

격리도가 향상된 US-PCS 대역 대내용 중계기 안테나 설계

Design of a Antenna with Enhanced Isolation for US-PCS Indoor Repeater

안정선 · 이진성 · 정병운 · 이병제

Jung-Sun Ahn · Jin-Sung Lee · Byung-Woon Jung · Byungje Lee

요 약

본 논문은 격리도가 향상된 US-PCS 대역 대내용 중계기 안테나를 제안하였다. 일반적으로 중계기는 송신 신호와 수신 신호 사이의 간섭을 줄이기 위해 격리도 확보가 필요하다. 그러므로 선형 편파 특성이 우수한 IBD(Integrated Balun Dipole) 안테나에 편파 다이버시티 기법과 캐버티, 멀티 캐버티, 개구정합 방법을 사용하여 안테나의 전후방비 개선을 위한 연구를 하였다. 시뮬레이션과 측정을 통해 개구 정합 방법과 편파 다이버시티 기법을 동시에 사용한 안테나는 US-PCS 대역에서 VSWR < 1.5의 대역폭, 8 dBi 이상의 이득, 그리고 약 15~24 dB의 격리도 개선효과가 있음을 확인하였다.

Abstract

This paper presents an antenna for US-PCS band indoor repeaters with enhancement of isolation. In common, repeaters require an enough isolation to reduce the interferences between transmitted and received signals. Thus, it is investigated to improve front-to-back ratio of IBD(Integrated Balun Dipole) antenna which has a good linear polarization with a cavity or multi-cavity by using polarization diversity and aperture matching method. From the simulated and measured results, the antenna realized by using polarization diversity and aperture matching method has a VSWR below 1.5, gain over 8 dBi and enhanced isolation of 15~24 dB in US-PCS band.

Key words : Isolation, Cavity, Aperture Matching Method, Polarization Diversity, Indoor Repeater

I. 서 론

정보화 시대를 맞이하여 시공간을 초월하는 통신 환경의 구축이 사회, 문화, 경제 등 모든 활동 분야에서 매우 필요해지고 있다. 특히 21세기의 고속 정보화 사회에서는 언제, 어디서나, 누구와도 통신이 가능한 통신 시스템이 필요하며, 이를 실현하기 위해서는 무선 자원을 활용한 이동 정보통신망의 개발이 필수적이다. 이처럼 급속히 성장되고 있는 무선 서비스에 사용되는 무선기기의 기본 기능은 전파를 수신하거나 송신하는 것이다. 이 경우 전계 강도가 부족하여 부분적인 음영지역이 발생한다. 이러한 음영지역을 커버하기 위해서는 기지국 신호를 재 증폭

하여 주는 중계기를 설치하는 것이 이동 통신 무선망의 일반적인 설계 방법이다. 이와 같은 중계기를 통해 동일 주파수로 중계를 수행할 때, 강한 송신 신호가 수신안테나를 통해 중계되어야 할 수신 신호와 함께 수신되는데, 수신 신호에서 강한 송신 신호에 의한 간섭 신호를 제거하기 위해 안테나간 격리도를 확보하는 것은 중계기에서 매우 중요한 문제이다^[1]. 일반적으로 중계기에서 수신 신호에 강한 송신 신호의 간섭을 해결하기 위해 송신 안테나를 수신 안테나에서 수 m 이상 격리시키거나 안테나 사이에 지형이나 지물을 이용해 격리시키는 방법을 사용하고 있다^[2]. 이는 안테나의 설치를 매우 어렵게 하고 적응 환경이 제한되어 사용하는데 많은 문제점이 있

광운대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Kwangwoon University)

· 논문 번호 : 20040709-087

· 수정완료일자 : 2004년 12월 21일

다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 안테나의 편파 다이버시티를 사용하였으며 또한 단일 캐버티, 멀티 캐버티, 개구정합 방법을 사용 전후 방법을 개선시켜 안테나간 격리도를 향상시킴으로써 이격거리를 100 mm로 최소화 한 대내용 중계기 안테나를 제작하였다.

