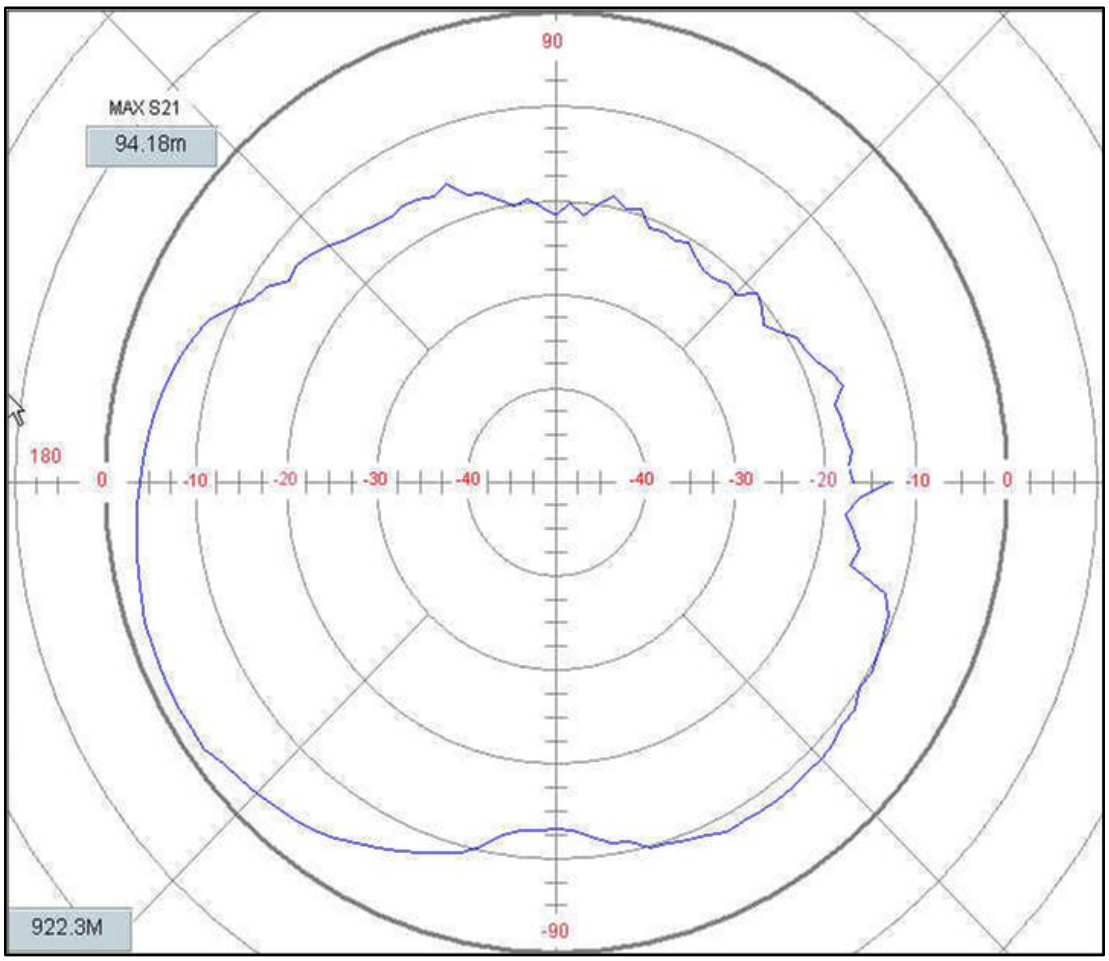


그림 5.27 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 4 (실험방법 A-4)

b. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 B

안테나 샘플 B의 실험방법 B-1은 표 5.12와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.28과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.25dBi 임을 알 수 있다.

표 5.12 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 5 (실험방법 B-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
B	B-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	4

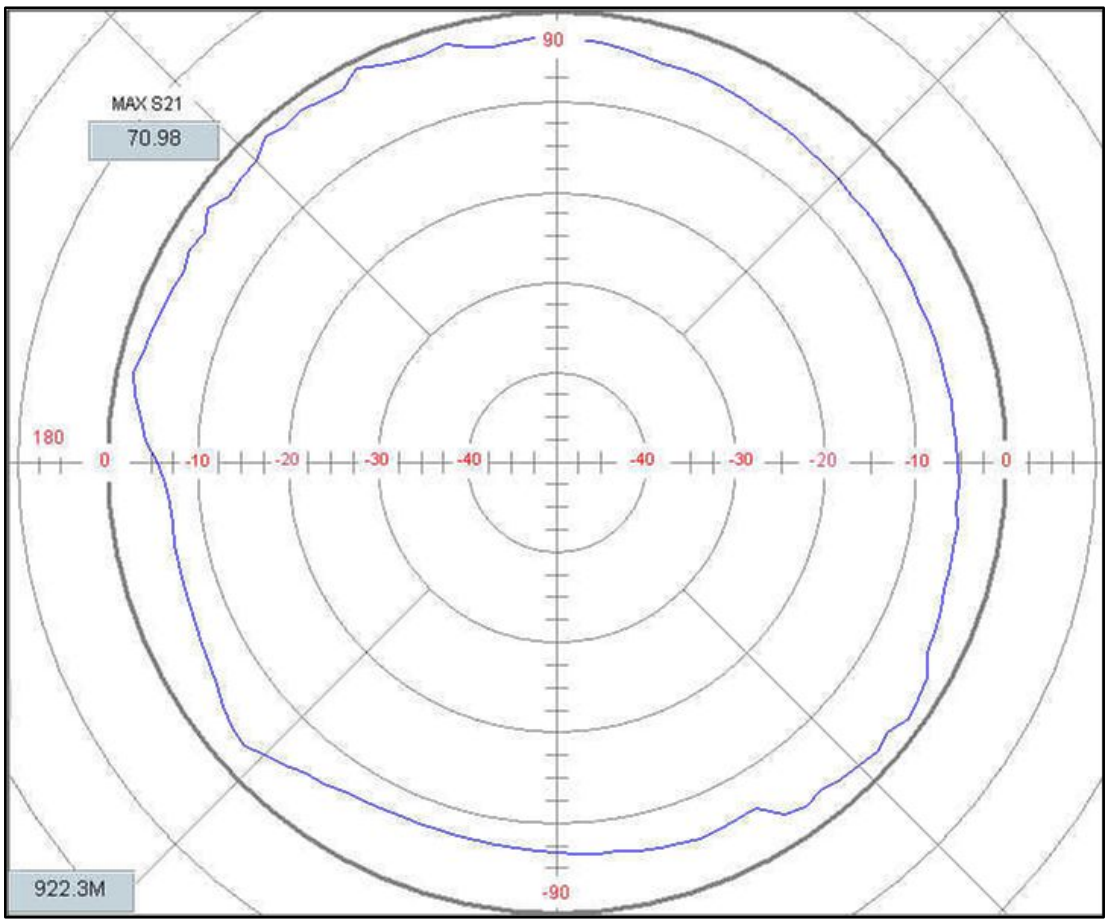


그림 5.28 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 5 (실험방법 B-1)

안테나 샘플 B의 실험방법 B-2는 표 5.13와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.29과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.04dBi 임을 알 수 있다.

표 5.13 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 6 (실험방법 B-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
B	B-2	수직	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	4

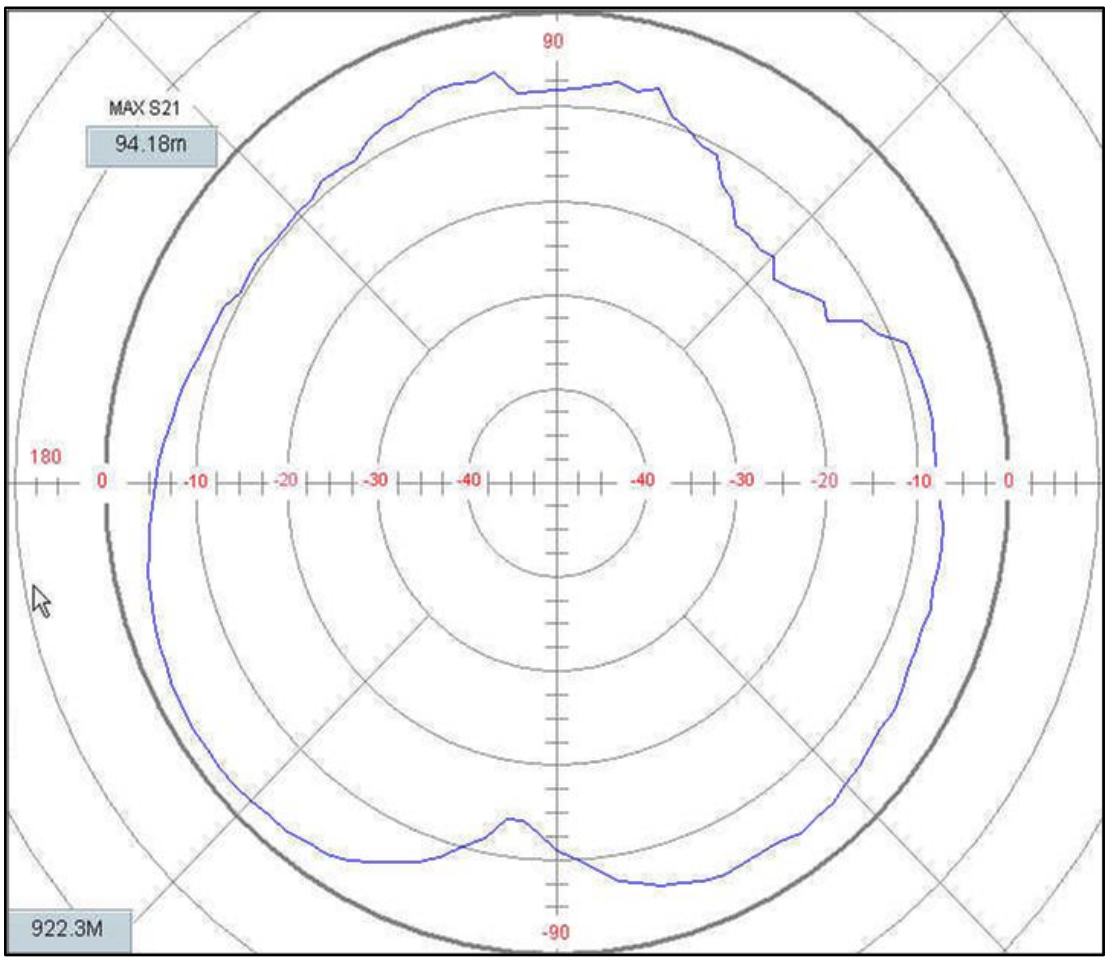


그림 5.29 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 6 (실험방법 B-2)

안테나 샘플 B의 실험방법 B-3는 표 5.14와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.30과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.27dBi 임을 알 수 있다.

표 5.14 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 7 (실험방법 B-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
B	B-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	3λ/32(30)	4

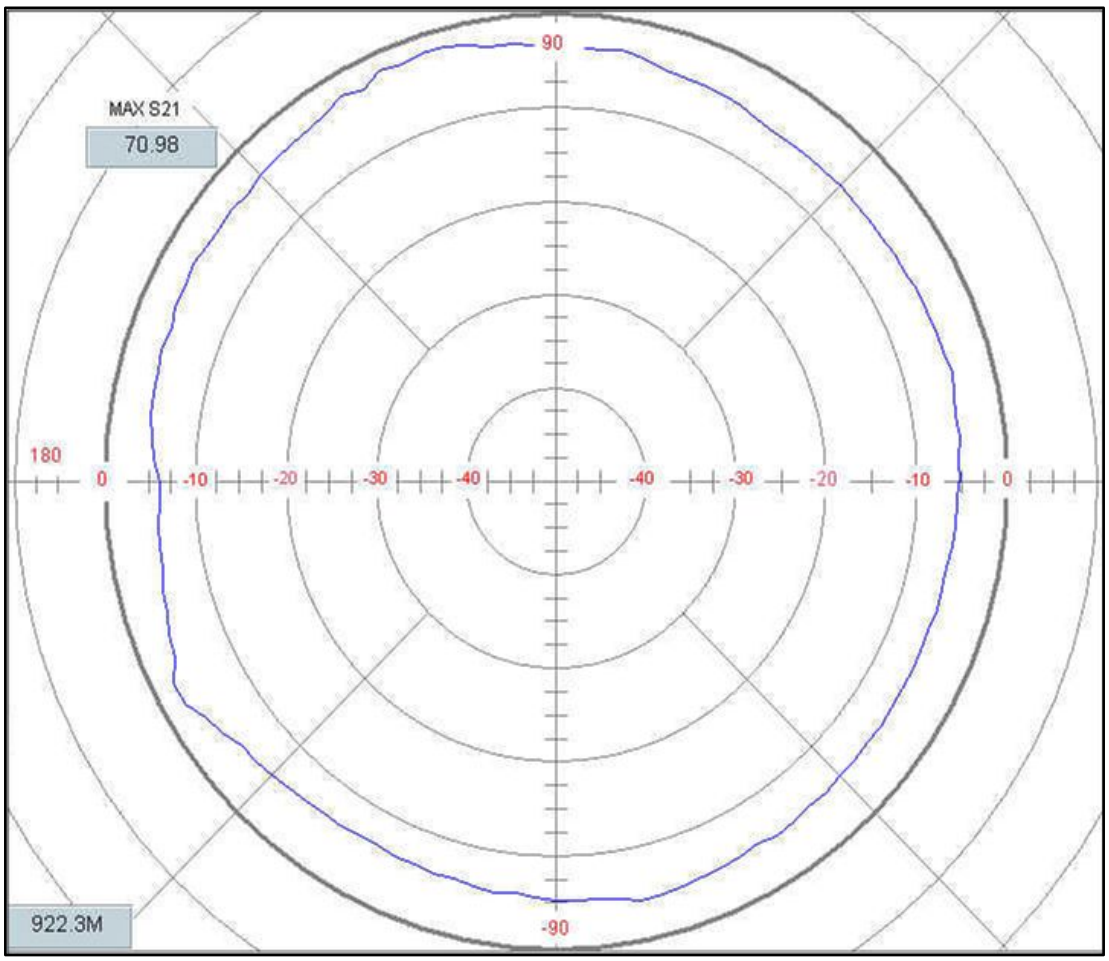


그림 5.30 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 7 (실험방법 B-3)

안테나 샘플 B의 실험방법 B-4는 표 5.15와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.31과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.12dBi 임을 알 수 있다.

표 5.15 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 8 (실험방법 B-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
B	B-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	3λ/32(30)	4

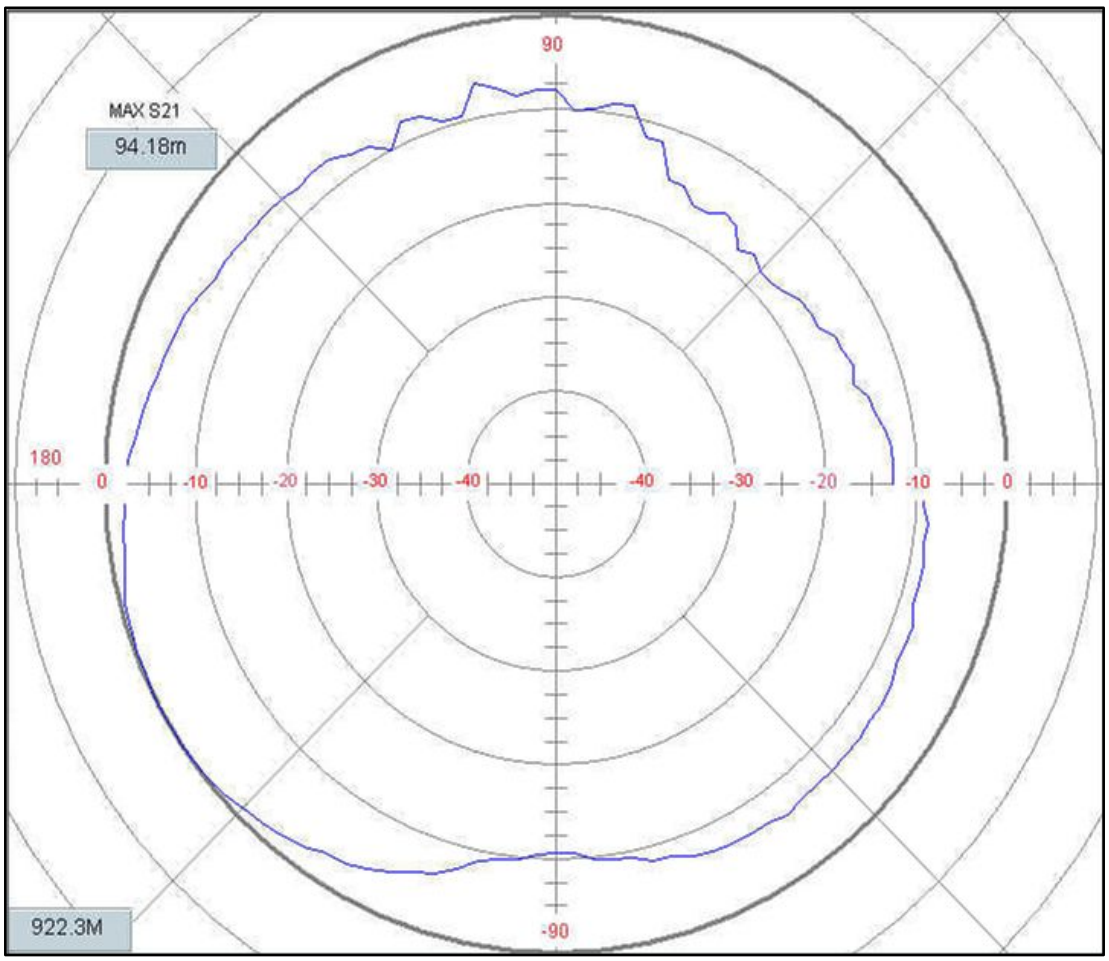


그림 5.31 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 8 (실험방법 B-4)

c. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 C

안테나 샘플 C의 실험방법 C-1은 표 5.16와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 <그림>과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 5.59dBi 임을 알 수 있다.

표 5.16 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 9 (실험방법 C-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
C	C-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	6

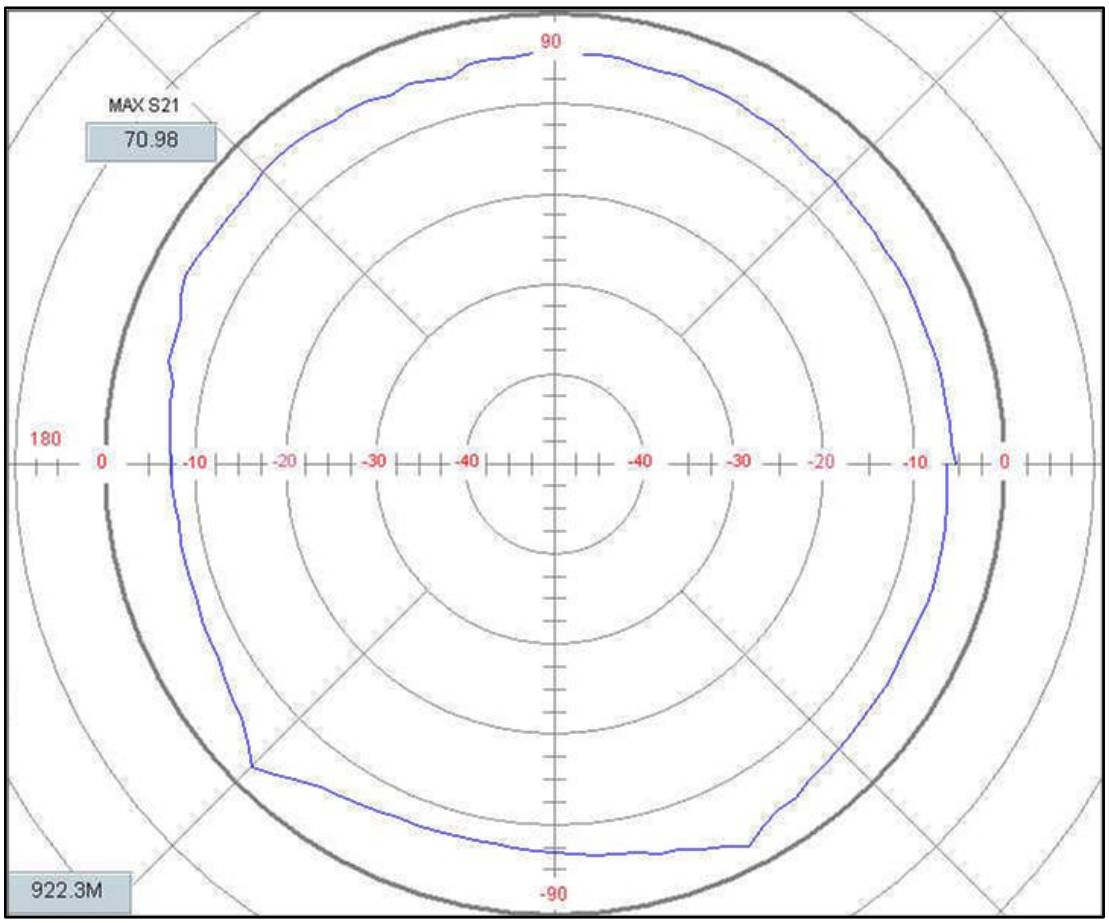


그림 5.32 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 9 (실험방법 C-1)

안테나 샘플 C의 실험방법 C-2는 표 5.17와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.33과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 5.61dBi 임을 알 수 있다.

표 5.17 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 10(실험방법 C-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
C	C-2	수직	정면	λ/4(80)	3λ/32(30)	6

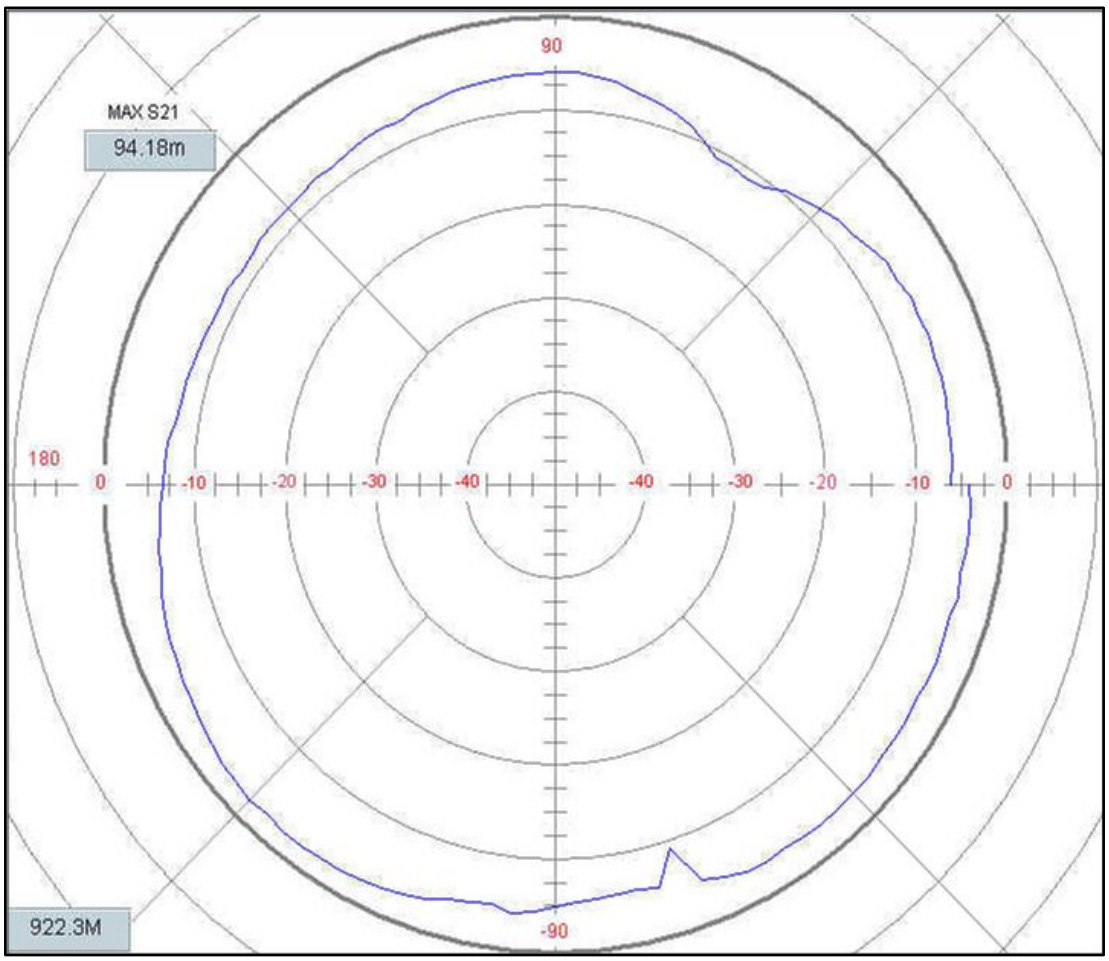


그림 5.33 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 10 (실험방법 C-2)

안테나 샘플 C의 실험방법 C-3는 표 5.18와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.34과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.36dBi 임을 알 수 있다.

표 5.18 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 11 (실험방법 C-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
C	C-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	3λ/32(30)	6

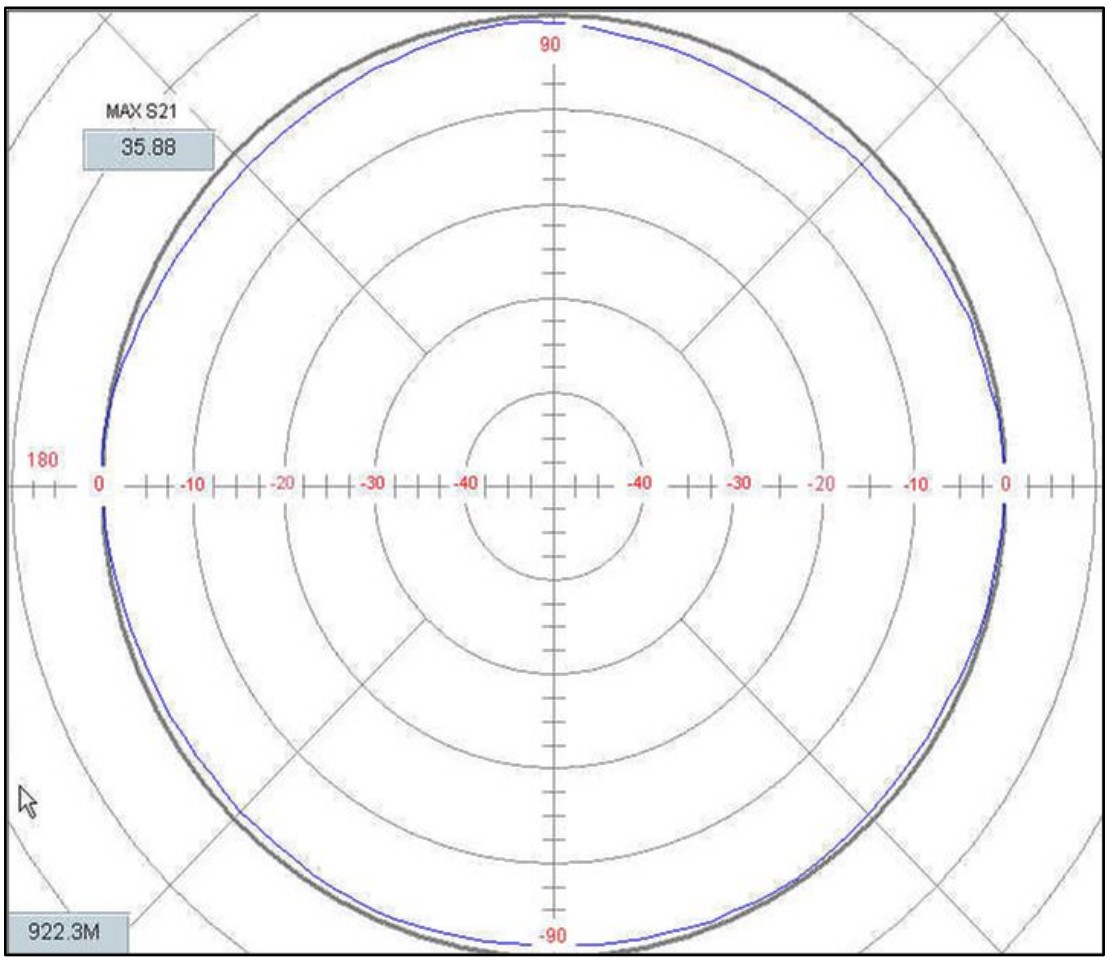


그림 5.34 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 11 (실험방법 C-3)

안테나 샘플 C의 실험방법 C-4는 표 5.19와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.35과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.46dBi 임을 알 수 있다.

표 5.19 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 12(실험방법 C-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
C	C-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	3λ/32(30)	6

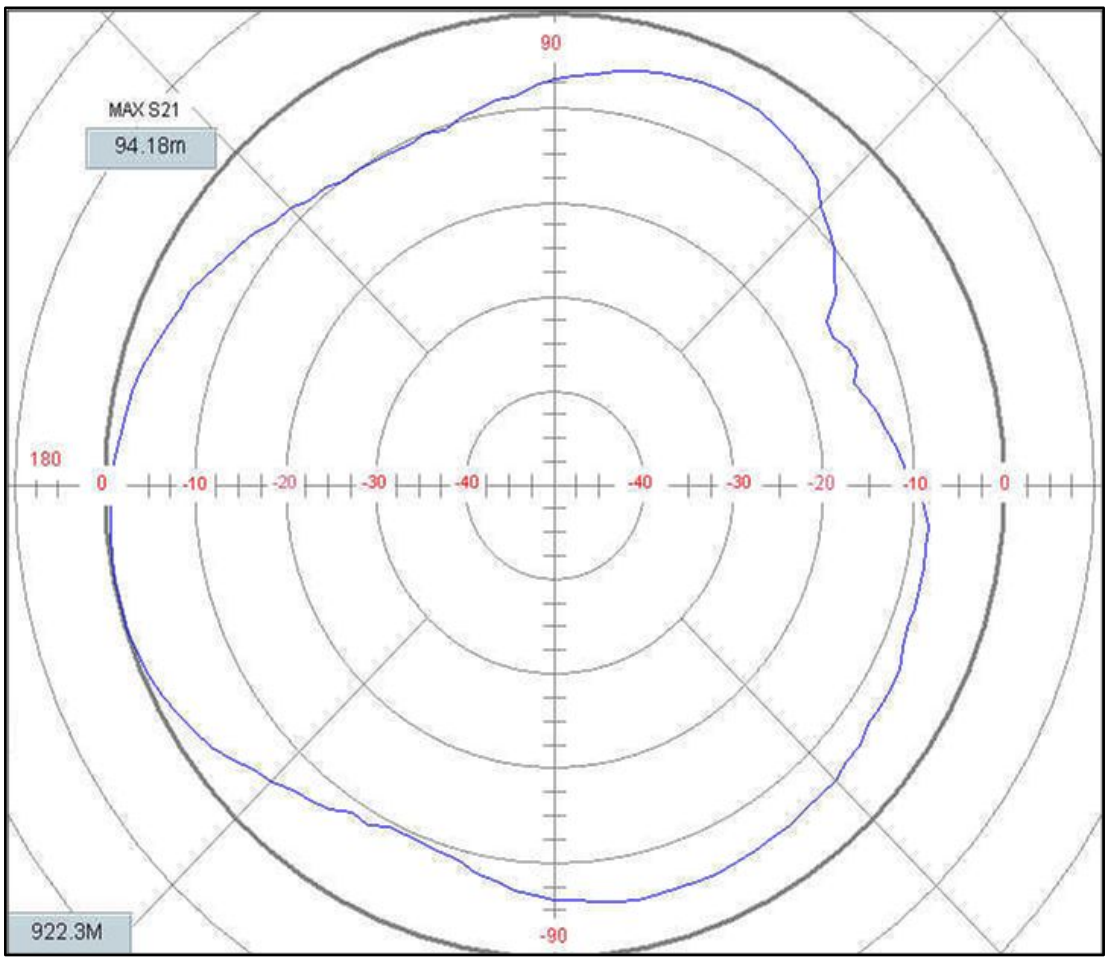


그림 5.35 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 12 (실험방법 C-4)

d. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 D

안테나 샘플 D의 실험방법 D-1은 표 5.20와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.36과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.38dBi 임을 알 수 있다.

표 5.20 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 13(실험방법 D-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
D	D-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	2

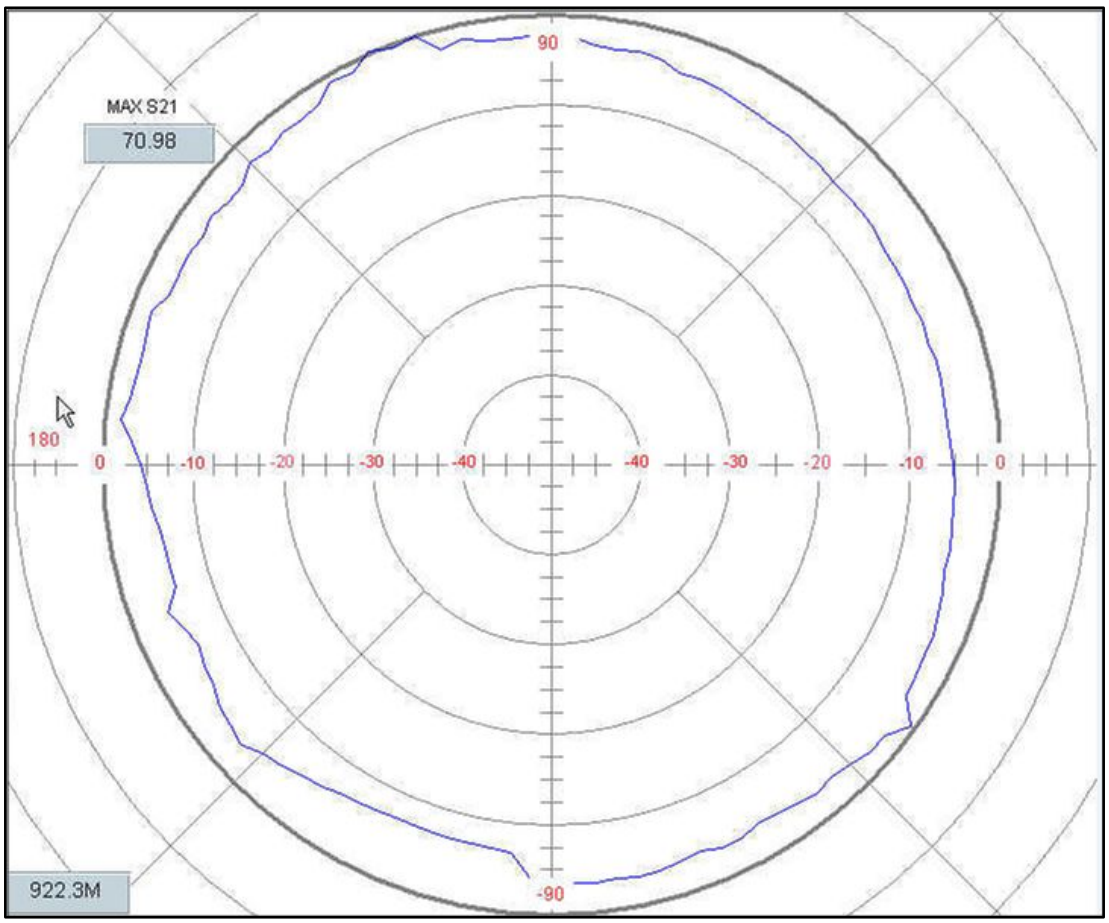


그림 5.36 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 13 (실험방법 D-1)

안테나 샘플 D의 실험방법 D-2는 표 5.21과 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.37과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.03dBi 임을 알 수 있다.

표 5.21 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 14(실험방법 D-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
D	D-2	수직	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	2

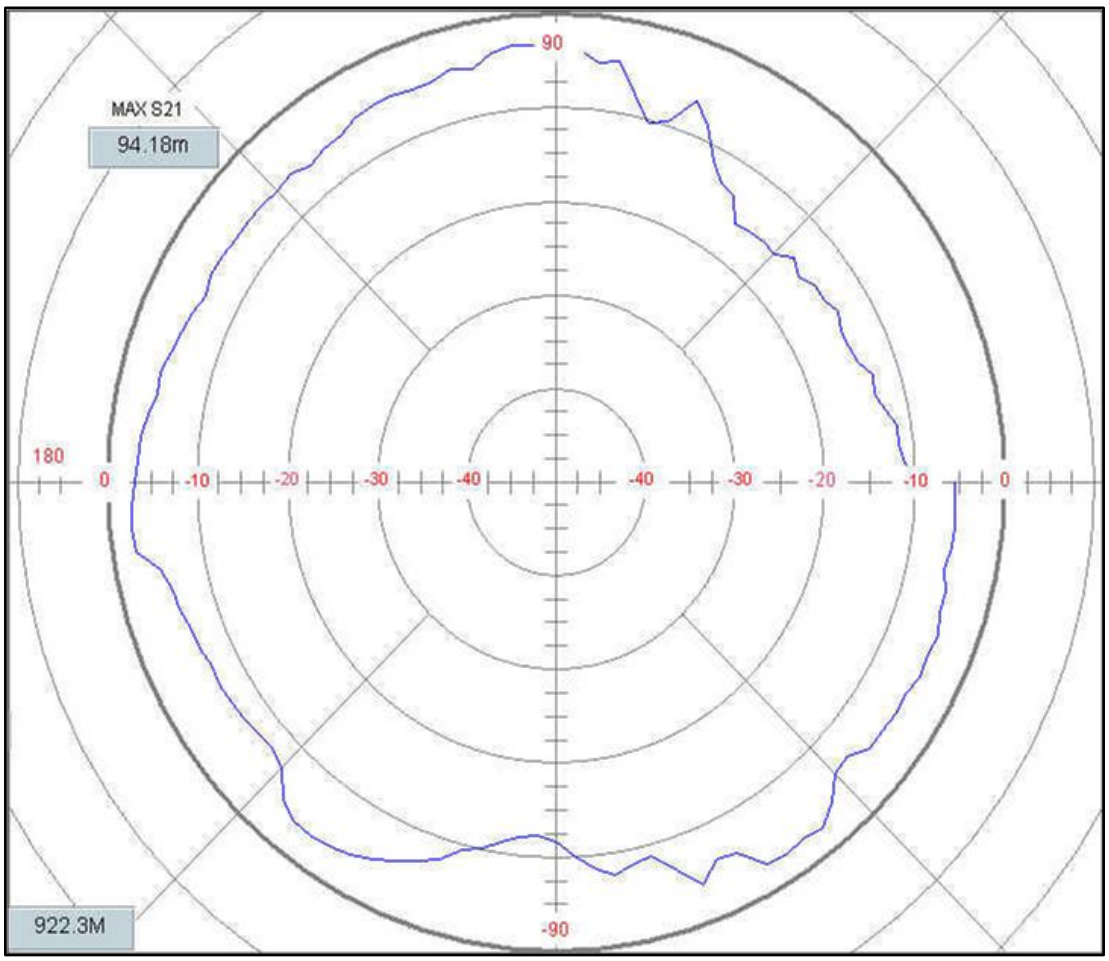


그림 5.37 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 14 (실험방법 D-2)

안테나 샘플 D의 실험방법 D-3는 표 5.22와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.38과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.48dBi 임을 알 수 있다.

표 5.22 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 15(실험방법 D-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
D	D-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	λ/8(40)	2

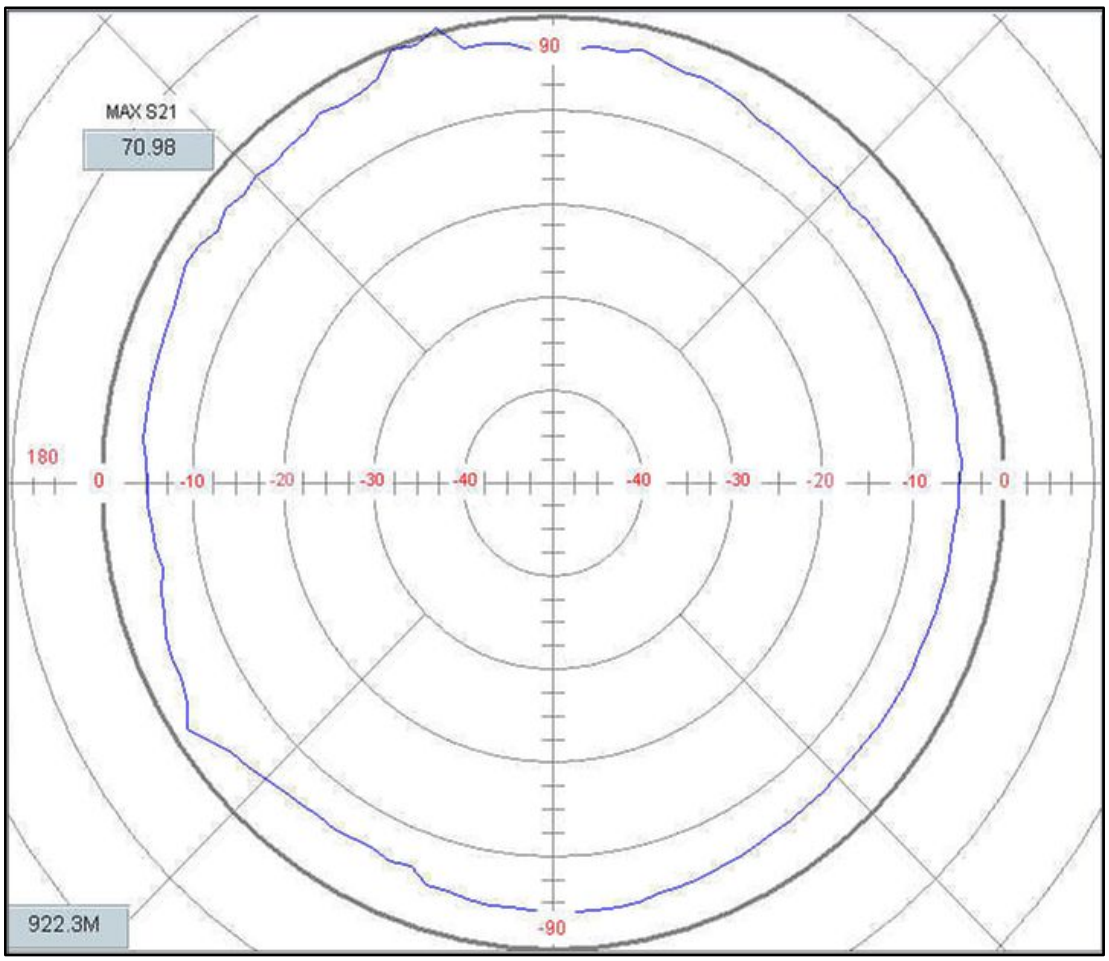


그림 5.38 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 15 (실험방법 D-3)

안테나 샘플 D의 실험방법 D-4는 표 5.23와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.39과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.14dBi 임을 알 수 있다.

표 5.23 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 16(실험방법 D-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
D	D-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	λ/8(40)	2

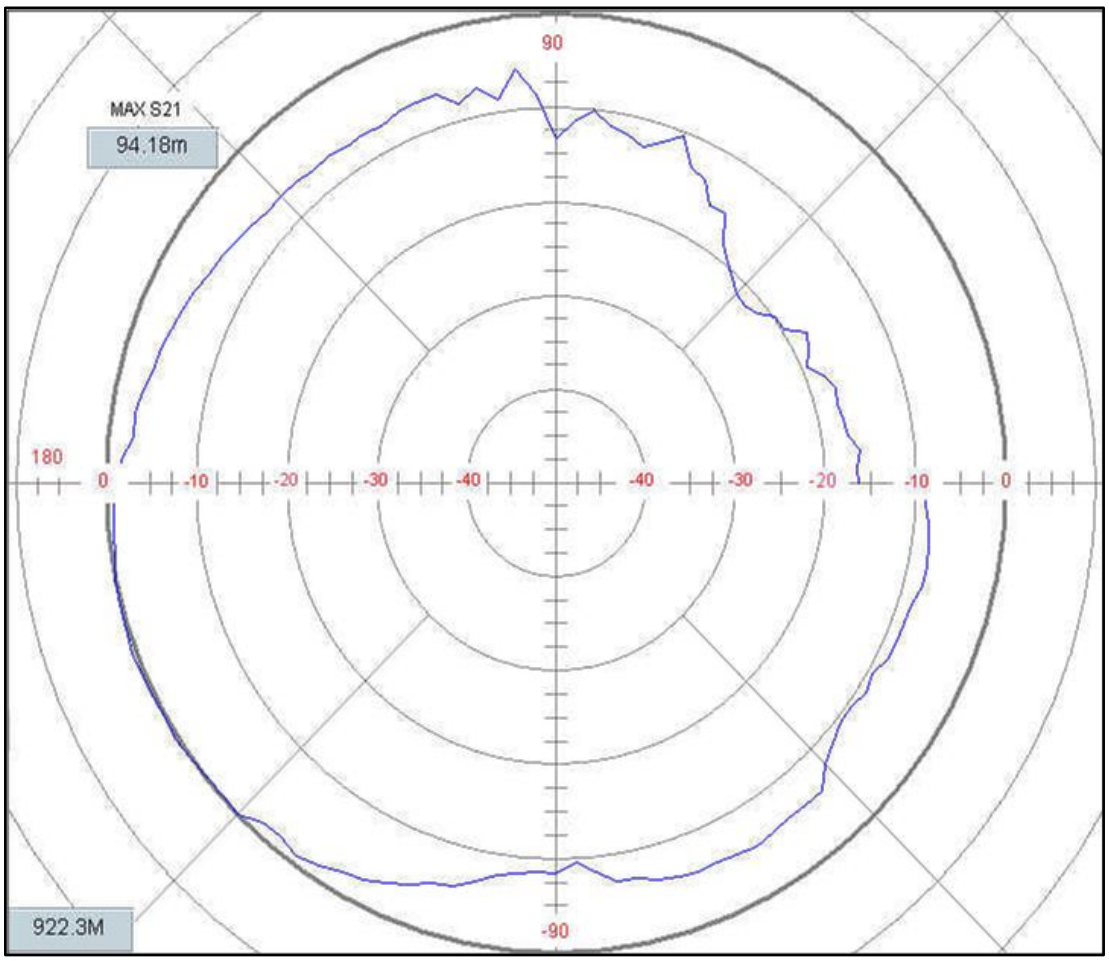


그림 5.39 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 16 (실험방법 D-4)

e. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 E

안테나 샘플 E의 실험방법 E-1은 표 5.24와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.40과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.28dBi 임을 알 수 있다.