II. 안테나의 설계 및 격리도 계산

2-1 중계기에서의 격리도 계산

중계기는 그림 1과 같이 구성되며 각각의 종단은 듀플렉서(duplexer)로 연결된다. 입력신호는 듀플렉서를 통하여 각각의 저 잡음 증폭기(low noise amplifier)를 경유하여 최종단계인 고출력 증폭기(higher power amplifier)단과 안테나에 공급된다.

여기서, 단말기와 이동전화기지국을 연결해 주는 중계기는 기지국으로부터 공급된 순방향 링크의 미약한 신호를 증폭하여 단말기에 제공하는 기능과 단말기로부터 발생된 역방향 링크의 신호를 증폭하여 기지국으로 송출하는 기능을 가지고 있다. 이러한 링크를 통하여 궤환(feedback)되는 신호에서 발진이 이루어지면 시스템에 치명적인 잡음 현상을 일으키게 되며, 반복적인 증폭작용으로 인해서 더욱 악화되는 현상을 초래하기 쉽다^{[3],[4]}.

이상적인 경우, 기지국 방향의 안테나와 서비스 안테나 사이의 신호경로가 존재하지 않거나, 중계기 이득 값보다 10~15 dB 이상 높은 값을 가져야 한다^[5]. 또한 단말기의 통화상태를 유지하기 위해선 일정량의 최소 신호레벨이 필요하다. 이때 중계기 안테나의 이득이 크면 중계기 모듈 쪽에서는 그만큼 낮은 중계기 이득이 요구되며, 따라서 이득이 높은 안테나를 사용할 경우 안테나 사이에 요구되는 격리도

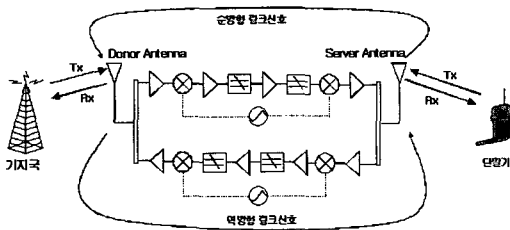


그림 1. 중계망 구성도
Fig. 1. Repeater network diagram.

또한 낮아진다^[6]. 식 (1)은 격리도를 계산하는 식이다.

$$I = PL + SL + DL \quad (1)$$

여기서 I 는 격리도, PL 은 경로손실, SL 은 서버(server) 안테나의 손실, DL 은 도너(donor) 안테나의 손실을 나타낸다. 또 경로손실 PL 은 식 (2)와 같이 타낼 수 있다^[7].

$$PL = (\lambda/4\pi d_m)^2 \\ = -27.55 + 20 \log(f_{MHz}) + 20 \log(d_m) \quad (2)$$

2-2 단일 캐버티를 사용한 단일 IBD 안테나

그림 2는 후방 방사 특성을 억제하기 위한 일반적인 단일 캐버티를 이용한 IBD(Integrated Balun Dipole) 안테나의 구조를 도시한 것이다. 제안된 안테나는 크게 copper로 이루어진 캐버티 부분과 인쇄형 발룬을 포함하고 있는 반파장 다이폴 방사체로 구성되어 있다. 방사체와 급전라인 사이의 유전체는 상대 유전율 4.7, 두께 1.6 mm인 FR4이고, 다이폴의 길이는 약 $0.42 \lambda_0$ 인 66 mm이고 폭은 $0.05 \lambda_0$ 인 8 mm이다. 그라운드에서 다이폴까지의 높이는 그라운드

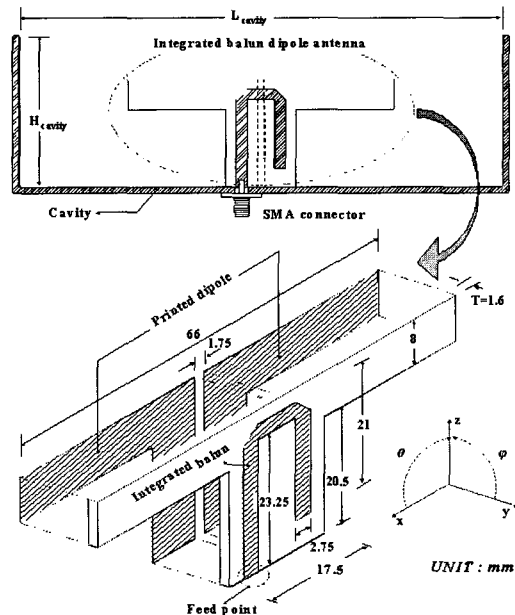


그림 2. 일반적인 단일 캐버티를 사용한 단일 IBD 안테나
Fig. 2. Single IBD antenna with a general single cavity.

와 수평 다이폴의 관계, 그리고 급전선의 길이를 고려하여 약 $0.13 \lambda_0$ 인 20.5 mm로 하였다. 일반적으로 IBD 형태의 방사체는 선형편과 특성이 우수하고 $VSWR < 2$ 을 기준으로 40 % 이상의 넓은 대역폭을 가질 수 있으므로 증계기 시스템과 같이 안테나간의 높은 격리도 특성을 요구받는 응용분야에 적당하다^[8]. 또한 격리도 특성을 보다 개선하기 위하여 캐버티를 사용하여 안테나의 후방 방사를 줄이고자 하였다. 일반적으로 캐버티를 사용하는 안테나의 경우에 다음의 식 (3)에 의해 안테나의 이득을 계산할 수 있다^[9].

$$G = \eta [(4\pi A) / \lambda^2] \quad (3)$$

여기에서 G 는 지향성이고 A 는 그라운드의 면적이며 η 는 aperture illumination efficiency로 나타내어진다. 식 (3)을 통하여 안테나의 그라운드의 면적이 커질수록 안테나의 방향성 이득은 증가함을 알 수 있다. 그러나 실질적으로 대내용 안테나로 사용되기 위해서는 안테나의 크기와 성능간의 적절한 트레이드 오프(Trade off)가 필수적이다. 그러므로 이 절에서는 그라운드의 크기, 즉 캐버티의 면적을 $120 \times 120 \text{ mm}^2$ 과 $200 \times 200 \text{ mm}^2$ 으로 고정한 상태에서 캐버티의 높이(H_{cavity})를 변화시켜 안테나의 이득과 전후방비의 변화를 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 표 1은 CST사의 MWS를 통해 얻어진 결과로 앞에서 정한 각각의 캐버티 면적에서 캐버티의 높이를 0 mm부터 60 mm까지 변화시켰을 경우에 각각의 중심 주파수에서 이득과 전후방비 특성을 비교하여 보여준 것이다. 표 1로부터 캐버티가 약 $0.256 \lambda_0$ 인 40 mm의 높이를 가질 때 가장 우수한 전후방비 특성을 가짐을 확인하였으며 그림 3과 4는 캐버티의 높이를 40 mm로 고정하고 서로 다른 캐버티 면적에 따른 안테나의 반사손실 특성과 방사 패턴을 비교한 그림이다. 시뮬레이션 결과 설계된 각각의 안테나는 $VSWR < 2$ 기준으로 약 11.7 %와 8.9 %의 대역폭을 가짐으로써 US-PCS 대역(1850~1990 MHz)을 충분히 만족함을 확인할 수 있었다. 또한 $120 \times 120 \text{ mm}^2$ 인 경우에 8.6 dBi의 이득과 28 dB의 전후방비를 얻었고 $200 \times 200 \text{ mm}^2$ 인 경우에는 11.5 dBi의 이득과 24 dB의 전후방비를 얻었다. $120 \times 120 \text{ mm}^2$ 의 경우에 안테나와 캐

표 1. 캐버티 크기 변화에 대한 시뮬레이션 결과
Table 1. Simulation results for different cavity size.