표 5.24 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 17(실험방법 E-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
E	E-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	4

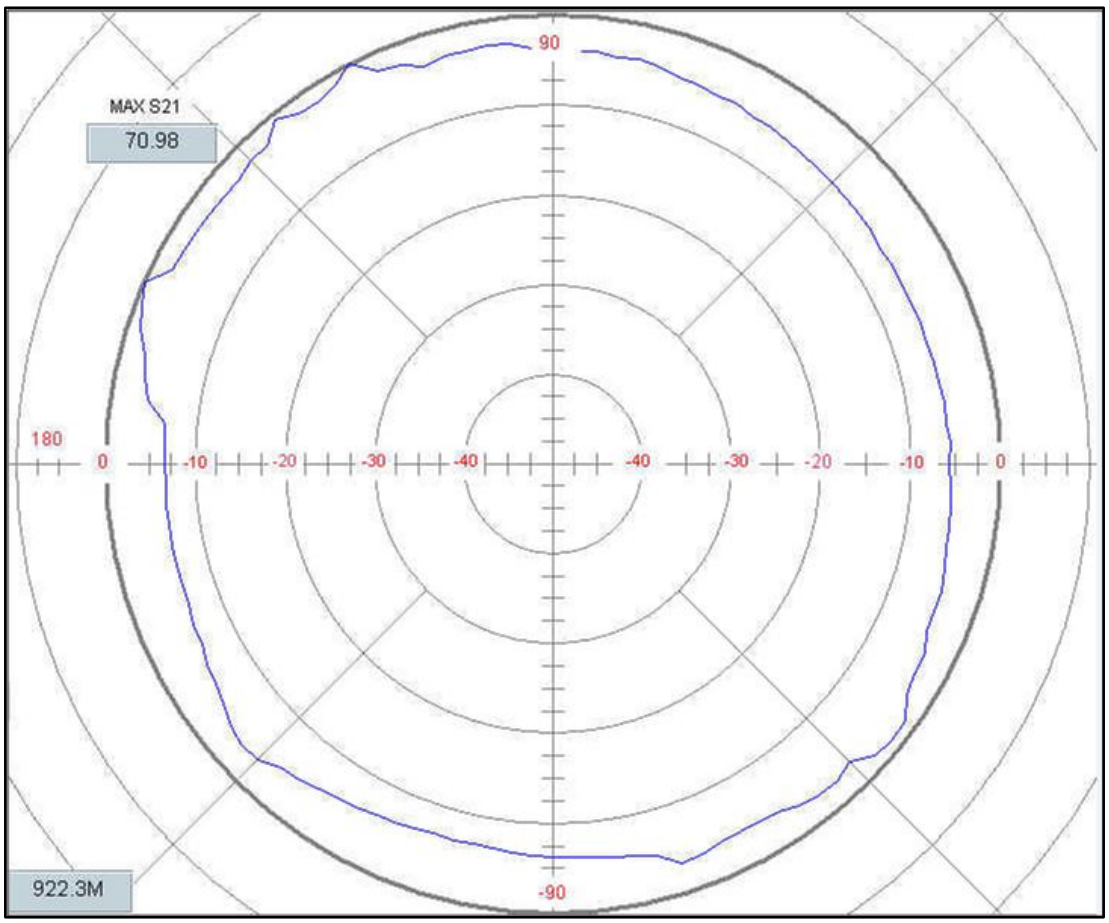


그림 5.40 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 17 (실험방법 E-1)

안테나 샘플 E의 실험방법 E-2는 표 5.25와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.41과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.09dBi 임을 알 수 있다.

표 5.25 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 18(실험방법 E-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
E	E-2	수직	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	4

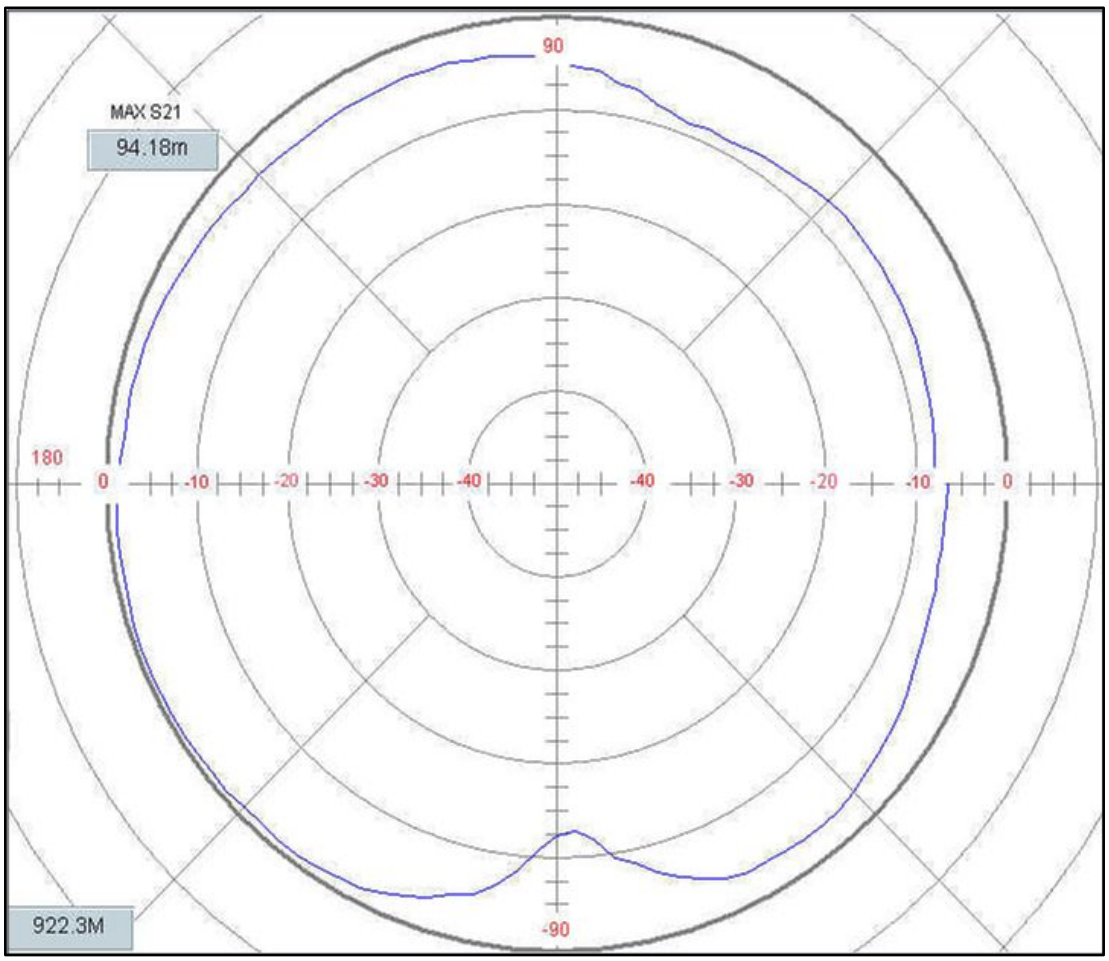


그림 5.41 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 18 (실험방법 E-2)

안테나 샘플 E의 실험방법 E-3는 표 5.26와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.42과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.29dBi 임을 알 수 있다.

표 5.26 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 19(실험방법 E-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
E	E-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	λ/8(40)	4

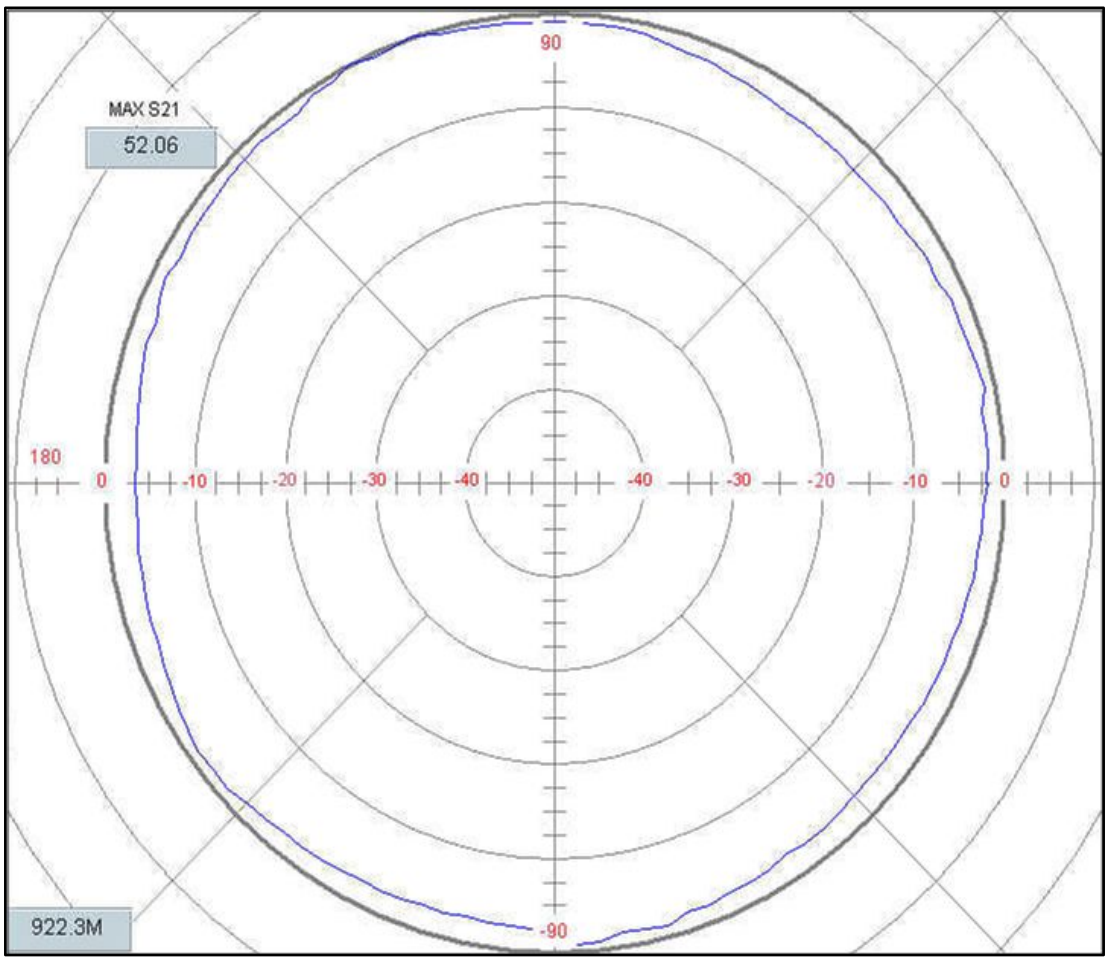


그림 5.42 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 19 (실험방법 E-3)

안테나 샘플 E의 실험방법 E-4는 표 5.27와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.43과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.31dBi 임을 알 수 있다.

표 5.27 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 20 (실험방법 E-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
E	E-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	λ/8(40)	4

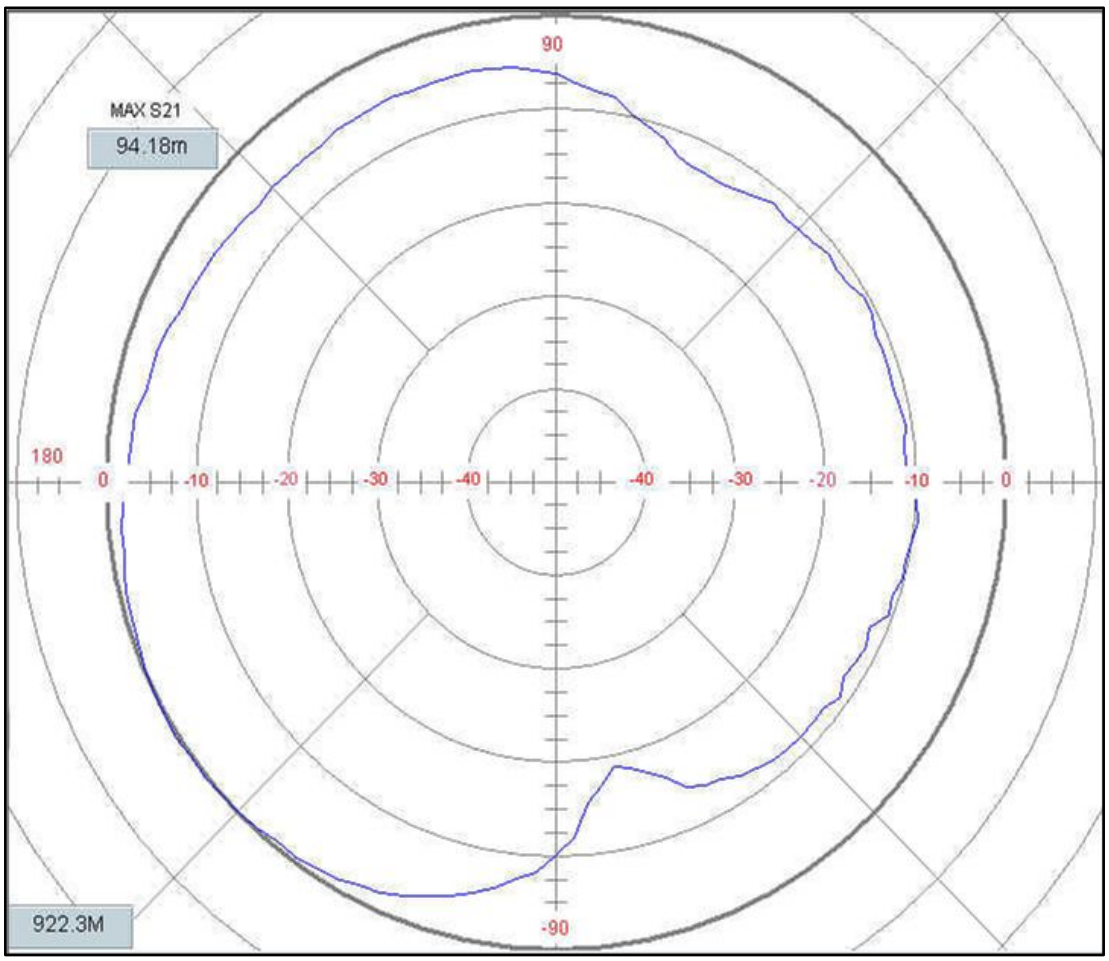


그림 5.43 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 20 (실험방법 E-4)

f. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 F

안테나 샘플 F의 실험방법 F-1은 표 5.28와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.44과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.28dBi 임을 알 수 있다.

표 5.28 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 21 (실험방법 F-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
F	F-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	6

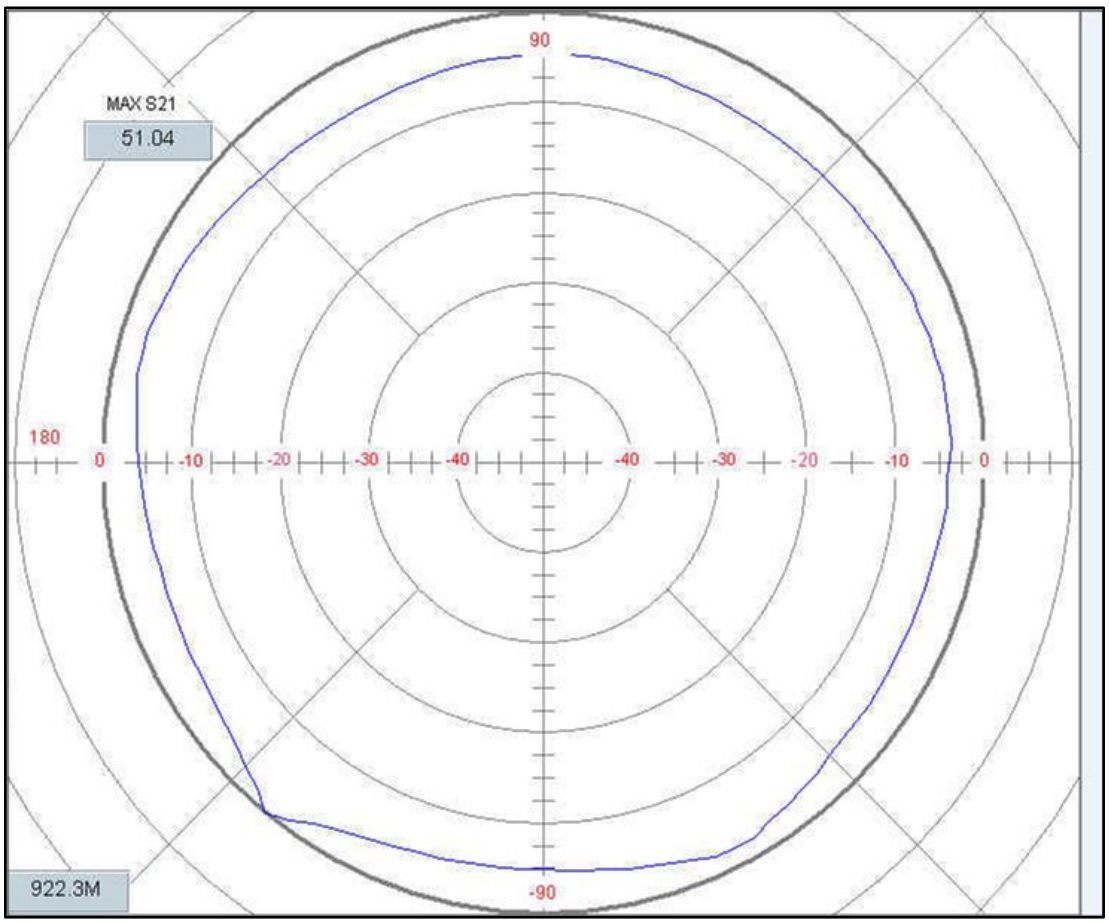


그림 5.44 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 21 (실험방법 F-1)

안테나 샘플 F의 실험방법 F-2는 표 5.29와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.45과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.89dBi 임을 알 수 있다.

표 5.29 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 22(실험방법 F-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
F	F-2	수직	정면	λ/4(80)	λ/8(40)	6

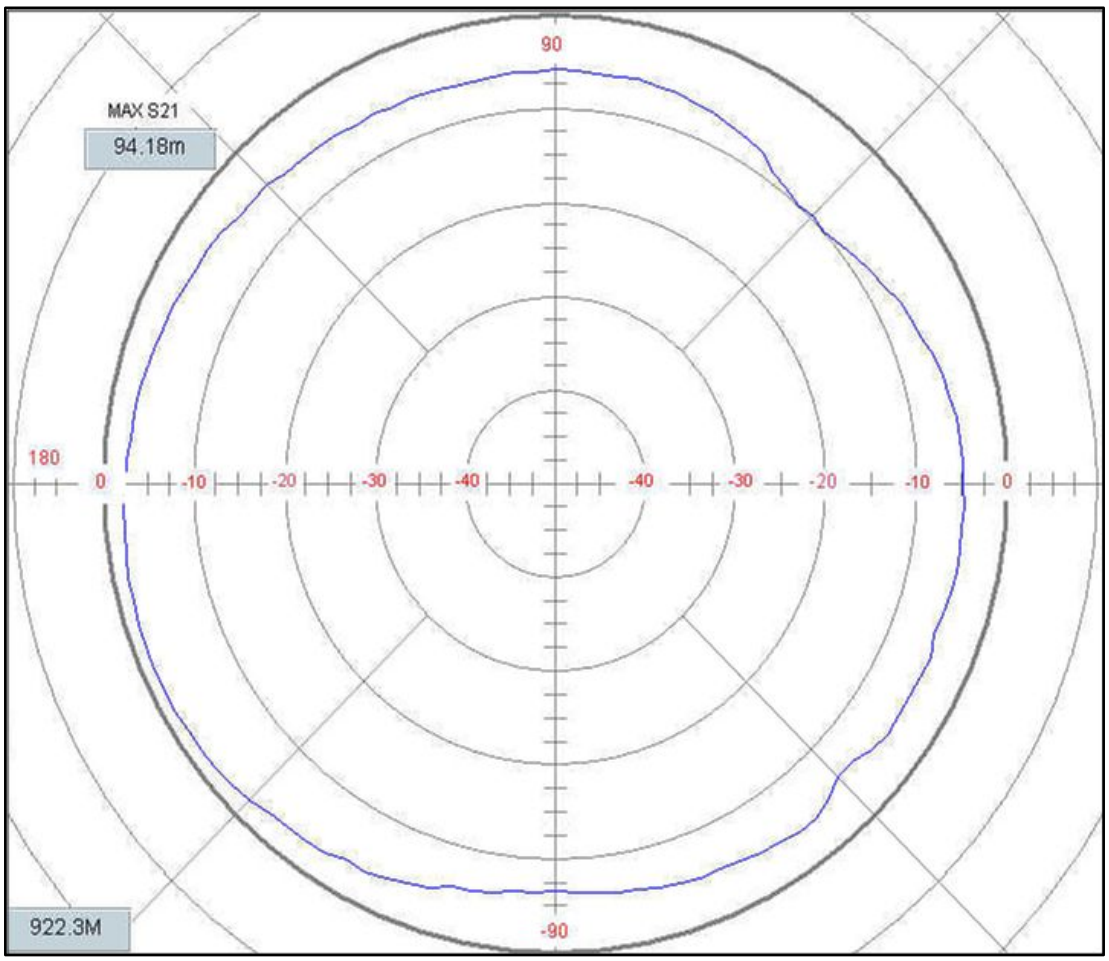


그림 5.45 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 22 (실험방법 F-2)

안테나 샘플 F의 실험방법 F-3는 표 5.30와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.46과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.01dBi 임을 알 수 있다.