L_{cavity} [mm]	H_{cavity} [mm]	이득[dBi]	전후방비[dB]
120	0	7.9	12.4
	10	8.3	17
	20	8.6	20
	30	8.6	24
	40	8.6	28
	50	8.4	27.8
	60	8	27.5
200	0	9.6	18.6
	10	9.7	20.1
	20	10.3	22.2
	30	11.1	23.3
	40	11.5	24
	50	10.5	23.5
	60	10	23

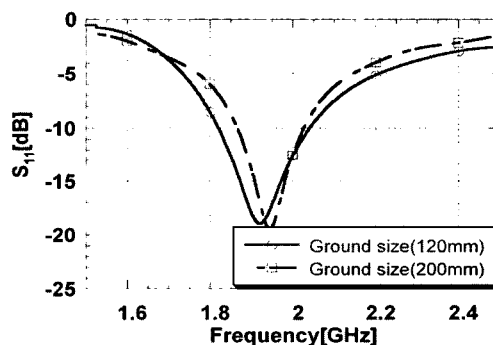


그림 3. 그라운드 크기 변화에 따른 반사 손실
Fig. 3. Return loss for a different ground size.

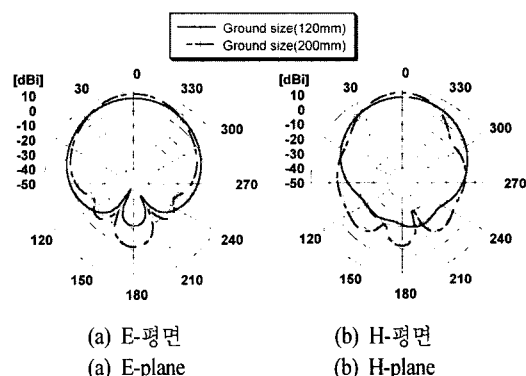


그림 4. 그라운드 크기 변화에 따른 방사 패턴
Fig. 4. Radiation pattern for a different ground size.

버티의 가장자리 사이의 거리를 좁아지면서 상대적으로 안테나의 방향성 이득은 줄고, 안테나의 널(null)이 후방으로 이동하여 우수한 전후방비를 얻을 수 있었다.

2.3 단일 캐버티를 사용한 2x2 IBD 배열 안테나

앞서 2-1에서 언급했듯이 증계기용 안테나의 이득이 크면 증계기 모듈 쪽에서는 그만큼 낮은 증계기 이득이 요구되며, 따라서 이득이 높은 안테나를 사용할 경우 안테나 사이에 요구되는 격리도 또한 낮아진다^[6]. 이를 이용하여 동일한 그라운드 크기에서 증계기 안테나의 이득과 전후방비를 향상시키기 위해 200x200 mm²의 단일 캐버티에 2x2 IBD 배열 안테나를 그림 5와 같이 설계하였다. 안테나를 배열함에 있어서 고정된 면적에서 최대의 전후방비를 얻기 위하여 배열 간격 D₁은 0.64 λ₀인 100 mm, D₂는 0.768 λ₀인 120 mm로 설계하였다.

2x2 IBD 배열 안테나 또한 캐버티의 크기를 고정하고 최적의 캐버티 높이를 찾기 위해 캐버티의 높이를 0 mm에서 50 mm까지 변화시키면서 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 5는 캐버티 높이에 따른 2x2

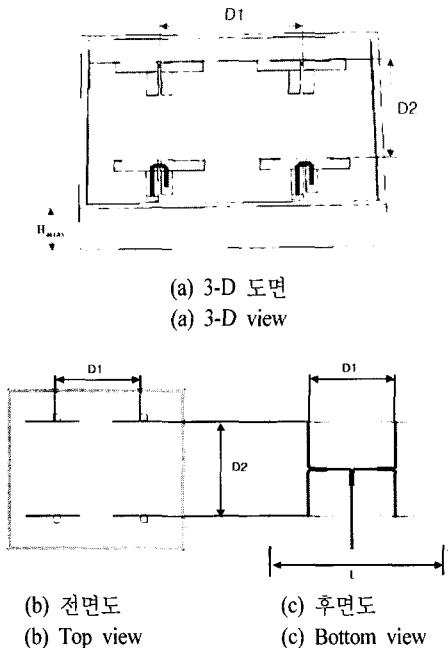


그림 5. 단일 캐버티를 가진 2x2 IBD 배열 안테나
Fig. 5. 2x2 IBD array antenna with a single cavity.

배열안테나의 반사 손실 특성을 나타낸 그림이고, 그림 6은 방사 패턴의 변화를 보여 주는 그림이다. 표 2는 각각의 캐버티 높이에서 안테나의 이득과 전후방비를 보여 주고 있다. 단일 캐버티에 2x2 IBD 배열 안테나 역시 캐버티가 약 0.256 λ₀인 40 mm의 높이를 가질 때 가장 우수한 특성을 가짐을 확인할 수 있었다. 설계된 안테나는 US-PCS 대역에서 VSWR

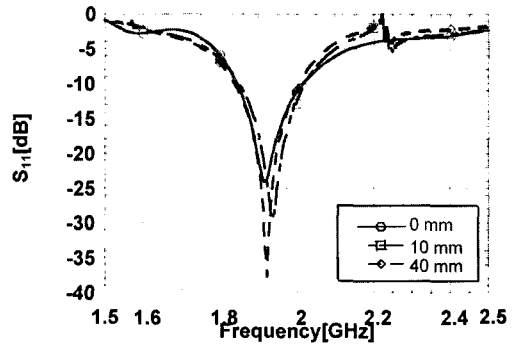


그림 6. 캐버티 높이 변화에 따른 반사 손실
Fig. 6. Return loss for a different cavity height.

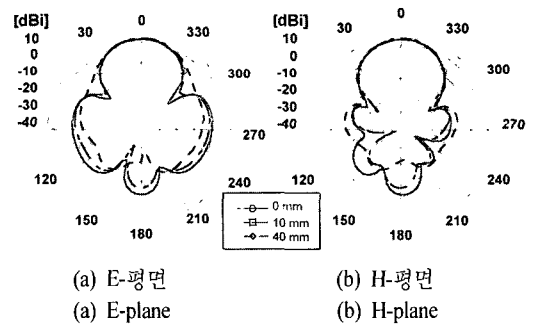


그림 7. 캐버티 높이 변화에 따른 방사 패턴
Fig. 7. Radiation pattern for a different cavity height.

표 2. 캐버티 높이에 따른 안테나의 특성 변화
Table 2. Antenna characteristic for a different cavity height.

H _{array} [mm]	이득[dBi]	전후방비[dB]
0	13	17.2
10	13.2	18.7
20	13.5	27.5
30	13.2	30
40	13	34
50	12	33

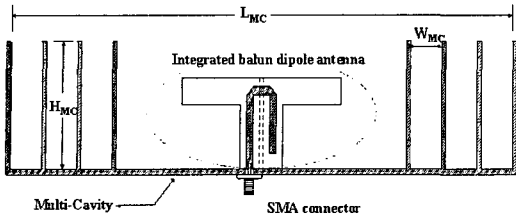


그림 8. 멀티 캐버티를 사용한 IBD 안테나
Fig. 8. IBD antenna with a multi-cavity.

<2를 만족하였고, 이득은 13 dBi, 전후방비는 34 dB를 얻었다. 동일한 그라운드 크기에서 단일 안테나보다 우수한 전후방비 특성을 얻었지만, 제한적인 그라운드 크기로 인해 2-2에서 언급된 안테나에 비해 이득 증가는 두드러지지 않았다.