표 5.30 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 23(실험방법 F-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
F	F-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	λ/8(40)	6

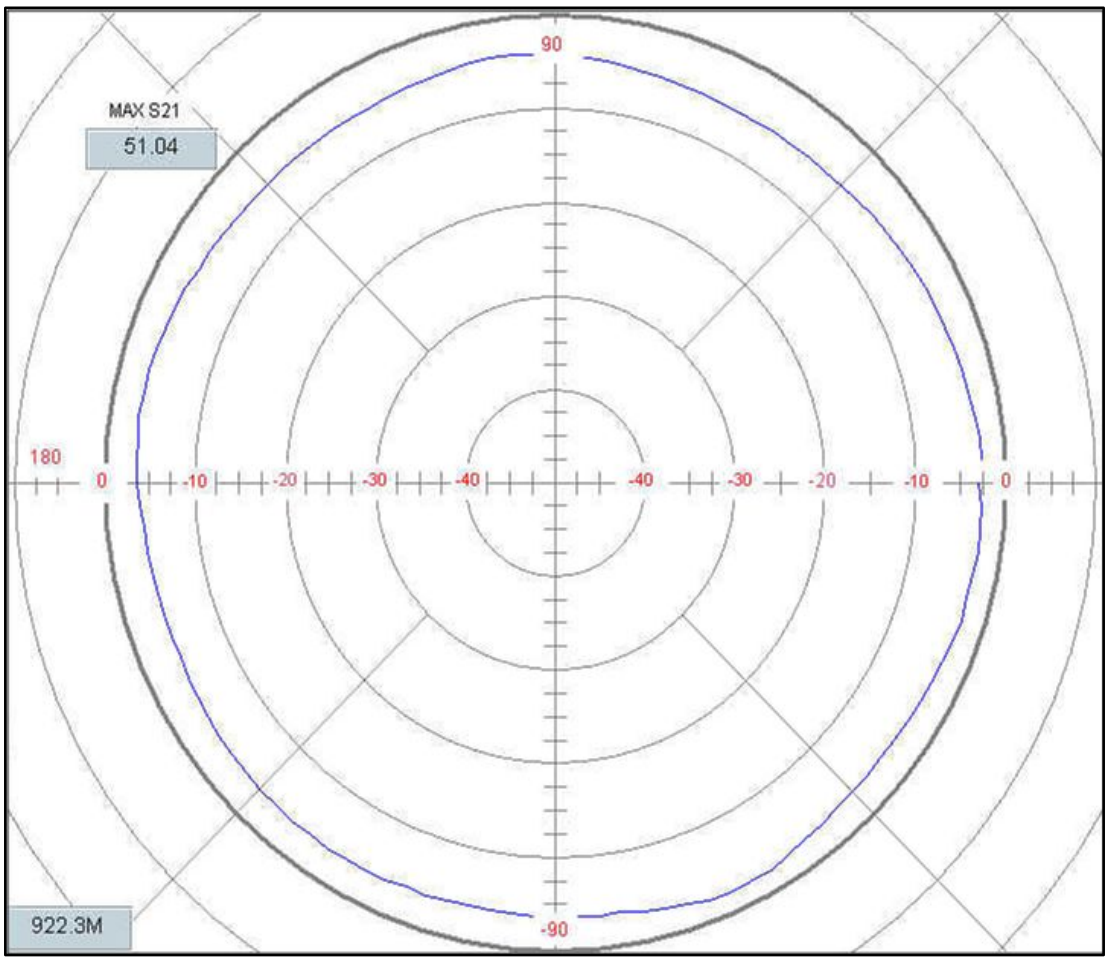


그림 5.46 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 23 (실험방법 F-3)

안테나 샘플 F의 실험방법 F-4는 표 5.31와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.47과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.06dBi 임을 알 수 있다.

표 5.31 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 24(실험방법 F-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
F	F-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	λ/8(40)	6

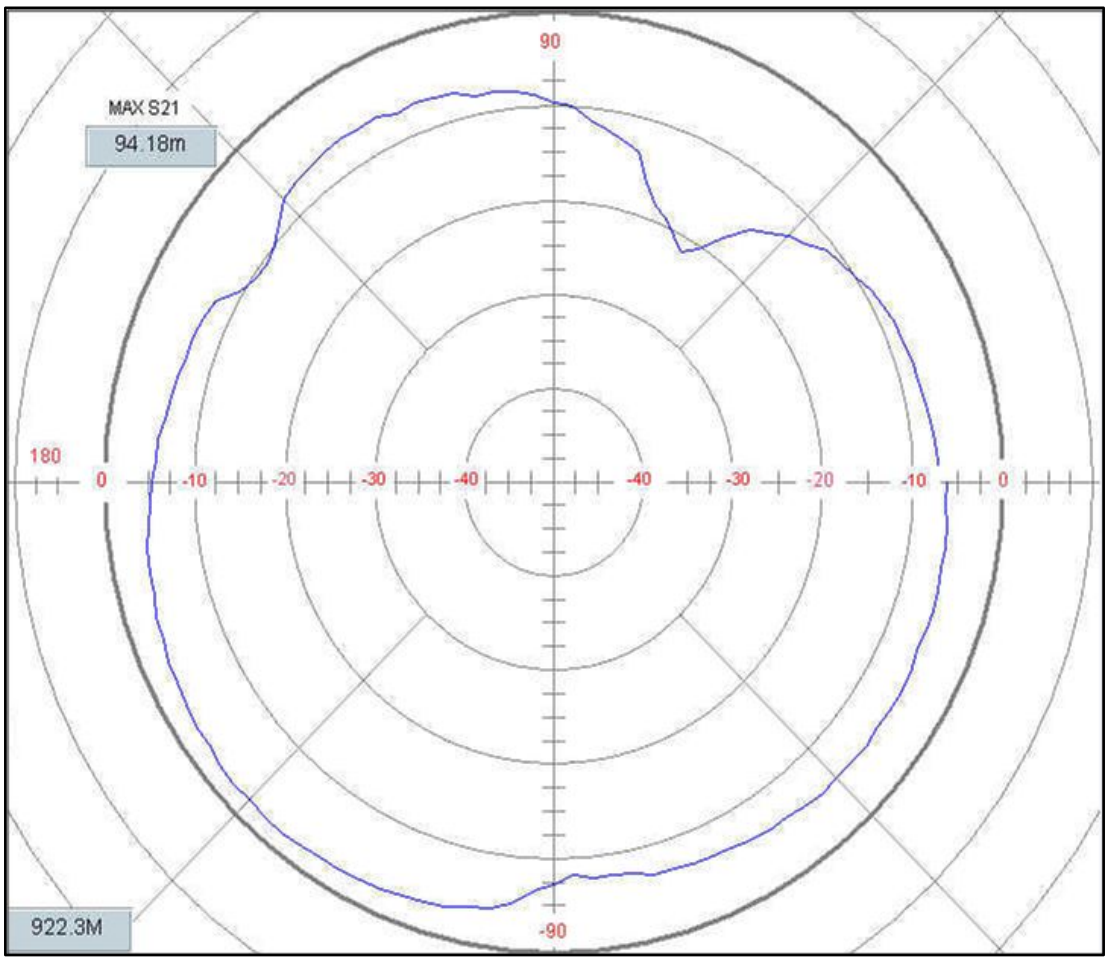


그림 5.47 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 24 (실험방법 F-4)

g. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 G

안테나 샘플 G의 실험방법 G-1은 표 5.32와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.48과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 -17.1dBi 임을 알 수 있다.

표 5.32 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 25(실험방법 G-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
G	G-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	20

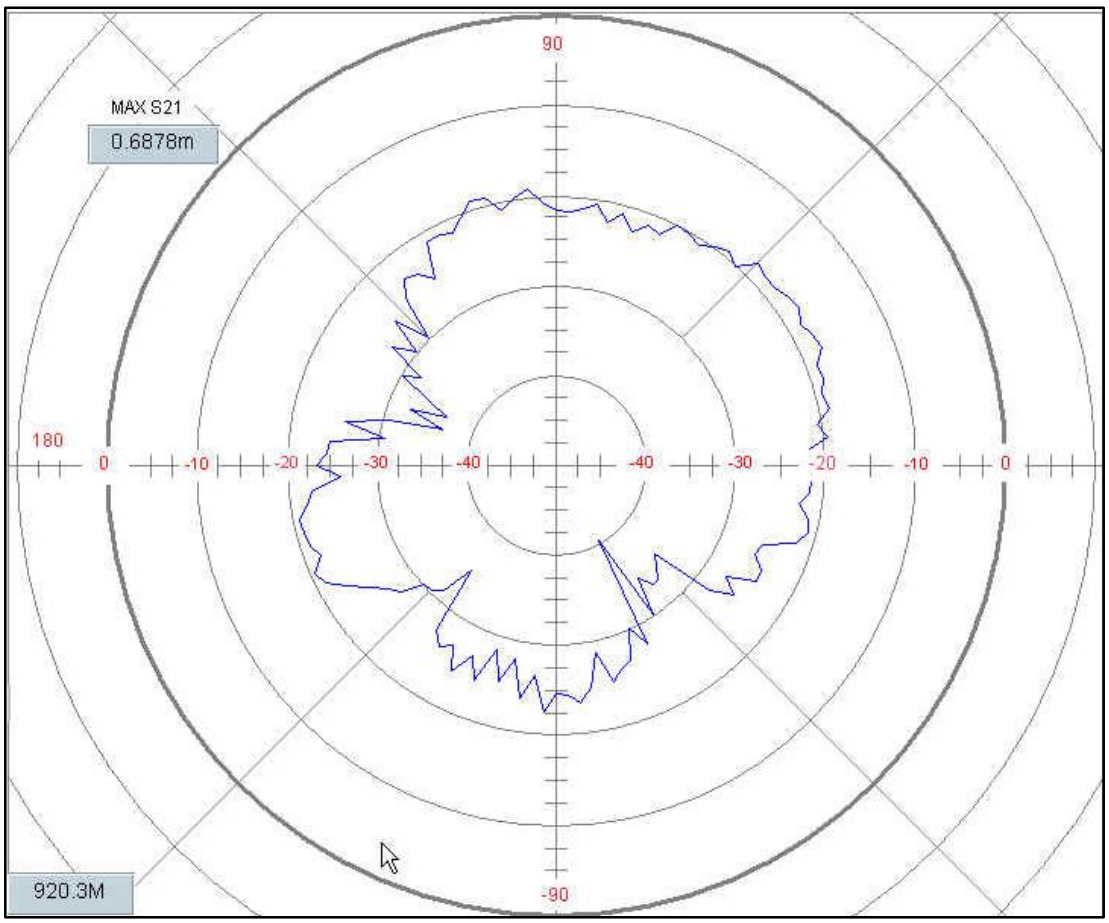


그림 5.48 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 25 (실험방법 G-1)

안테나 샘플 G의 실험방법 G-2는 표 5.33와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.49과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.14dBi 임을 알 수 있다.

표 5.33 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 26(실험방법 G-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
G	G-2	수직	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	20

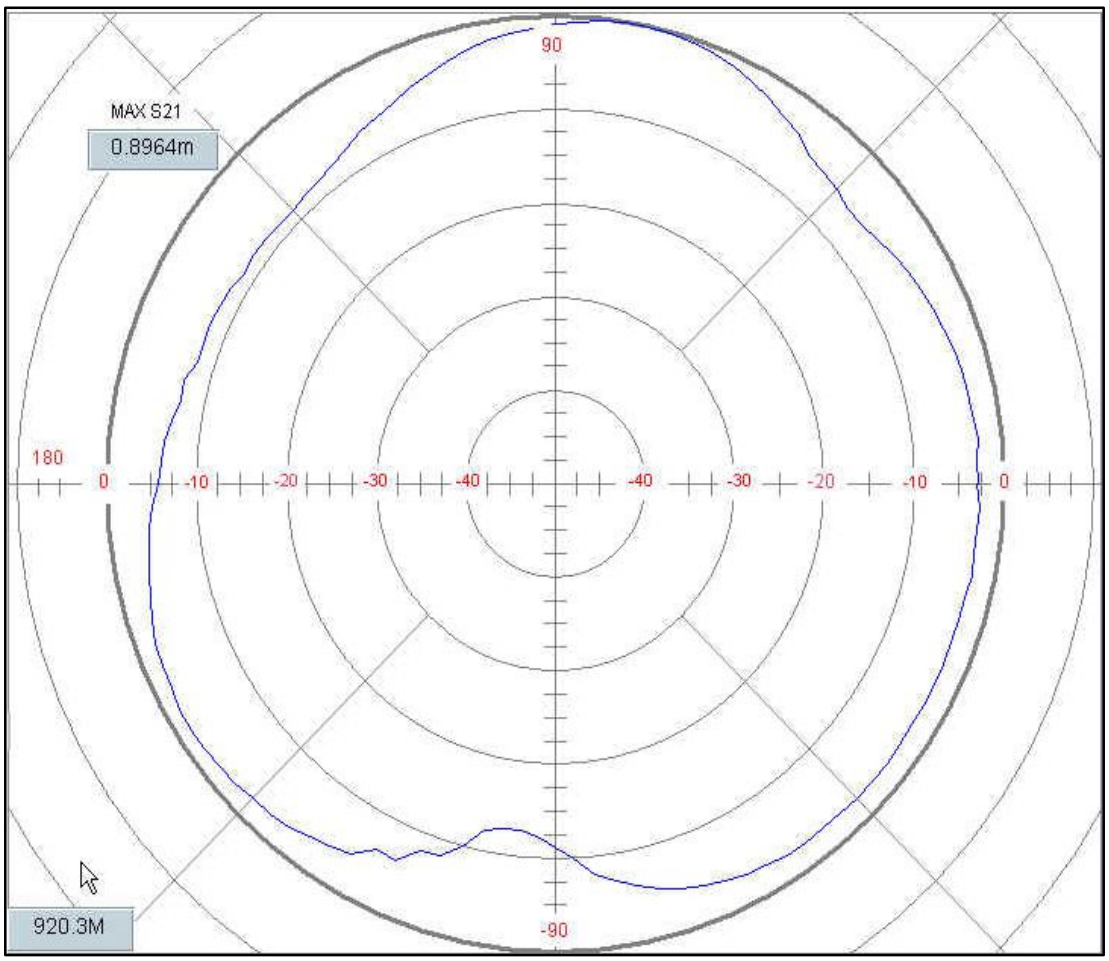


그림 5.49 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 26 (실험방법 G-2)

안테나 샘플 G의 실험방법 G-3는 표 5.34와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.50과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 2.24dBi 임을 알 수 있다.

표 5.34 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 27(실험방법 G-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
G	G-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	λ/32(10)	20

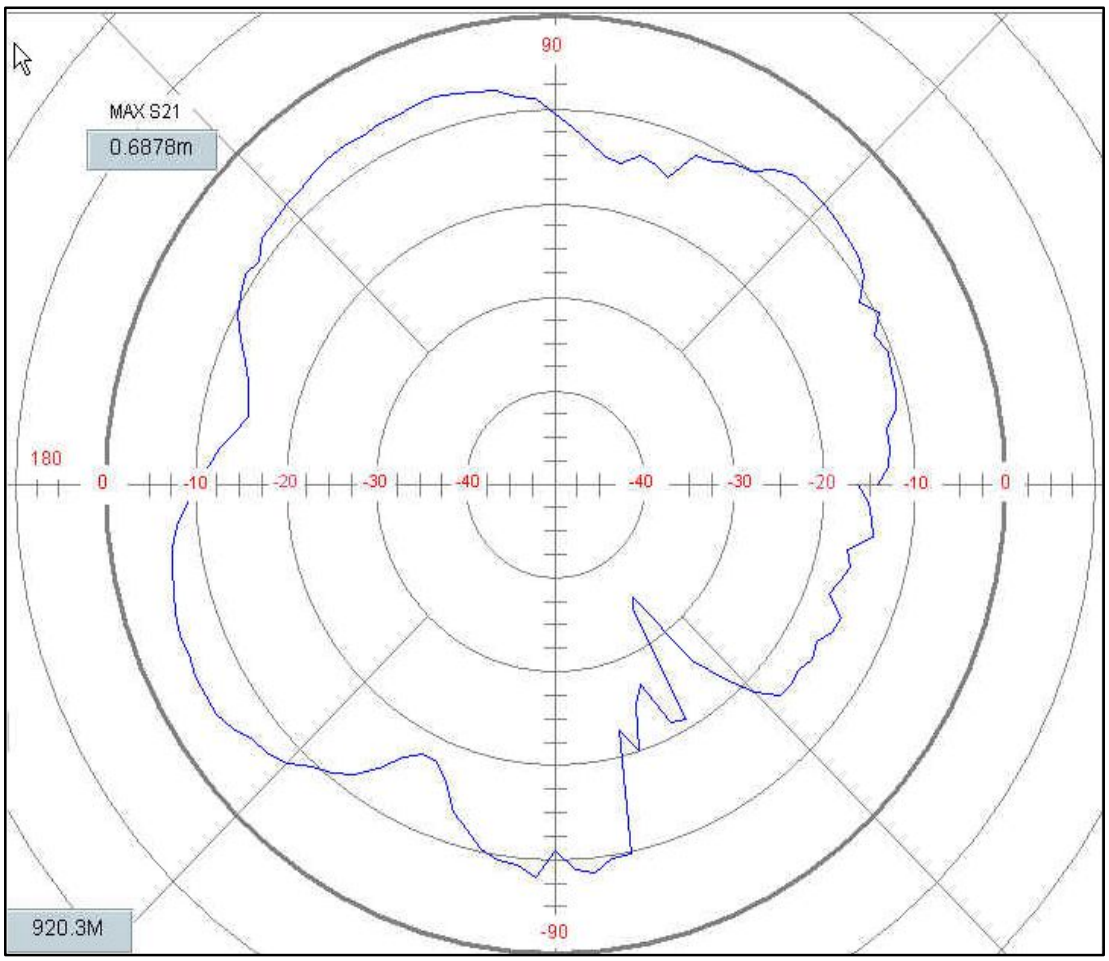


그림 5.50 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 27 (실험방법 G-3)

안테나 샘플 G의 실험방법 G-4는 표 5.35와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.51과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.01dBi 임을 알 수 있다.

표 5.35 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 28(실험방법 G-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
G	G-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	λ/32(10)	20

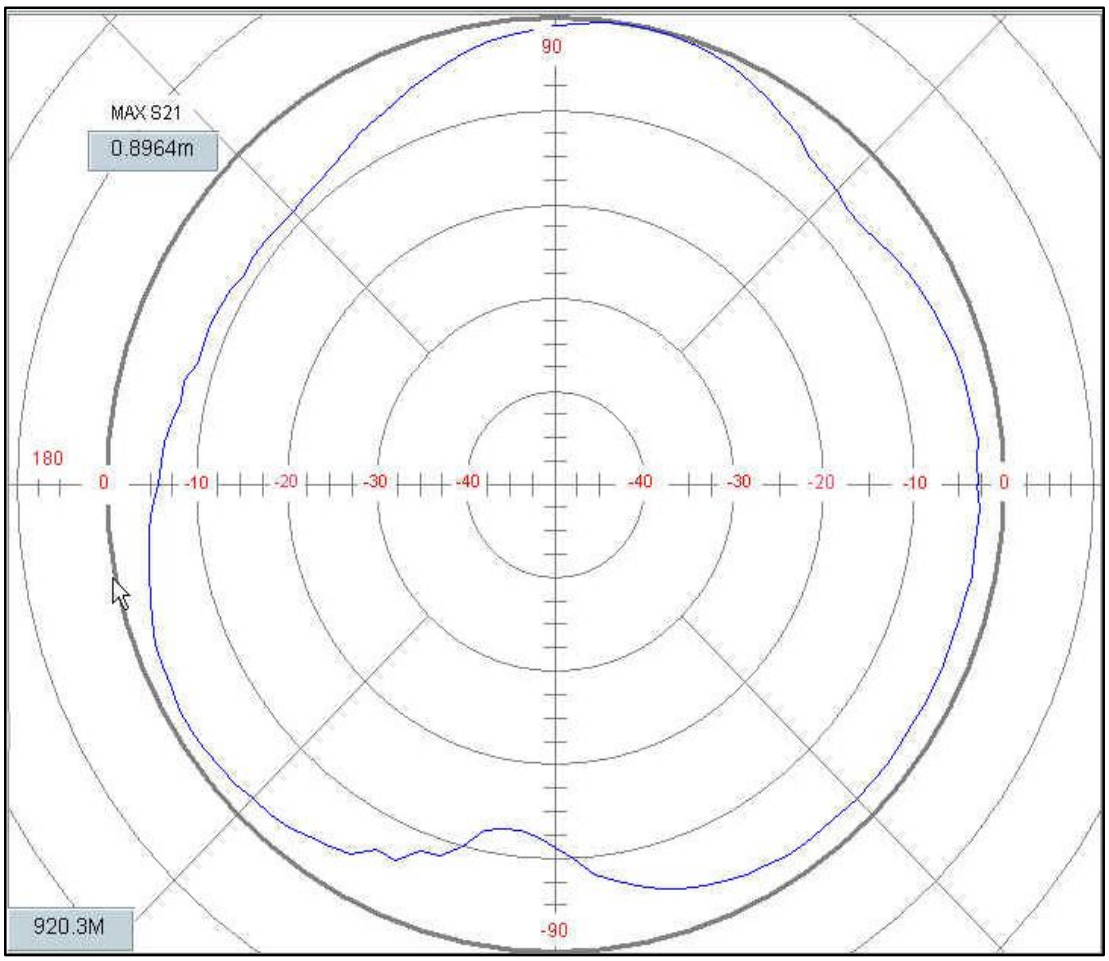


그림 5.51 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 28 (실험방법 G-4)

h. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 H

안테나 샘플 H의 실험방법 H-1은 표 5.36와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.52과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 2.01dBi 임을 알 수 있다.

표 5.36 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 29 (실험방법 H-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
H	H-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	30

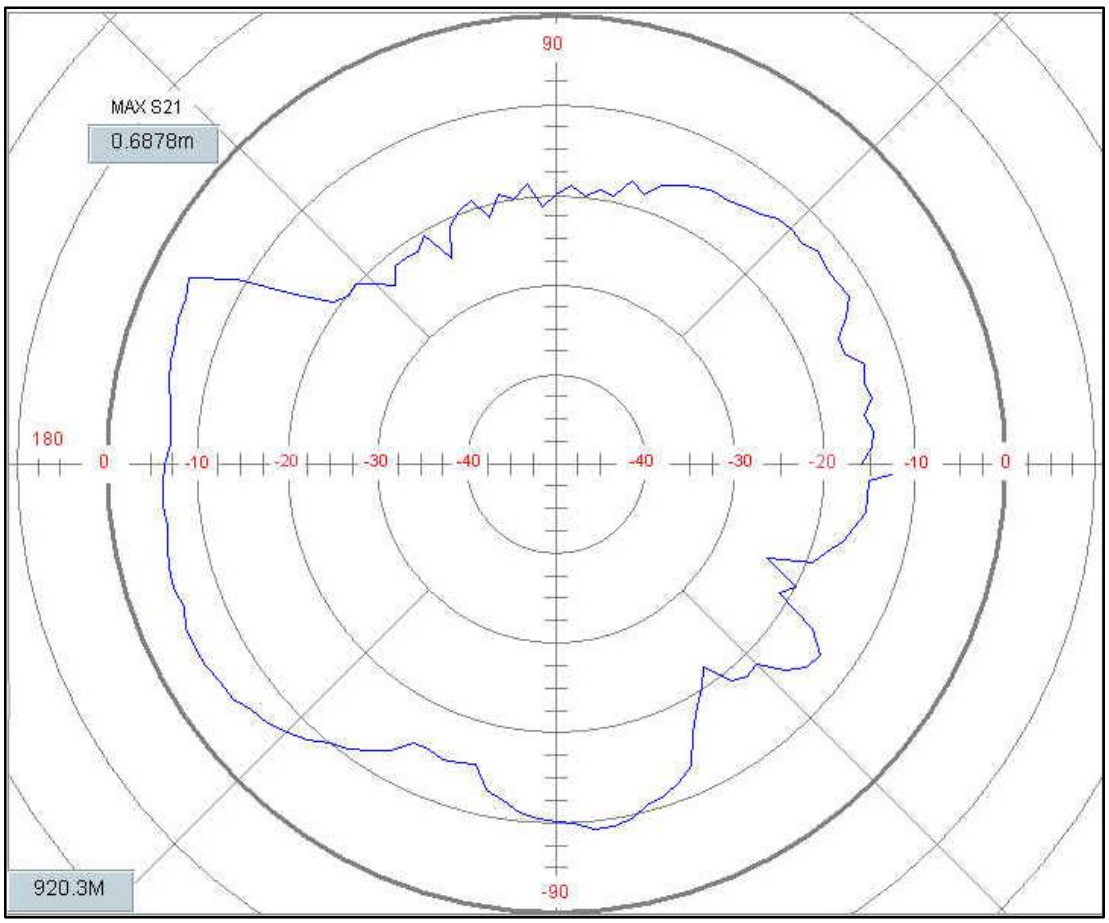


그림 5.52 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 29 (실험방법 H-1)

안테나 샘플 H의 실험방법 H-2는 표 5.37와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.53과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.89dBi 임을 알 수 있다.

표 5.37 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 30 (실험방법 H-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
H	H-2	수직	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	30

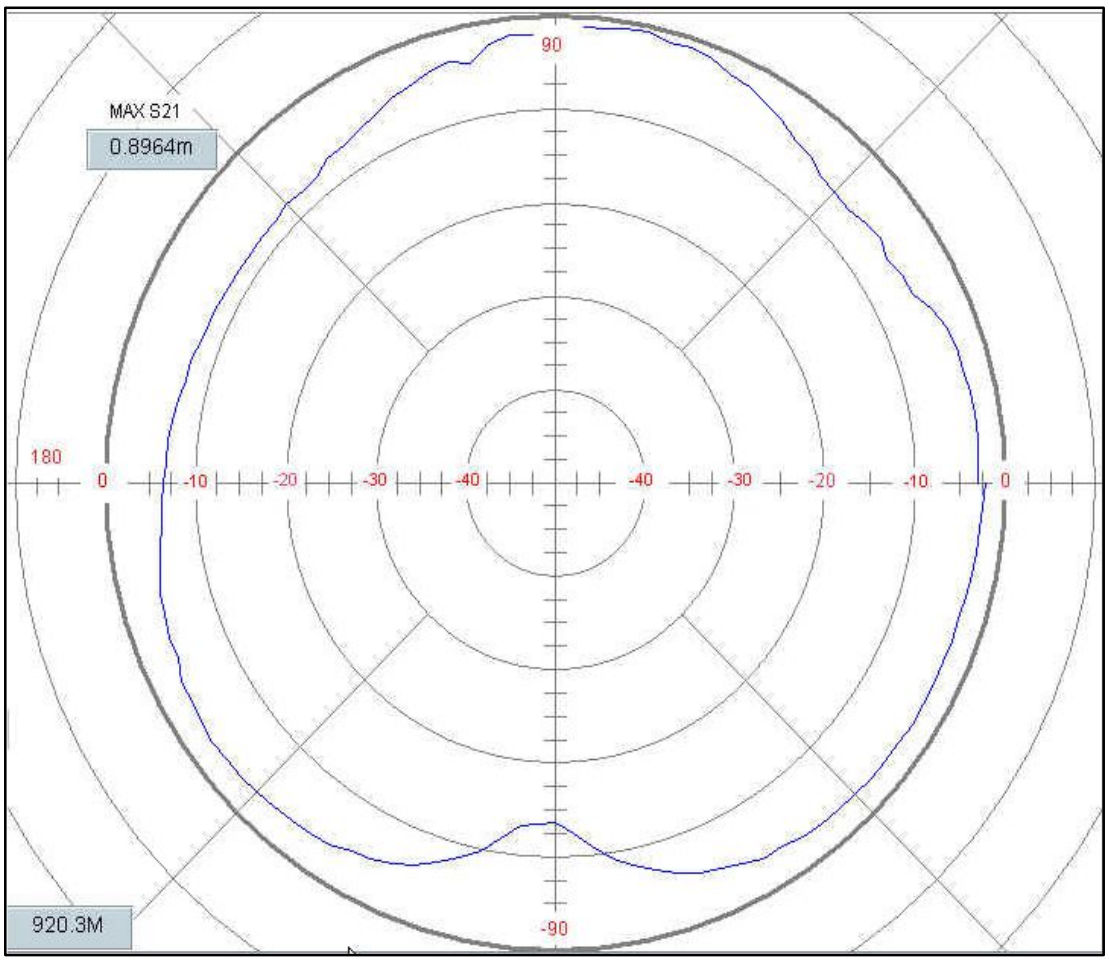


그림 5.53 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 30 (실험방법 H-2)

안테나 샘플 H의 실험방법 H-3는 표 5.38와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.54과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 1.89dBi 임을 알 수 있다.

표 5.38 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 31 (실험방법 H-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
H	H-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	λ/32(10)	30

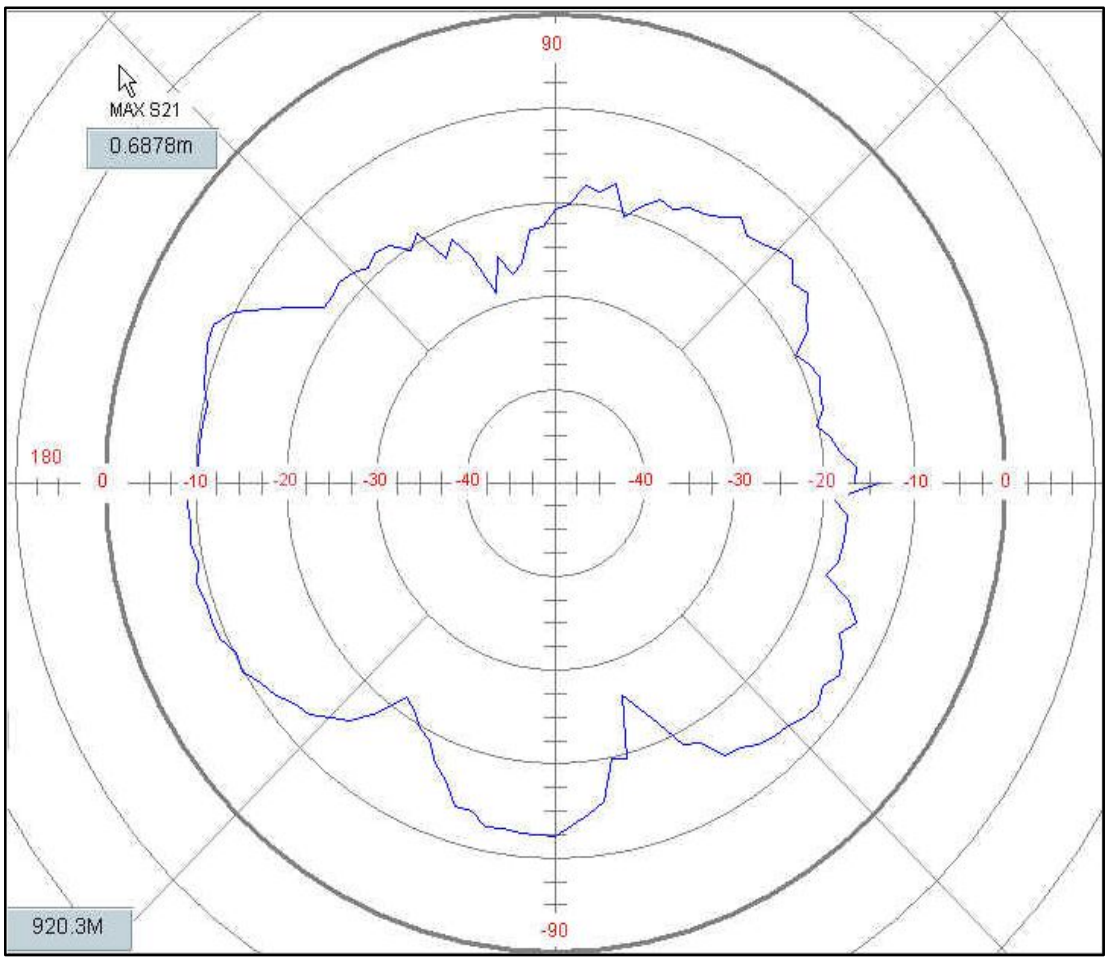


그림 5.54 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 31 (실험방법 H-3)

안테나 샘플 H의 실험방법 H-4는 표 5.39와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.55과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 5.01dBi 임을 알 수 있다.

표 5.39 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 32 (실험방법 H-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
H	H-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	λ/32(10)	30

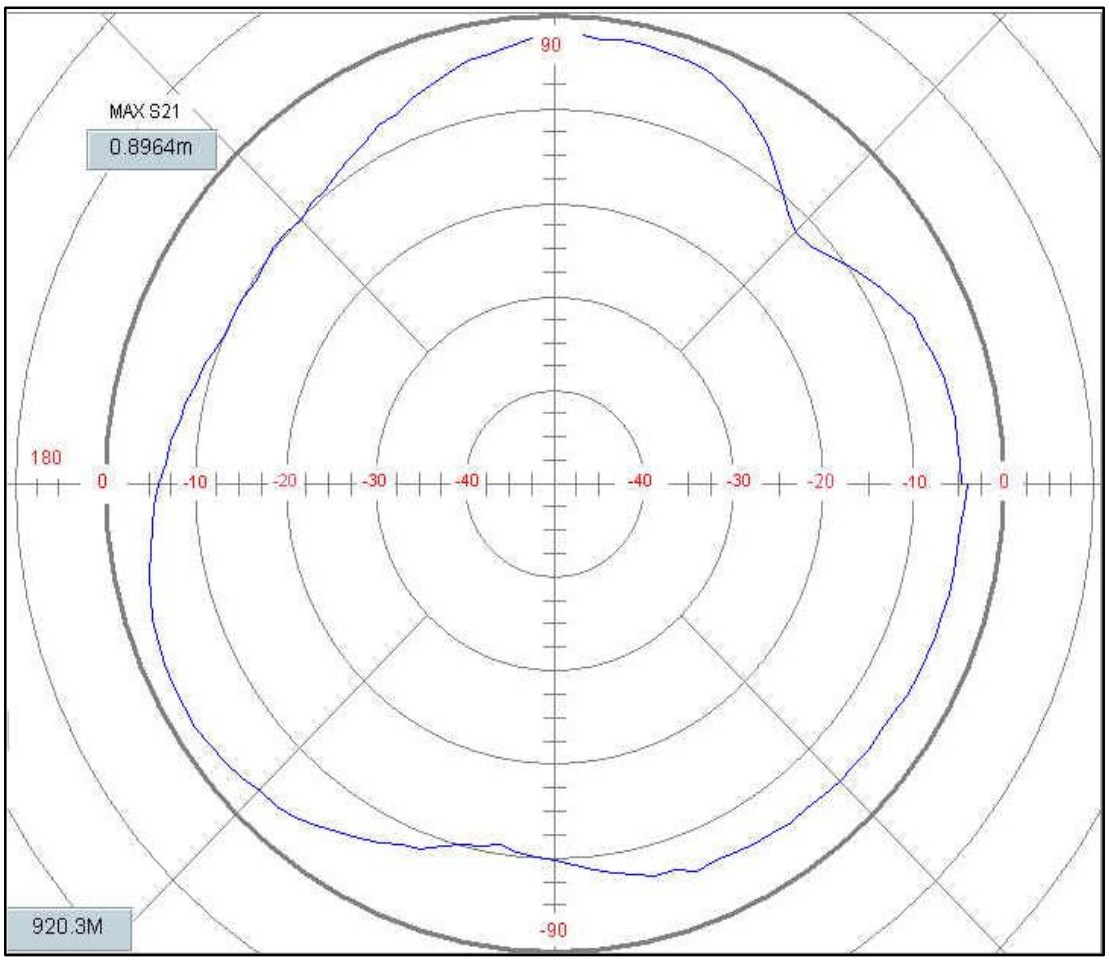


그림 5.55 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 32 (실험방법 H-4)

i. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 I

안테나 샘플 I의 실험방법 I-1은 표 5.40와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.56과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 1.68dBi 임을 알 수 있다.

표 5.40 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 33(실험방법 I-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
I	I-1	수평	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	40

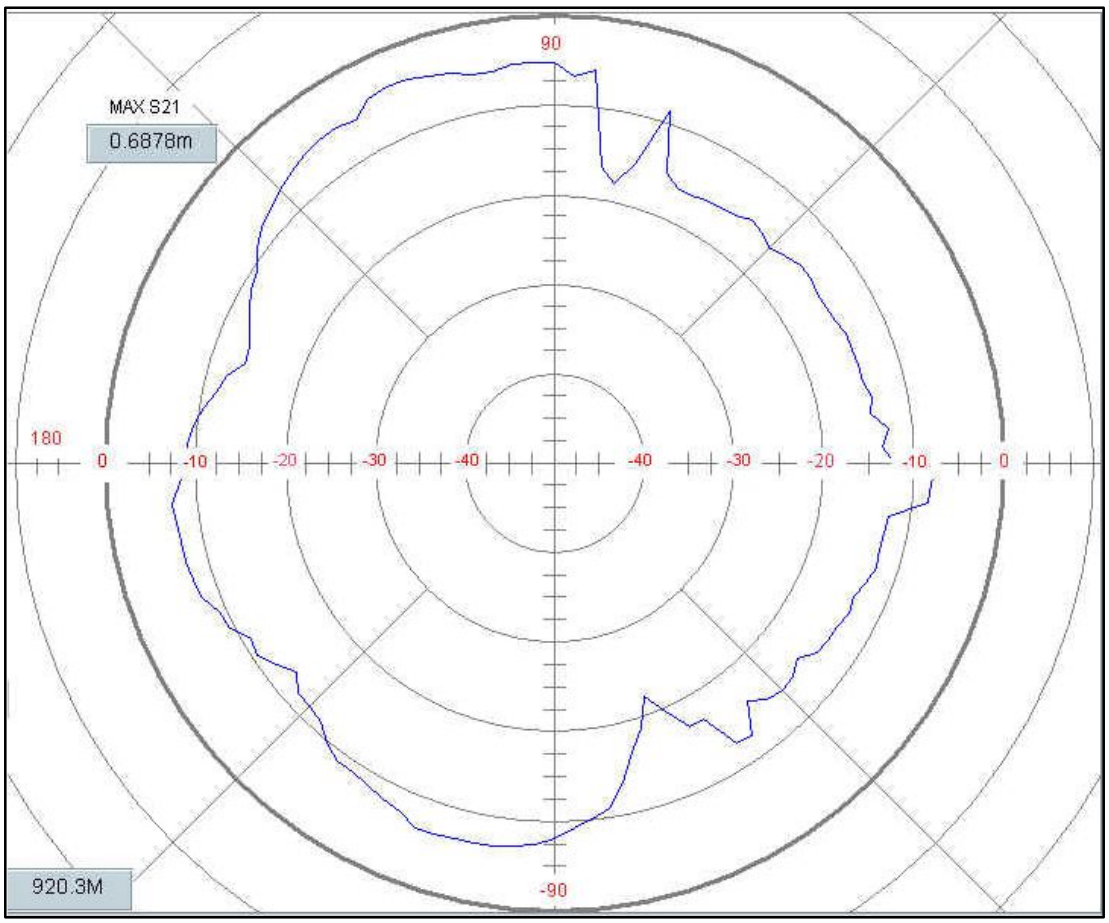


그림 5.56 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 33 (실험방법 I-1)

안테나 샘플 I의 실험방법 I-2는 표 5.41와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.57과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 5.07dBi 임을 알 수 있다.

표 5.41 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 34(실험방법 I-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
I	I-2	수직	정면	λ/4(80)	λ/32(10)	40

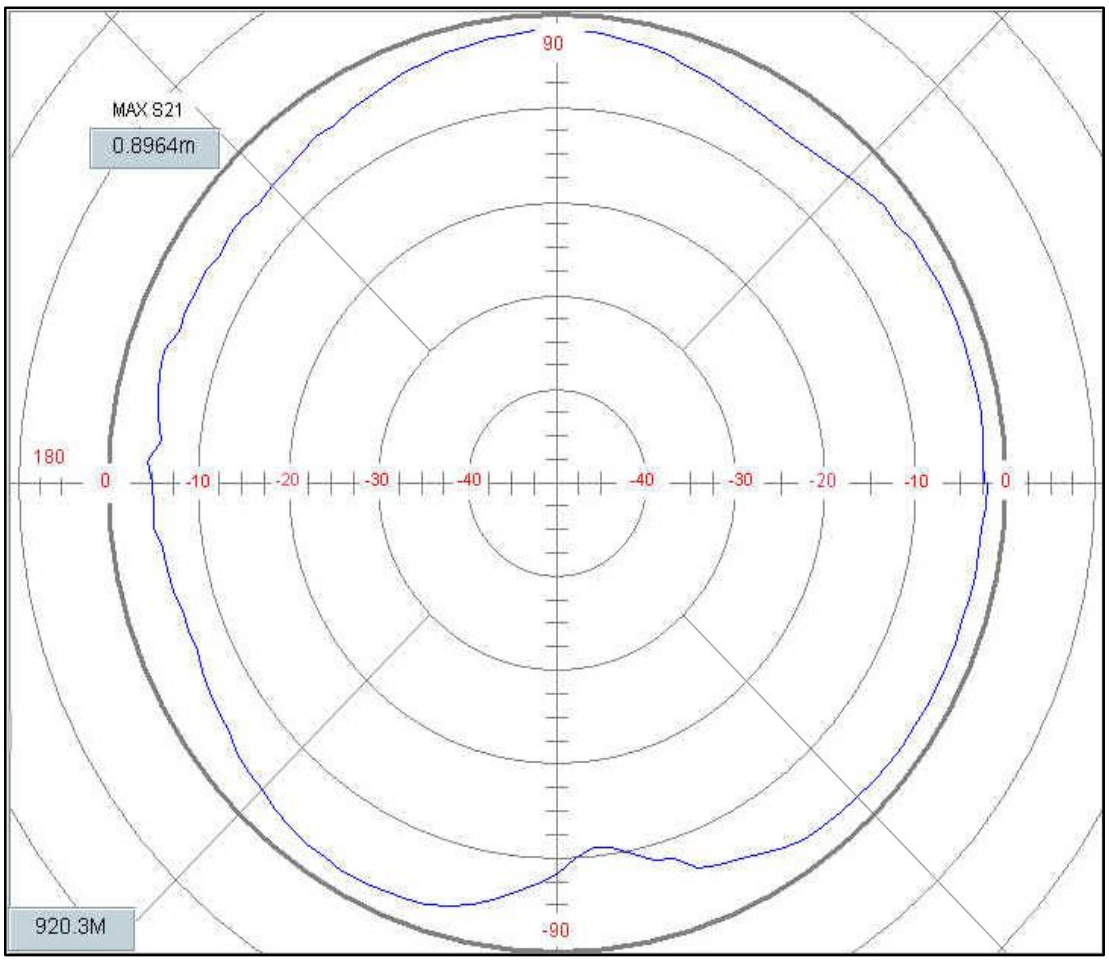


그림 5.57 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 34 (실험방법 I-2)

안테나 샘플 I의 실험방법 I-3는 표 5.42와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.58과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 -1.11dBi 임을 알 수 있다.

표 5.42 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 35(실험방법 I-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
I	I-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	λ/32(10)	40

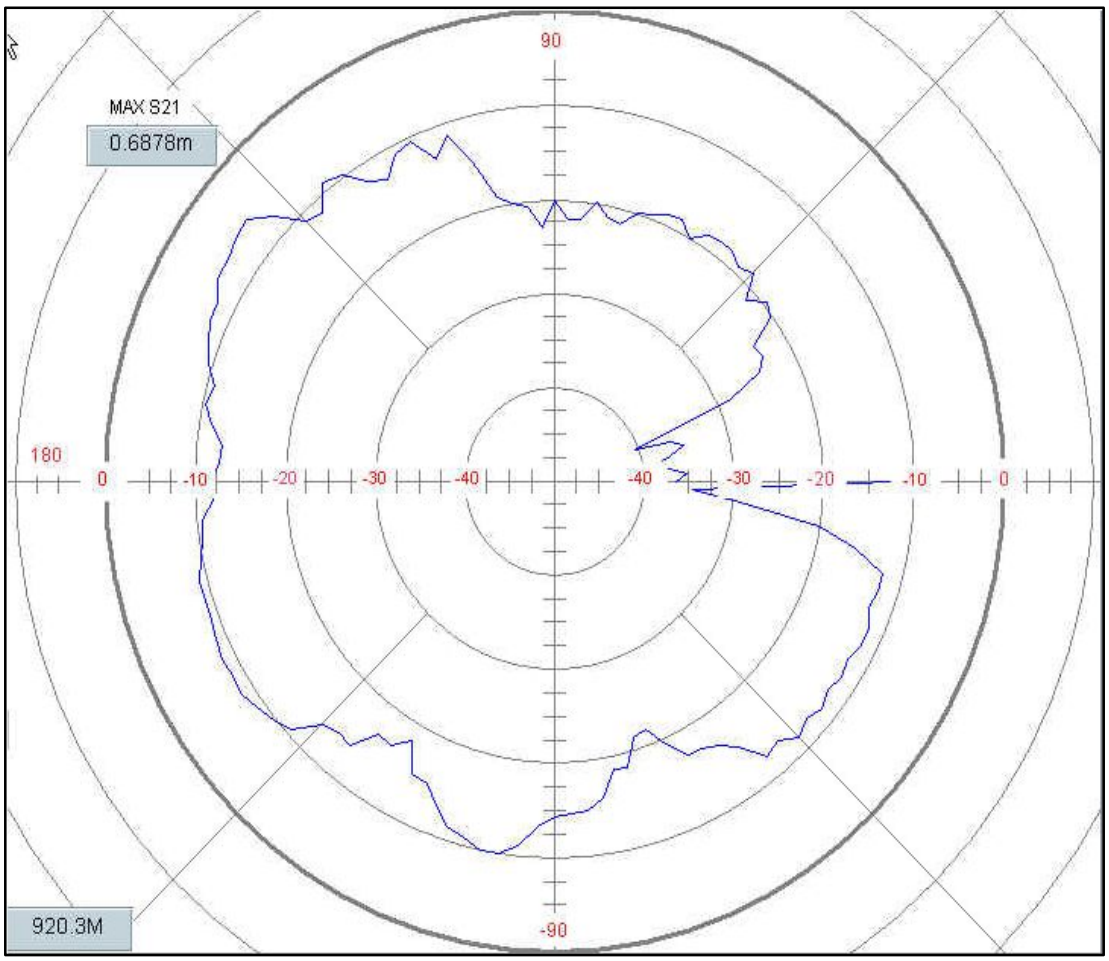


그림 5.58 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 35 (실험방법 I-3)

안테나 샘플 I의 실험방법 I-4는 표 5.43와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.59과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.56dBi 임을 알 수 있다.