2.4 멀티 캐버티를 사용한 단일 IBD 안테나

본 절에서는 단일 캐버티 안테나의 전후방비를 개선하기 위해 일반적인 혼 안테나에서 사용하는 주름(corrugate)^[10]을 삽입한 멀티 캐버티 IBD 안테나를 설계하였다. 그림 8에서처럼 안테나의 전후방비를 고려하여 캐버티는 4단으로 구성하였으며 캐버티 간 간격 W_{MC} 는 $0.0832 \lambda_0$ 인 13 mm로 하였고, 전체 그라운드의 크기는 $200 \times 200 \text{mm}^2$ 로 설계하였다. 안테나의 최적화를 위한 멀티 캐버티의 높이에 대해 시뮬레이션을 수행하였다. 그라운드 크기 및 캐버티의 간격은 고정하고 캐버티의 높이(H_{MC})를 모두 일정하게 10~50 mm로 변화시키면서 안테나의 특성을 분석하였다.

그림 9와 10은 캐버티 높이에 따른 안테나의 반사

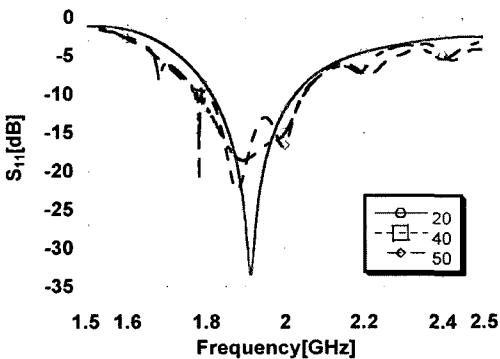


그림 9. 캐버티 높이 변화에 따른 반사 손실
Fig. 9. Return loss for a different cavity height.

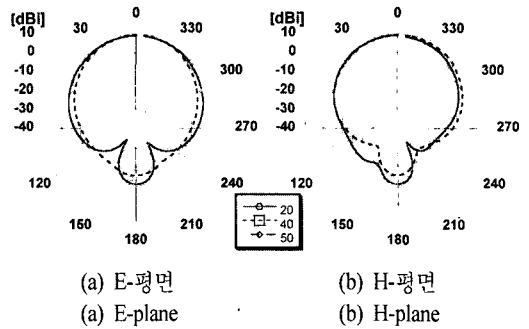


그림 10. 캐버티 높이 변화에 따른 방사 패턴
Fig. 10. Radiation pattern for a different cavity height.

표 3. 캐버티 높이에 따른 안테나의 특성 변화
Table 3. Antenna characteristic for a different cavity height.

H_{MC} [mm]	이득[dBi]	전후방비[dB]
10	9.6	23
20	9.7	24.5
30	9.7	25
40	10	27
50	9.5	26.5

손실 특성과 방사 패턴을 보여주고 있다. 반사 손실은 캐버티의 높이에 따라 다소 특성 변화를 보이지만 하나 US-PCS 대역에서 $VSWR < 2$ 를 모두 만족함을 확인할 수 있었다. 표 3에 나타낸 캐버티 높이에 따른 안테나의 특성 변화를 통하여 캐버티의 높이가 $0.256 \lambda_0$ 인 40 mm에서 이득 10 dBi, 전후방비 27 dB로 안테나의 성능이 가장 우수하게 나타남을 확인하였다.

2.5 개구 정합 캐버티를 사용한 단일 IBD 안테나

그림 11의 안테나는 캐버티의 가장자리 부분에서 발생할 수 있는 전자장의 회절을 제거하는 개구 정합 방법^[11]을 사용한 개구 정합 캐버티 안테나로서 캐버티 안테나의 전후방비 성능을 향상하기 위한 방법중 하나로 일반적인 혼 안테나에서 주로 볼 수 있는 기법중 하나이다. 본 절에서는 이러한 개구 정합 캐버티 IBD 안테나를 설계 및 분석하였다. 설계된 안테나는 $120 \times 120 \text{mm}^2$ 의 그라운드 크기와 캐버티의 높이를 40 mm로 고정한 상태에서 캐버티 가장자

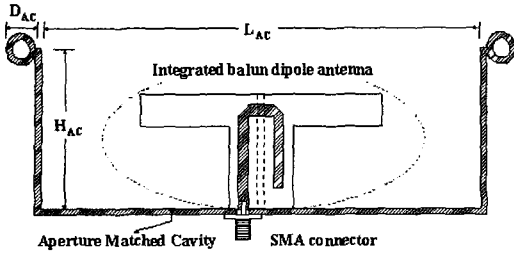


그림 11. 개구 정합 캐버티를 사용한 안테나
Fig. 11. Single antenna with aperture-matched cavity.