표 5.43 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 36(실험방법 I-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
I	I-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	λ/32(10)	40

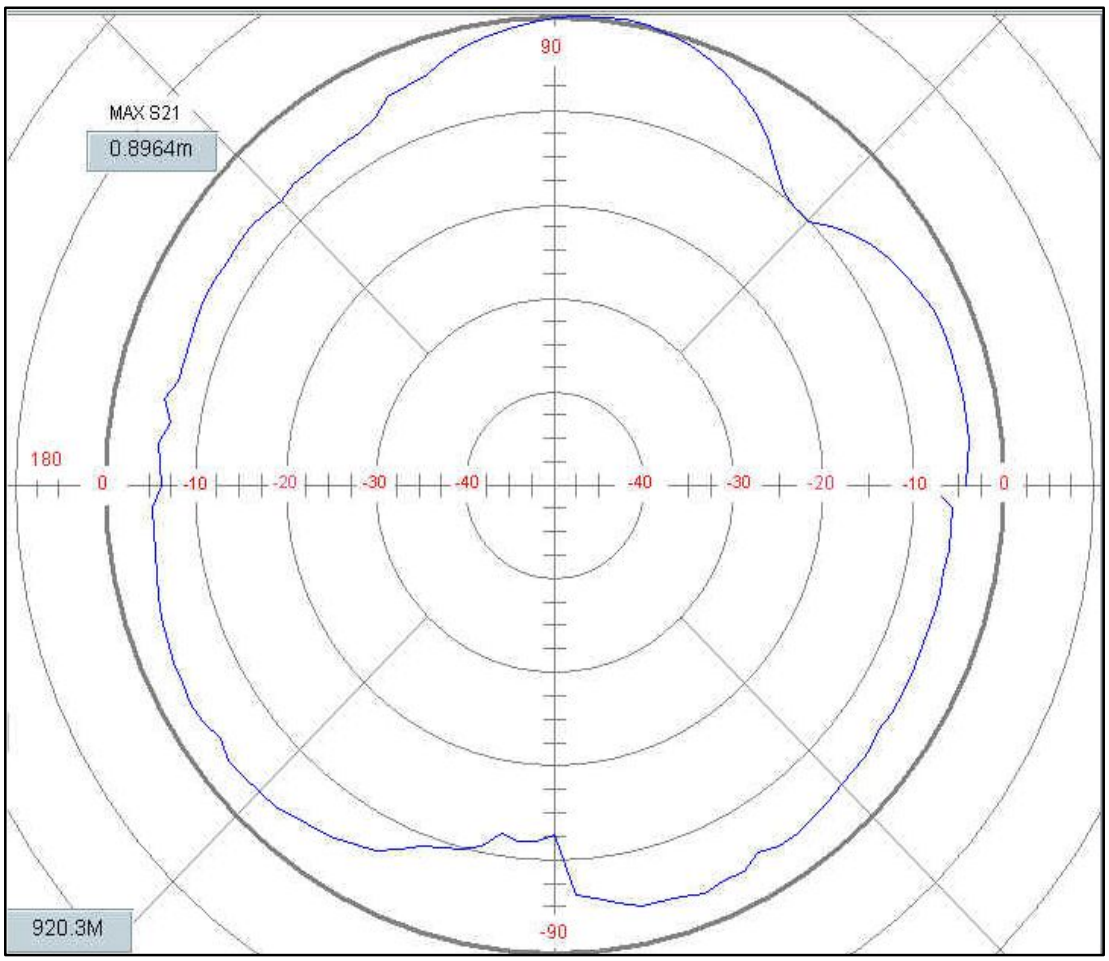


그림 5.59 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 36 (실험방법 I-4)

j. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 J

안테나 샘플 J의 실험방법 J-1은 표 5.44와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.60과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 2.22dBi 임을 알 수 있다.

표 5.44 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 37(실험방법 J-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
J	J-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	22

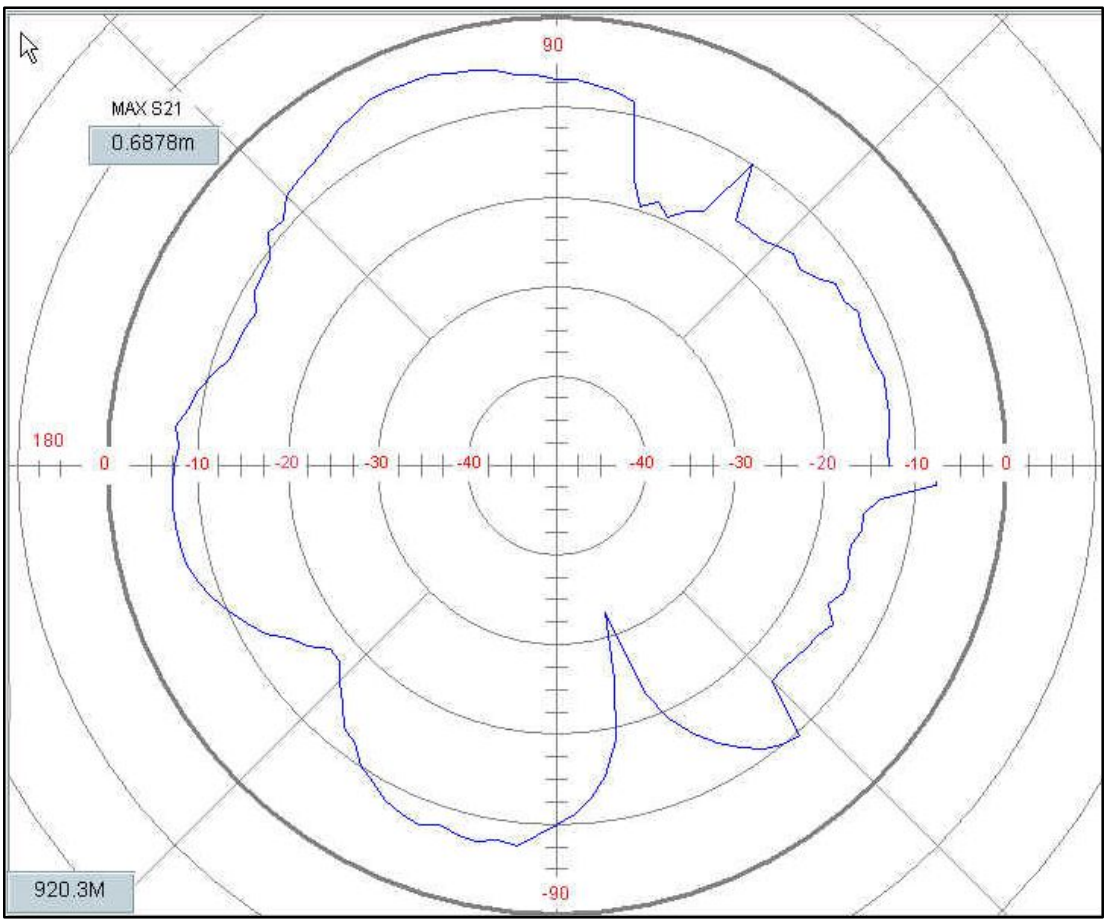


그림 5.60 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 37 (실험방법 J-1)

안테나 샘플 J의 실험방법 J-2는 표 5.45와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.61과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.42dBi 임을 알 수 있다.

표 5.45 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 38(실험방법 J-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
J	J-2	수직	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	22

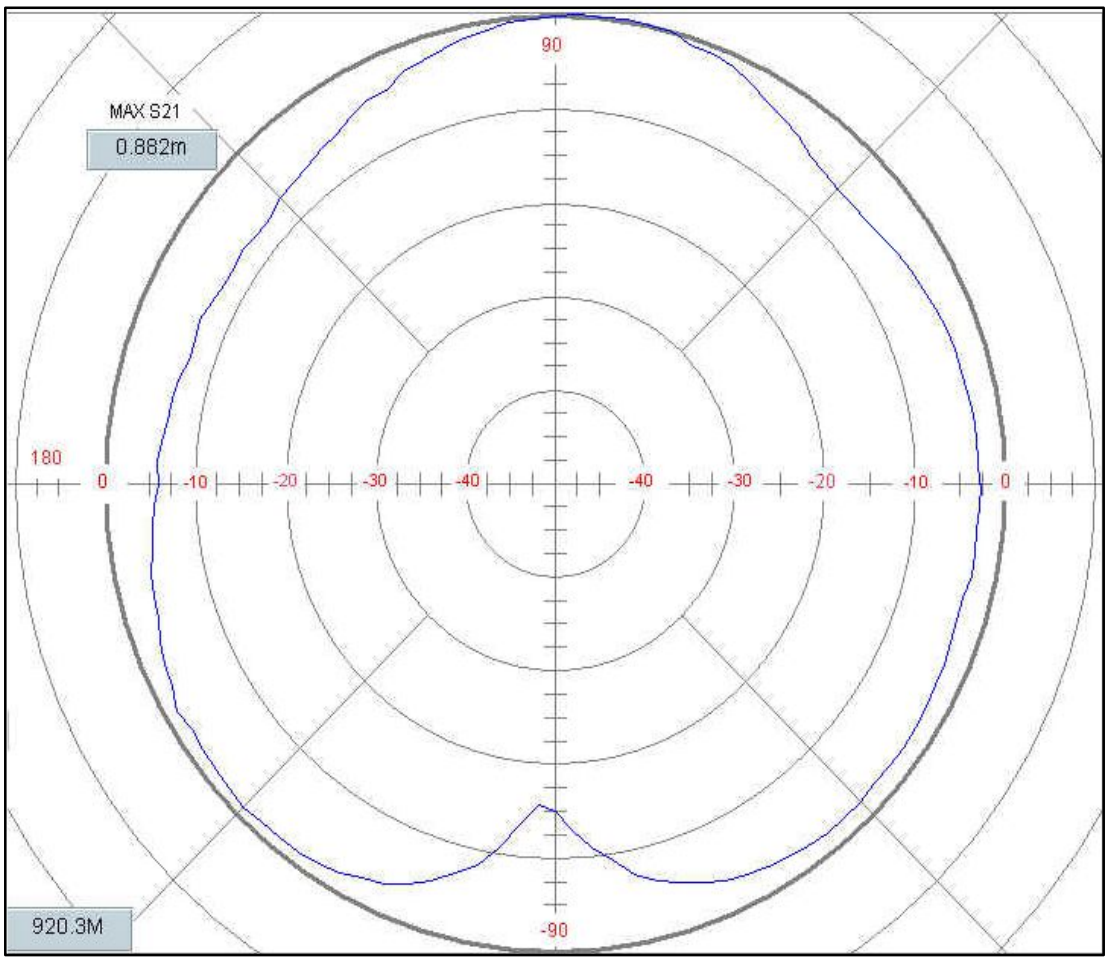


그림 5.61 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 38 (실험방법 J-2)

안테나 샘플 J의 실험방법 J-3는 표 5.46와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.62과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 0.89dBi 임을 알 수 있다.

표 5.46 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 39(실험방법 J-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
J	J-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	3λ/80(12)	22

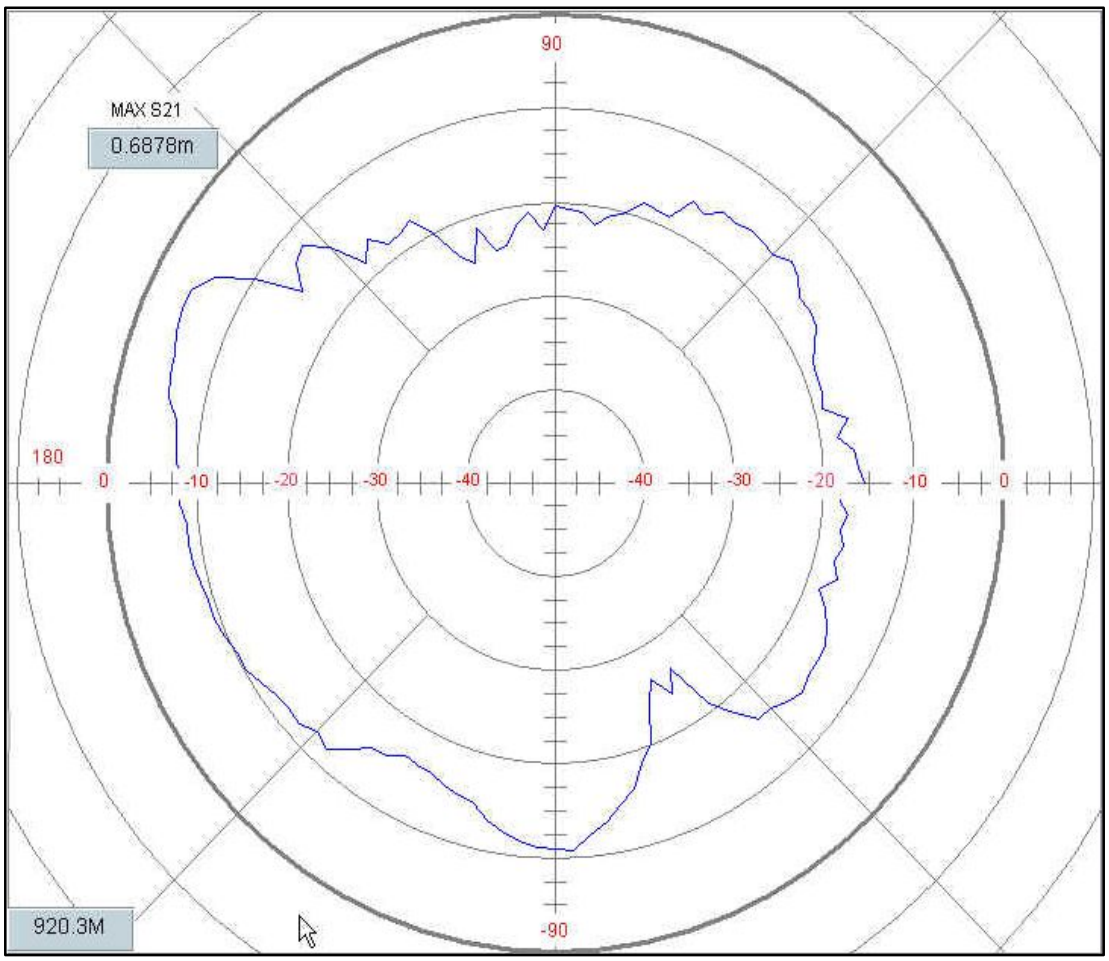


그림 5.62 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 39 (실험방법 J-3)

안테나 샘플 J의 실험방법 J-4는 표 5.47와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.63과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.09dBi 임을 알 수 있다.

표 5.47 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 40(실험방법 J-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
J	J-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	3λ/80(12)	22

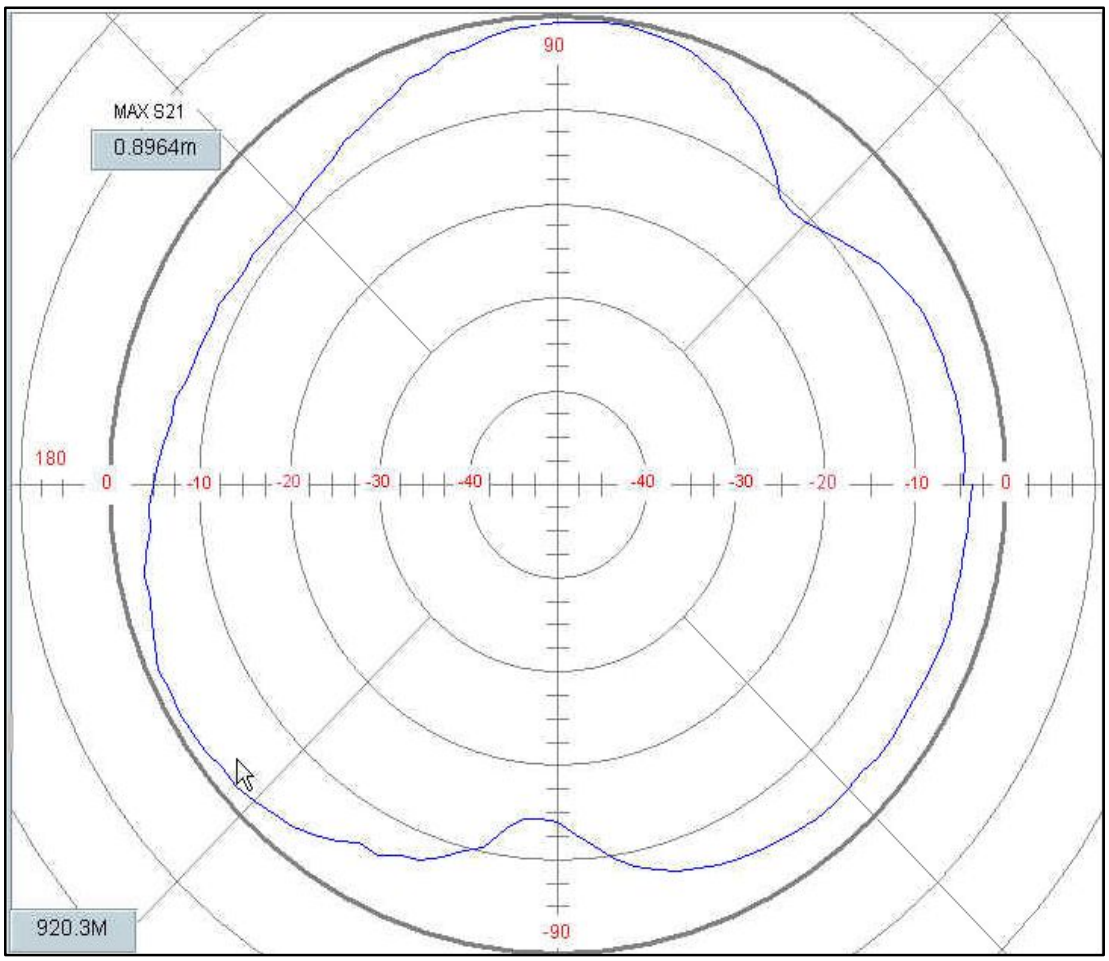


그림 5.63 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 40 (실험방법 J-4)

k. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 K

안테나 샘플 K의 실험방법 K-1은 표 5.48와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.64과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 -0.89dBi 임을 알 수 있다.

표 5.48 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 41 (실험방법 K-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
K	K-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	32

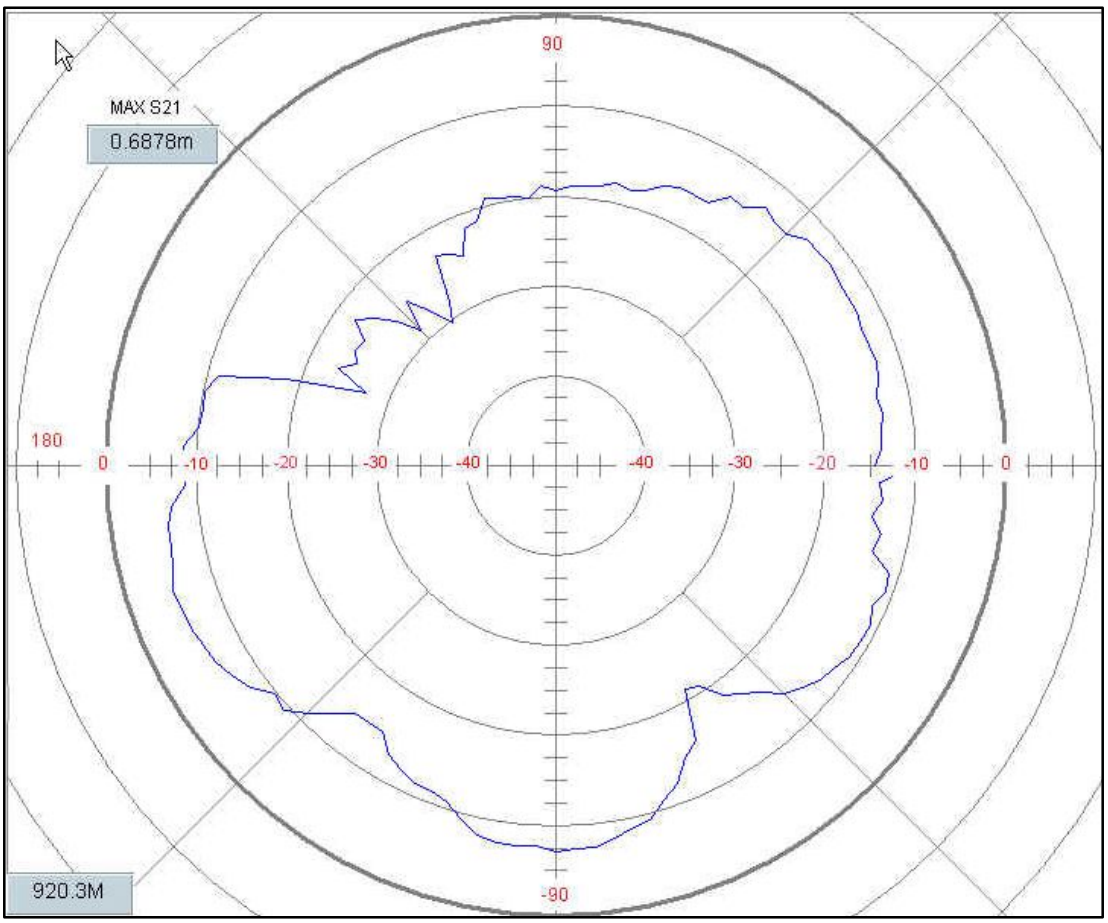


그림 5.64 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 41 (실험방법 K-1)

안테나 샘플 K의 실험방법 K-2는 표 5.49와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.65과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.75dBi 임을 알 수 있다.

표 5.49 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 42(실험방법 K-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
K	K-2	수직	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	32

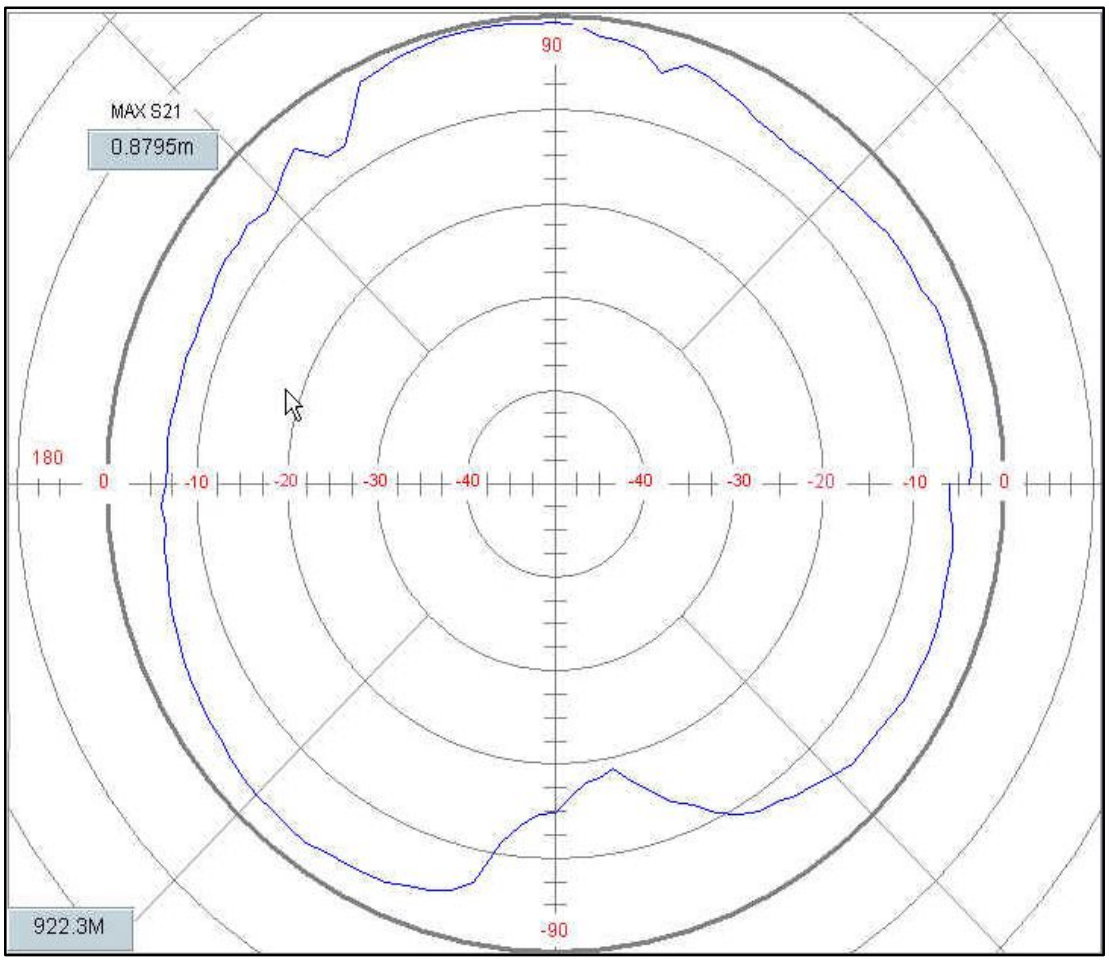


그림 5.65 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 42 (실험방법 K-2)

안테나 샘플 K의 실험방법 K-3는 표 5.50와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.66과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 1.01dBi 임을 알 수 있다.

표 5.50 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 43 (실험방법 K-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
K	K-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	3λ/80(12)	32

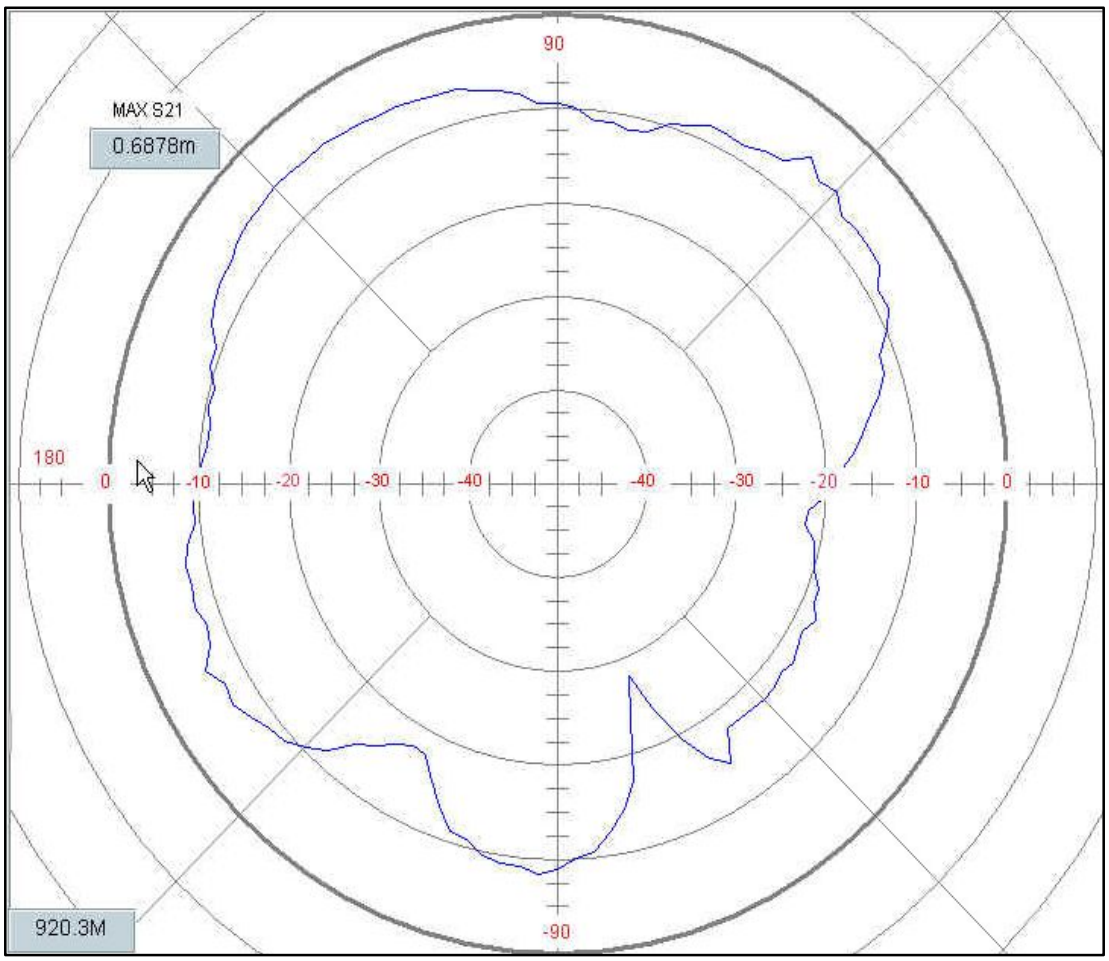


그림 5.66 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 43 (실험방법 K-3)

안테나 샘플 K의 실험방법 K-4는 표 5.51와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.67과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 6.01dBi 임을 알 수 있다.

표 5.51 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 44(실험방법 K-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
K	K-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	3λ/80(12)	32

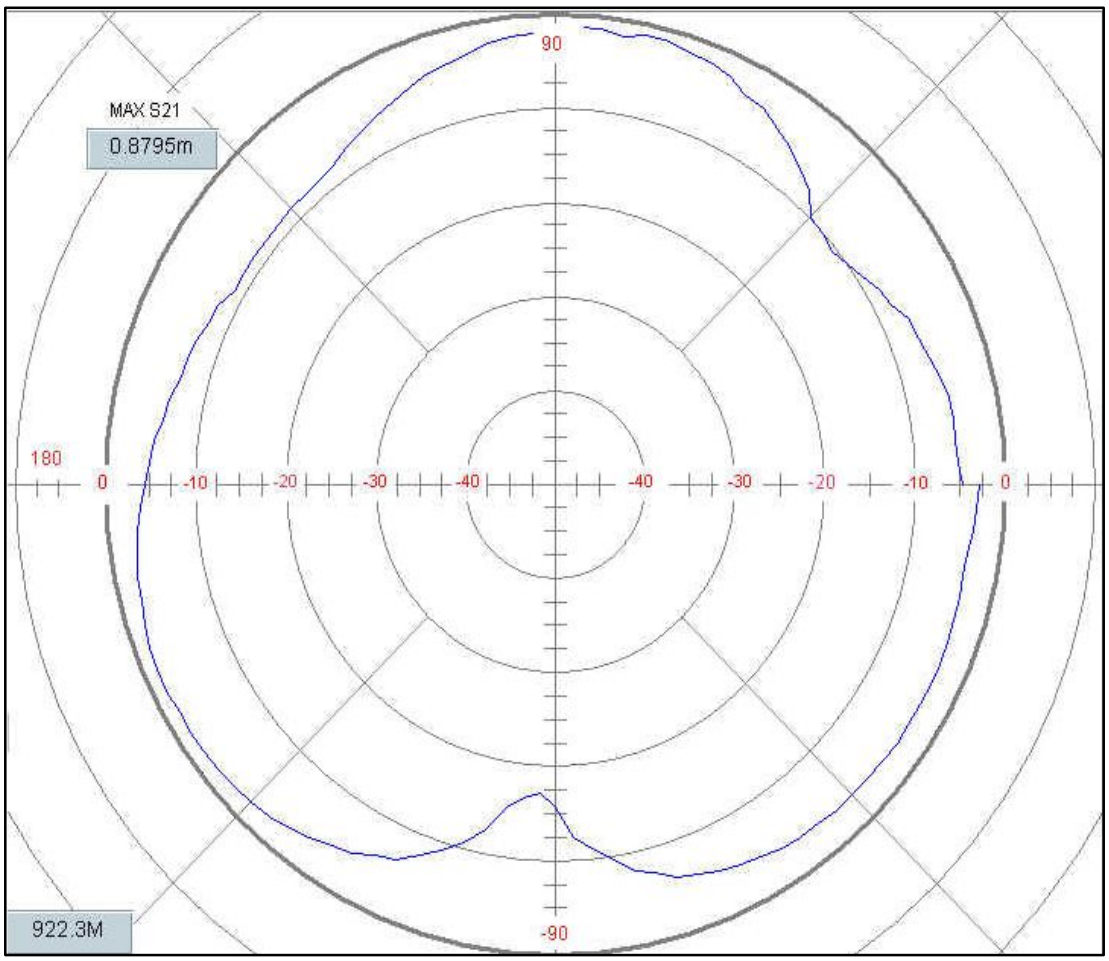


그림 5.67 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 44 (실험방법 K-4)

l. 이중구조형 z-슬롯 안테나 특성 분석-안테나 샘플 L

안테나 샘플 L의 실험방법 L-1은 표 5.52와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.68과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 -1.02dBi 임을 알 수 있다.

표 5.52 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 45(실험방법 L-1)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
L	L-1	수평	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	42

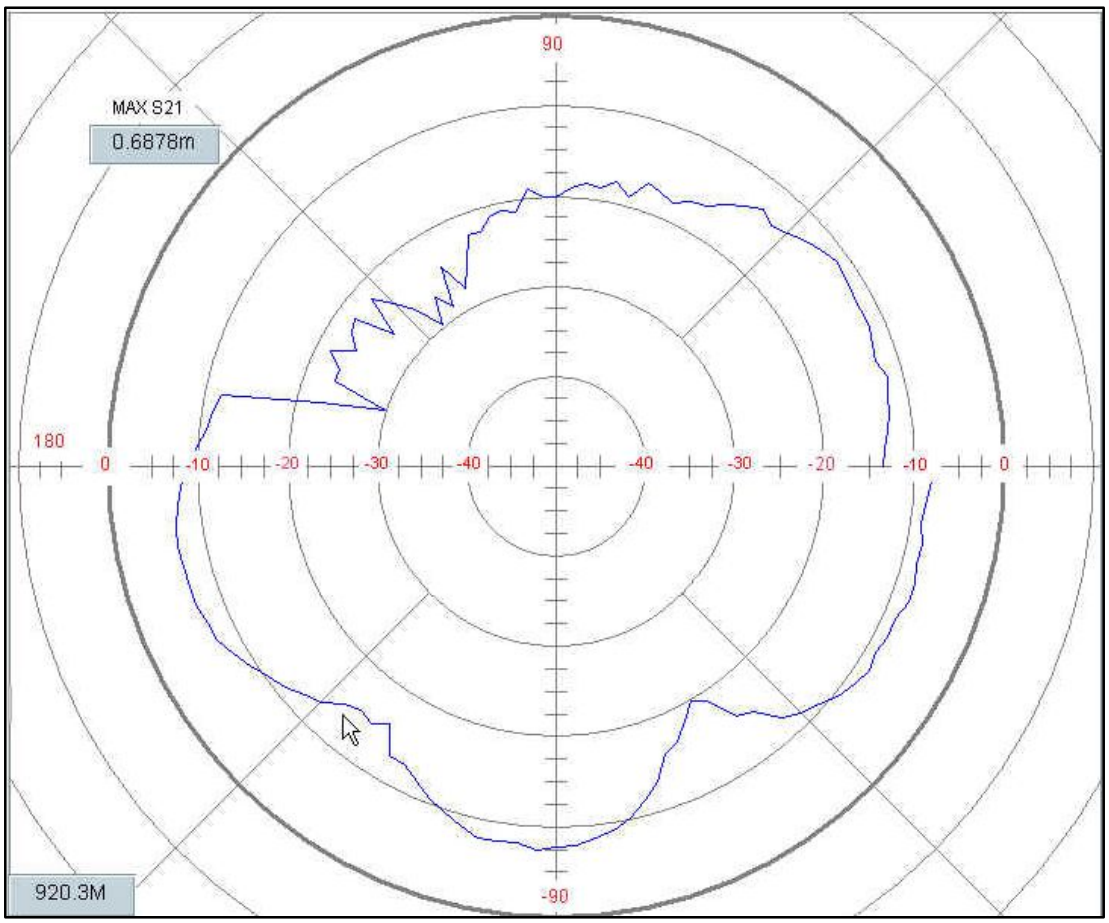


그림 5.68 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 45 (실험방법 L-1)

안테나 샘플 L의 실험방법 L-2는 표 5.53와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.69과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 7.45dBi 임을 알 수 있다.

표 5.53 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 46(실험방법 L-2)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
L	L-2	수직	정면	λ/4(80)	3λ/80(12)	42

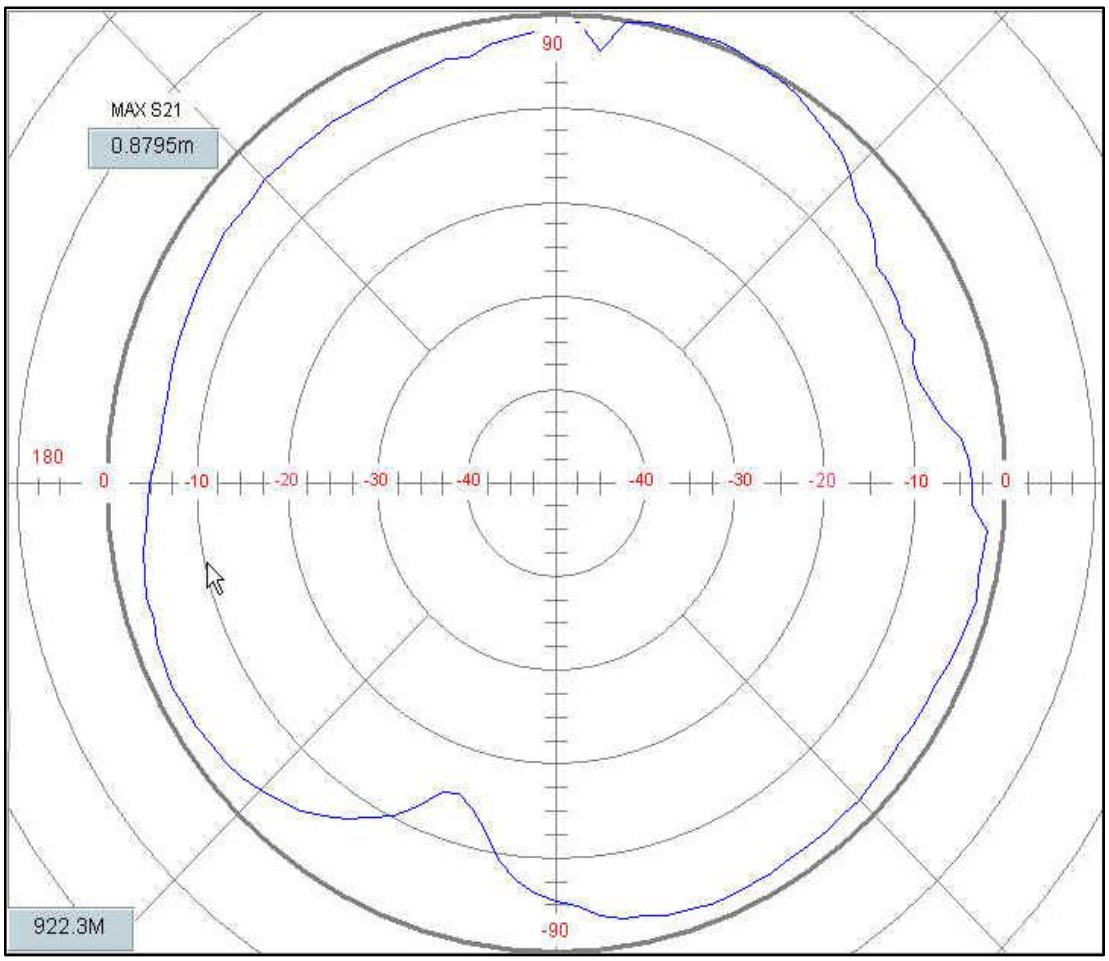


그림 5.69 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 46 (실험방법 L-2)

안테나 샘플 L의 실험방법 L-3는 표 5.54와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.70과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 -3.45dBi 임을 알 수 있다.

표 5.54 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 47(실험방법 L-3)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
L	L-3	수평	90° 회전	λ/4(80)	3λ/80(12)	42

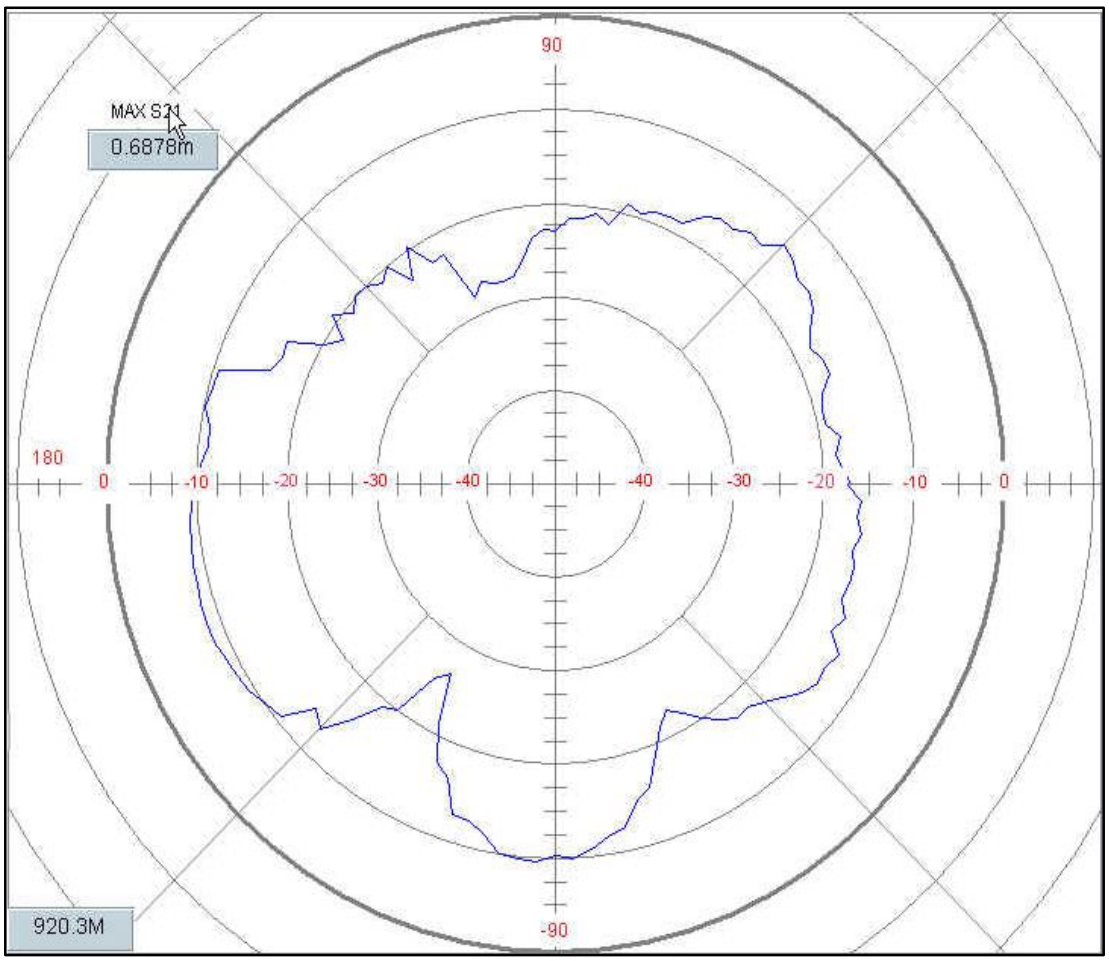


그림 5.70 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 47 (실험방법 L-3)

안테나 샘플 L의 실험방법 L-4는 표 5.55와 같이 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건에 따라 측정한 결과이며 그림 5.71과 같은 방사패턴의 데이터 값을 통해 안테나 이득값은 5.21dBi 임을 알 수 있다.

표 5.55 이중구조형 z-슬롯 안테나 제작 파라미터 및 측정 조건 48(실험방법 L-4)

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	대각선 길이(L)[mm]	라인 길이(d)[mm]	슬롯 간격(t)[mm]
L	L-4	수직	90° 회전	λ/4(80)	3λ/80(12)	42

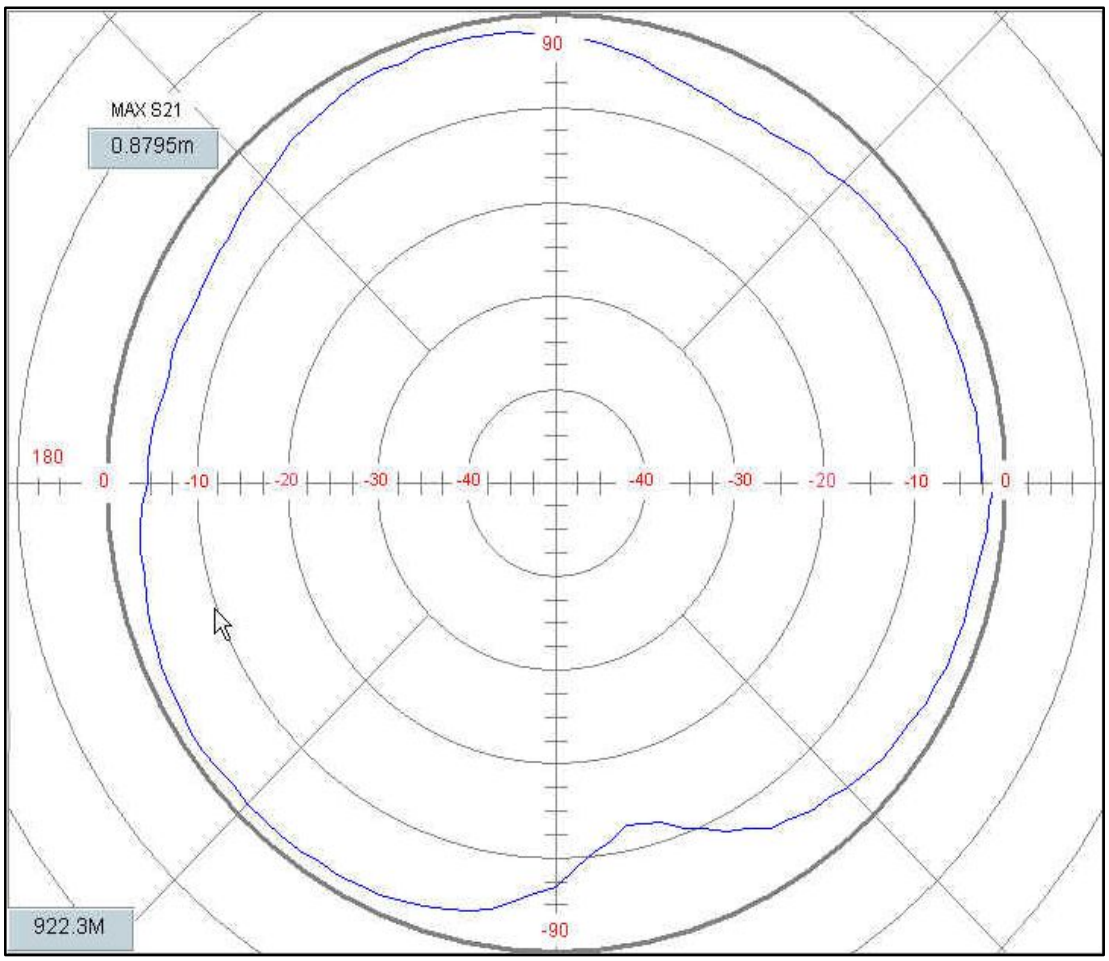


그림 5.71 이중구조형 z-슬롯 안테나 패턴 측정 48 (실험방법 L-4)

UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나 등방성 패턴 실험을 통해 실험조건 파라미터에 따른 안테나의 등방성 패턴 및 이득을 측정한 결과 대각선 길이(L)은 동일한 조건에서 라인길이(d)가 크고 슬롯 간격(t)이 작을 때 안테나 이득이 전체적으로 높았으며, 등방성 이득의 편차가 적음을 확인하여 패턴 특성이 좋음을 알 수 있다. 특히 최적의 등방성 패턴을 보이는 이중구조형 z-슬롯 안테나의 조건은 표준 안테나 방향은 수평, 제작된 안테나 방향은 90°이며 이중구조형 z-슬롯 안테나 방사판 제작 조건인 대각선 길이(L=80mm]), 라인길이(d=30mm), 슬롯 간격(t=6mm)일 때 안테나의 이득은 다른 조건의 실험 방법과 비교할 때 약간 떨어지나 등방성 이득의 편차가 거의 없는 최적의 등방성 패턴을 보임으로서 특성이 우수함을 알 수 있다.

표 5.56 이중구조형 z-슬롯 안테나의 비교분석을 통한 안테나 이득값

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	안테나 이득 (dBi)
A	A-1	수평	정면	6.88
	A-2	수직	정면	6.18
	A-3	수평	90° 회전	6.75
	A-4	수직	90° 회전	6.09
B	B-1	수평	정면	6.25
	B-2	수직	정면	6.04
	B-3	수평	90° 회전	6.27
	B-4	수직	90° 회전	7.12
C	C-1	수평	정면	5.59
	C-2	수직	정면	5.61
	C-3	수평	90° 회전	7.36
	C-4	수직	90° 회전	7.46
D	D-1	수평	정면	7.38
	D-2	수직	정면	6.03
	D-3	수평	90° 회전	7.48
	D-4	수직	90° 회전	7.14

안테나 샘플	실험 방법	표준 안테나 방향	제작된 안테나 방향	안테나 이득 (dBi)
E	E-1	수평	정면	7.28
	E-2	수직	정면	7.09
	E-3	수평	90° 회전	7.29
	E-4	수직	90° 회전	7.31
F	F-1	수평	정면	7.28
	F-2	수직	정면	6.89
	F-3	수평	90° 회전	6.01
	F-4	수직	90° 회전	6.06
G	G-1	수평	정면	-17.1
	G-2	수직	정면	7.14
	G-3	수평	90° 회전	2.24
	G-4	수직	90° 회전	7.01
H	H-1	수평	정면	2.01
	H-2	수직	정면	6.89
	H-3	수평	90° 회전	1.89
	H-4	수직	90° 회전	5.01
I	I-1	수평	정면	1.68
	I-2	수직	정면	5.07
	I-3	수평	90° 회전	-1.11
	I-4	수직	90° 회전	7.56
J	J-1	수평	정면	2.22
	J-2	수직	정면	7.42
	J-3	수평	90° 회전	0.89
	J-4	수직	90° 회전	7.09
K	K-1	수평	정면	-0.89
	K-2	수직	정면	6.75
	K-3	수평	90° 회전	1.01
	K-4	수직	90° 회전	6.01
L	L-1	수평	정면	-1.02
	L-2	수직	정면	7.45
	L-3	수평	90° 회전	-3.45
	L-4	수직	90° 회전	5.21

표 5.57은 이중구조형 z-슬롯 안테나와 상용화된 RFID 안테나의 전기적 특성을 비교한 값이다. 상용화된 안테나의 크기가 약 21㎠ 이상인 반면 본 논문의 특성 분석을 위해 제작한 안테나의 크기는 약 13.4㎠로 1/2 정도 크기로 소형화 되었으며, 작아진 안테나 크기에 비하여 안테나 이득은 안테나의 방향특성에 따라 5.28 ~ 7.36dBi로 기존 상용화된 안테나 이득 값과 동일함을 확인하였다. 또한 VSWR값 역시 1.028로 상용화된 기존 안테나에 비하여 우수함을 확인 하였고, 태그 인식거리 역시 기존 안테나가 좁은 범위의 정면에서 약 3m의 인식거리를 갖는 반면 제안된 안테나의 태그 인식거리는 넓은 범위상에서 약 3m로서 상용화가 가능함을 알 수 있다.

표 5.57 상용화 및 제안된 안테나의 성능비교

제조 회사							제작된 안테나 (z-슬롯)
	S사	S사	S사	P사	I사	I사	
안테나 크기	71.7 × 31.7 ㎠	22.4 × 20.6 ㎠	28.19 × 28.19 ㎠	24.5 × 23.5 ㎠	25.9 × 25.9 ㎠	21.8 × 19.8 ㎠	13.4 × 13.4 ㎠
Gain (dBi)	6.75	5.25	6	6.5 ± 0.5	7	6	5.28 ~ 7.36
VSWR	1.25	·	1.22	1.3	1.5	1.5	1.001 ~ 1.028
태그 인식거리	좁은범위 약 3m	좁은범위 약 3m	좁은범위 약 3m	좁은범위 약 3m	좁은범위 3m 미만	좁은범위 3m 미만	넓은범위 약 3m

VI. 결론

본 논문에서는 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성을 분석하였다. 본 논문에서 제안한 안테나의 특성을 분석하기 위해 이중구조형 z-슬롯 구조로 형상화 하였으며, 원거리에서 여러 개의 태그를 동시에 오차 없이 정확하게 인식하기 위해 0.16dB 삽입손실을 갖도록 하였으며 90°위상차를 갖는 Hybrid Coupler를 사용하여 원 신호와 90°위상차를 갖도록 하였다. 또한, 진폭이 같으면서 서로 직각인 두 직선 신호로 분리하기 위하여 λ/2 길이의 2개의 Strip Line으로 설계하였으며 방사판의 슬롯을 대각선 길이(L), 라인길이(d), 슬롯 간격(t)을 가변하여 제작하였다. UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나는 좌회전 원형편파의 편파특성을 가지며, 태그에서 반사된 미세한 전력을 받기 위하여 λ/2길이의 Strip Line 급전점과 13.4cm x 13.4cm 단면적의 z-슬롯 방사판을 이중적으로 연결한 12개의 이중구조형 z-슬롯 안테나 샘플을 제작하여 실험하였고 등방성 패턴 특성을 분석하여 다음 사항을 확인하였다.

- 제작된 안테나의 크기는 13.4cm x 13.4cm 단면적으로 상용화되고 있는 안테나 보다 크기를 약 절반으로 소형화시킨 반면, 동일한 수준의 전기적 특성뿐만 아니라 넓은 범위를 가지는 등방성 패턴특성을 확인 하였다.
- 이중구조로 설계한 z-슬롯 안테나의 장점으로 λ/2길이의 Strip Line 급전점과 z-슬롯 방사판을 이중적으로 연결함으로서 태그에서 반사된 미세한 전력의 수신 감도가 향상됨을 확인 하였다.
- 안테나 최대 이득값은 대각선 길이(L=80mm), 라인 길이(d=30mm), 슬롯 간격(t=6mm)의 파라미터 조건으로 제작된 이중구조형 z-슬롯 안테나 방향을 90° 회전시키고 표준 안테나를 수평으로 하여 측정하였을 때 현재 상용화 수준인 7.36dBi의 값을 얻을 수 있었다. 또한, 등방성 이득 편차는 1.3dB로 등방성 패턴의 특성이 가장 우수함을 확인 할 수 있었다.
- 임피던스 매칭은 925.25㎒에서 약 50.069Ω으로 매칭시킴으로서 VSWR은 1.001 ~ 1.028이 되어 상용화된 여러 RFID 리더기 제품과 호환성이 있음을 확인하였다.

- 안테나 파라미터인 반사손실은 925.5㎒ 주파수에서 약 -62.213dB로 매우 적었다.

이와 같이 최적의 등방성 패턴특성을 갖는 UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나 설계에 대한 연구 및 특성분석을 통해 안테나의 수신감도 향상뿐만 아니라 안테나 효율을 극대화 할 수 있는 UHF RFID 리더기용 안테나 개발에 크게 기여할 것으로 기대한다.

참고 문헌

[1] “무선통신 안테나”, 한국과학기술정보연구원

[2] 임경, 천종훈, 박종안 “UHF RFID 리더기용 원형편파 안테나 설계” 한국ITS학회 호남지회 춘계 학술대회 논문집, 제1권, pp.50-55 2007

[3] 이승학, 천종훈, 박종안 “수동형 태그 기반 RFID 리더기의 성능 개선″ 한국통신학회 논문지, Vol.31, pp.1159-1166 2006.

[4] 이승학, 양수경, 천종훈, 박종안 ″UPnP Home Networking_Based IEEE1394 Digitial Home Appliances Control″, LNCS3007 pp.457-466 2004.

[5] Klaus Finkenzeller “유비쿼터스 컴퓨팅의 핵심 RFID HANDBOOK Second Edition″, (주)영진닷컴.

[6] 장세이, 우운택 “유비쿼터스 컴퓨팅 환경을 위한 컨텍스트 기반 애플리케이션 구조,” 한국정보과학회 HCI 논문집, 제2권, pp.346 ~ 351 2003.

[7] J.A. Park, S.H. Lee, K.W. Kang, Y.S Moon and J.H. Chun, ″Sensitivity improvement of the receiver module in the passiver tag-based RFID reader″, IJCS, Vol. 21 no. 11, pp. 1342-1354, 2009 John Wiley & Sons, Ltd. Nov. 2009.

[8] L.Ukkonen, L.Sydanheimo and M.Kivikoski, “Read range performance comparison of compact reader antennas for a handheld UHF RFID reader,” IEEE RFID Conf., pp.63-70, 2007.

[9] 박종안, 임경, 천종훈 “UHF RFID 리더기용 원형편파 안테나 설계”, 국내특허, 출원번호 제2007-0010330호

[10] J.A. Park, Y.E. An, J.H. Chun, S.K. Kang and J.W. Seo, ″Performance Analysis off a Circular Polarization Antenna for 900MHz RFID Reader″, Institute of Electrical and Electronics Engineers, USA, pp.1469-1475, 2010.

[11] J.A. Park, H.S. Jeong and J.H. Chun,, ″A Circular Polarization Antenna Design for Improving the Reception of UHF RFID Reader″, WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS, Vol. 59, pp.1-16, 2011.

[12] Chich-Hsing Tsao and Thomas E. Roberts, ″Aperture Coupled Circular Polarization Antenna″, United States Patent, Patent Number 4,843,400, Jun, 27. 1989

[13] P. S. Hall, “Review of techniques for dual and circularly polarized microstrip antennas,” in Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays, D. M. Pozar and D. H. Schaubert, Eds. New York: IEEE Press, 1995.

[14] 윤치무, 김갑기, 조성식, “접지면 슬롯을 이용한 삼중대역 안테나 설계 및 제작”, 한국정보기술학회지, 제8권, 제12호, 2010년 12월.

[15] Jonghun Chun, Hyunsook Chung, Jongan Park “A Circular Polarization Antenna Design for Improving the Reception of UHF RFID Reader″ Springer the language of science, Journal : 11277, Article : 297, Mar. 2011

[16] 김연정, 권세웅, 윤완식, 김정일, 윤영중, ″광대역 이중공진 이중편파 마이크로스트립 안테나에 관한 연구,″ 한국전파학회지, vol. 11, no. 3, 2000. 4.

[17] J. Q. Howell, ″Microstrip antennas,″ IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-23, no. 1, pp. 90-93, Jan. 1975.

[18] R. E. Munson, ″Conformal microstrip antennas and microstrip phased Arrays,″ IEEE Trans.on Antennas and Propagation, vol. AP-22, no. 1, pp. 74-77, Jan. 1974

[19] P. C. Sharma, and K. C. Gupta, ″Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antennas,″ IEEE Trans. Antennas Propagation, Ap-31, pp. 949-955, 1989.

[20] D. M. Pozar, D. H. Schaubert, The analysis and design of microstrip antenna and arrays, IEEE Press, 1995.

[21] T. Teshirogi, M. Tanaka, and W. Chujo, ″Wideband circularly polarized array antenna with sequential rotations and phase shift of elements,″ presented at Int. Symp. Antenna Propagation, ISAP′ 85, Tokyo, pp. 62-68, 1985.

[22] P. S. Hall, J. S. Dahele and J. R. James, “Design principles of sequentially fed, wide bandwidth, circularly polarized microstrip antennas,” IEE Proc., Pt. H, vol. 136, no. 5, pp. 381-389, 1989.

[23] Rappa, Michael, ″Business Models on the Web″, Auto-ID Reader Protocol 1.0 Working Draft Version of 5 September 2003.

[24] 유승화 “RFID 표준화 동향 및 전략”, 2004.

[25] 유망전자기기·부품 현황분석 ″제7절 차세대 부품″ 산업자원부 pp.545 ~ 573

2005.
[26] Michael, K.; McCathie, L, "The Pros and Cons of RFID in Supply Chain Management", Mobile Business, ICMB International Conference on pp.623 ~ 629 2005.
[27] Avoine, G.; Oechslin, "A scalable and provably secure hash-based RFID protocol", Third IEEE International Conference on pp.110~115 2005.
[28] 하성욱, "U-Commerce의 현황과 전망", 2002.
[29] B.J.;Security & Privacy Magazine, "Privacy debate centers on radio frequency identification Alfonsi", IEEE Vol.2, pp.12 2004.
[30] De Vita, G. Iannaccone, G, "Microwave Theory and Techniques, Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders" IEEE Vol.53, pp.2978 ~ 2990 2005.
[31] 유인상, "RFID/USN 응용사례 및 시연",한국전산원, 2004.
[32] Dongwon Jeong; Young-Gab Kim; Hoh Pete, "SA-RFID: situation-aware RFID architecture analysis in ubiquitous computing", Software Engineering Conference, pp.738 ~ 739, 2004.
[33] Jianming Zhang; Zeming Xie; Shengli Lai; Zehai WA "design of RF receiving circuit of RFID reader. Microwave and Millimeter Wave Technology", pp.406 ~ 410, 2004.
[34] RFID 국제 표준화 동향,권영빈, '2004년 RFID 국제심포지엄', 2004.
[35] Salonen, P.; Keskilammi, M.; Sydanheimo, L.; Kivikoski, M, "An intelligent 2.45 GHz beam-scanning array for modern RFID reader" IEEE pp.407 ~ 410 2000.
[36] 류덕열, 전파식별(RFID), TTA 저널 No.99, pp.148~156. 2003.
[37] Ruff, T.M.; Hession-Kunz, "Application of radio-frequency identification systems to collision avoidance in metal/nonmetal mines" IEEE pp.112 ~ 116, Vol.37, 2001.
[38] Garfinkel, S.L.; Juels, A.; Pappu, R, "RFID privacy: an overview of problems and proposed solutions" IEEE pp.34~43, Vol.3, 2005.
[39] 신권수, 김동식, 조상영 "13.56㎒ RFID Middle Reader 구현" 전자공학회 논문집 제27권 2004.

[40] 나영수, 김빈섭, 강용철 “2.45㎓ 수동형 태그 RFID 시스템 개발“ 전자공학회 논문지 제41권 2004.

[41] Ritamaki, M.; Ruhanen, A.; Kukko, V.; Miettinen, J.; Turner, L, "Contactless radiation pattern measurement method for UHF RFID transponders" pp.723 ~ 724, Vol.41, 2005.

[42] Li, R.L.; DeJean, G.; Tentzeris, M.M.; Laskar, "Integrable miniaturized folded antennas for RFID application" , IEEE Vol.2, pp.1431～1434, 2004.

[43] S. E. Davidson, S. A. Long and W. E. Richards, "Dual-band microstrip antennas with monolithic reactive loading," Electron. Lett., vol. 21, pp. 936-937, 1985.

[44] Saed, M. A., “Efficient Method for Analysis and Design of Aperture-Coupled Rectangular Microstrip Antennas,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-41, 1993, pp. 986-988.

[45] D. M. Pozar, "A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-34, No. 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.

[46] J. P. Kim, and W. S. Park, "Network Modeling of an Inclined and OFF_Center Microstrip-Fed Slot Antenna," IEEE Trans. Antennas and propagation, vol. AP-46, No. 8, pp. 1182-1188, August 1998.

[47] A. Axelrod, M. Kisliuk, and J. Maoz, "Broadband Microstrip-Fed Slot Radiator,' Microwave J., pp. 81-94, June 1989.

[48] A. K. Bhattacharyya, Y. M. M. Antar, and A. Ittipiboon, "Full Wave Analysis for the Equivalent Circuit of an Inclined Slot on the Microstrip Ground Plane," Proc. IEE, vol. 139, pp.. 245-250, Pt. H, 1992.

[49] C. Chen, and N. G. Alexopoulos, "Modeling Microstrip Line Fed Slot Antennas With Arbitrary Shape," Electromagnetics, vol. 15, pp. 567-586, 1995.

[50] M. Himdi, and J. P. Daniel, "Analysis of Printed Linear Slot Antennas Using Lossy Transmission Line Model," Electron. Lett., vol. 28, pp. 598-601, 1992.

[51] H. G. Akhavan, and D. Mirshekar-Syahkal, "Approximate Model for Microstrip Fed Slot Antennas," Electron. Lett., vol. 30, pp. 1902-1903, 1994.

[52] C. A. Balanis, Antenna Theory:Analysis and Design 2nd ed., John Wiley &

Sons, 1997.
[53] D. R. Rodes, "On the Fundamental Principle in the Theory of Planar Antennas," Proc. IEEE, vol. 52, pp. 1013-1021, Sept. 1964.
[54] R. E. Collin, Field Theory of Guided Waves, McGraw-Hill, 1960.
[55] R. F. Harrington, Time-Harmonic Electromagnetic Fields, McGraw-Hill, 1961.
[56] K. C. Gupta, et al., Microstrip Lines and Slotlines, 2nd ed., Artech House, Norwood, MA, 1996.
[57] I. J. Bahl, "Build Microstrip Antennas with Paper-Thin Dimensions," Microwaves, pp. 50-62, Oct. 1979.
[58] B. N. Das and M. Sinha, "The Admittance Characteristics of Longitudinal Shunt Slots in the Broad Face of a Rectangular Wave-Guide," J. Inst. Electron. Telecom., vol. 21, pp. 32-37, Jan. 1975.
[59] J. S. Rao and B. N. Das, "Impedance Characteristics of Transverse Slots in the Ground Plane of a Stripline," Proc. IEE, vol. 125, pp. 29-31, Jan. 1978.
[60] E. Yamashita and K. Atsuki, "Stripline with Rectangular Outer Conductor and Three Dielectric Layers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-18, pp. 238-244, May 1970.
[61] Pozar, D. M., "Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, 1986, pp. 1439-1446
[62] Axelrod, A., M. Kisliuk, and J. Maoz, "Broadband Microstrip-Fed Slot Radiator," Microwave J., June 1989, pp. 81-94.
[63] Lui, H. C., T. S. Horng, and N. G. Alexopoulos, "Radiation of Printed Antennas With a Coplanar Waveguide Feed," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-43, 1995, pp. 1143-1148
[64] Sierra-Garcia, S., and J.-J. Laurin, "Study of a CPW Inductively Coupled Slot Antenna," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-47, 1999, pp. 58-64.
[65] Tsai, H., and R. York, "Multi-Slot Antennas for Quasi-Optical Circuits," IEEE Microwave Guided Wave Lett., Vol. 5, 1995, pp. 180-182
[66] Nesic, A., "Bandwidth and Radiation Characteristics of the Printed Slot Excited

by a Coplanar Waveguide," Proc. Third Int. Conf Antennas Propagat., ICAP 83, 1983, pp. 404-406.

[67] Nesic, A., "A Printed Antenna Array With Slots as Primary Radiations for Phase Scanned Antenna," Journ. Inter. de Nice sur les Antennas, Nice, France, 1986, pp. 281-283

[68] Nesic, A., "A Printed Antenna Array Excited by a Coplanar Waveguide," Electron. Lett., Vol. 18, 1982, pp. 275-276.

[69] Shoenberg, J., et al., "Quasi-Optical Antenna Array Amplifiers," IEEE Trans. on Microwave Symp. Digest, 1995, pp. 605-608

[70] J. S. Dahele, K. F. Lee and D. P. Wong, "Dual frequency stacked annular-ring microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas propagat., vol. 35, no. 11, pp. 1281-1285, Nov. 1987.

[71] H. A. Weeler, "Small Antennas," IEEE Trans. Antennas Propa gation, vol. 23, pp. 462-489, Jully, 1975.

[72] H. Y. Wang, J. Simkin, C. Emsom, and M. J. Lancaster, "Compact meander slot antennas," Microwave and Opt. Tech. Letters, vol. 24, no. 6, pp. 337-380, 2000.

[73] C. K. Wu, K. L. Wong, and W. S. Chen, "Slot-coupled meandered rectangular microstrip antenna for compact dual-frequency operation," Electron Letter, vol. 34. no. 11, pp. 1047-1048, 1998.

[74] T. Willians, M. Rahman and M. A. Stuchly, "Dual-band meander antenna for wireless telephones," Microwave and Opt. Tech. Letters, vol. 24, pp. 81-85, 2003.

[75] U. R. Kraft, "An experimental study on 2×2 sequential-rotation arrays with circularly polarized microstrip radiators," IEEE Trans. Antennas Propagation, AP-45, pp. 1459-1466, 1997.

[76] P. S. Hall and C. M. Hall, "Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design," IEEE Proc., vol. 135, 1988.

[77] Kin-Lu Wong, Chia-Luan Tang and Jong-Twu Chen, "A compact meandered circular microstrip antenna with a Shorting Pin," Microwave and Opt. Tech. Letters, vol. 15, no. 3, pp. 183-187, 1997.

[78] C. J. Wang, "Small helical antenna for the applications of the dual ISM bands," Microwave and Opt. Tech. Letters, vol. 37, no. 2, pp. 95-99, 2003.

[79] W. P. Dou and Y. W. Dhia, "Novel meandered planar inverted-F antenna for Triple-frequency operation," Microwave and Opt. Tech. Letters, vol. 27, no. 1, pp. 361-368, 2000.

[80] S. A. Long and W.D. Walton, "A Dual frequency stacked circular disc antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 27, pp. 270-273, 1979.

[81] S. S. Zhong and Y. T. Lo, "Single-element retangular microstrip antenna for dual-frequency operation," Electron. Lett., vol. 19, pp. 298-300, 1983.

저작물 이용 허락서

학 과	정보통신공학	학 번	20067463	과 정	박사
성 명	한글: 강 광 원 한문 : 姜 光 源 영문 : Kang Gwang Won				
주 소	광주광역시 서구 농성2동 671-50				
연락처	e-mail : kgwddr@nate.com				
논문 제목	한글 : UHF RFID 리더기용 이중구조형 z-슬롯 안테나의 등방성 패턴 특성				
	영어 : Isotropic pattern characteristics of a dual-structure z-slot antenna for the UHF RFID Reader				

본인이 저작한 위의 저작물에 대하여 다음과 같은 조건아래 조선대학교가 저작물을 이용할 수 있도록 허락하고 동의합니다.

- 다 음 -

1. 저작물의 DB구축 및 인터넷을 포함한 정보통신망에의 공개를 위한 저작물의 복제, 기억장치에의 저장, 전송 등을 허락함
2. 위의 목적을 위하여 필요한 범위 내에서의 편집·형식상의 변경을 허락함. 다만, 저작물의 내용변경은 금지함.
3. 배포·전송된 저작물의 영리적 목적을 위한 복제, 저장, 전송 등은 금지함.
4. 저작물에 대한 이용기간은 5년으로 하고, 기간종료 3개월 이내에 별도의 의사 표시가 없을 경우에는 저작물의 이용기간을 계속 연장함.
5. 해당 저작물의 저작권을 타인에게 양도하거나 또는 출판을 허락을 하였을 경우에는 1개월 이내에 대학에 이를 통보함.
6. 조선대학교는 저작물의 이용허락 이후 해당 저작물로 인하여 발생하는 타인에 의한 권리 침해에 대하여 일체의 법적 책임을 지지 않음
7. 소속대학의 협정기관에 저작물의 제공 및 인터넷 등 정보통신망을 이용한 저작물의 전송·출력을 허락함.

동의여부 : 동의(○) 반대( )

2012년 8월 일

저작자 : 강 광 원 (인)

조선대학교 총장 귀하