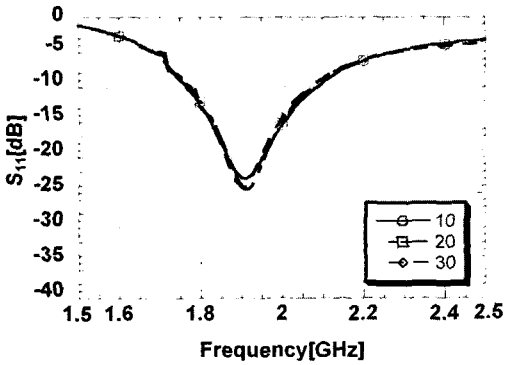
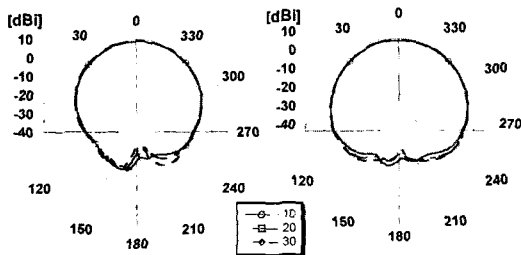


그림 12. 원통의 지름 변화에 따른 반사 손실
Fig. 12. Return loss for a different cylinder diameter.

리에 있는 원통의 직경을 0~30 mm로 변화시켜 가면서 안테나의 특성 변화를 분석하였다.

그림 12에 나타낸 직경에 따른 반사 손실의 변화는 거의 없는 것으로 확인되었다. 하지만 방사 패턴 상에는 원통 직경의 확장에 따라 안테나의 후방방사가 감소하여 안테나의 전후방비가 개선됨을 확인하였고, 최적의 안테나는 원통 직경이 30 mm일 경우로 안테나의 이득은 9.2 dBi, 전후방비는 38 dB를 얻



(a) E-평면 (a) E-plane
(b) H-평면 (b) H-plane

그림 13. 원통의 지름 변화에 따른 방사 패턴
Fig. 13. Return loss for a different cylinder diameter.

표 4. 캐버티 높이에 따른 안테나의 특성 변화
Table 4. Antenna characteristic for a different cylinder diameter.

D_{Ac} [mm]	이득[dBi]	전후방비[dB]
0	8.6	28
10	8.8	34
20	9	37
30	9.2	38

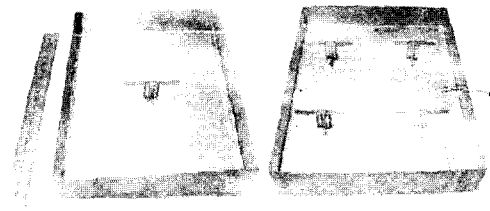
을 수 있었다.

III. 실험 결과

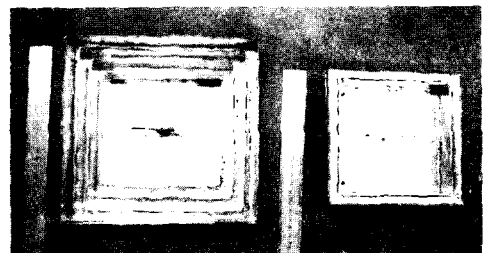
3-1 안테나 제작 및 측정

본 절에서는 앞서 설계한 각각의 안테나를 실제 제작을 통해 검증해 보았다. 그림 14(a)는 일반적인 캐버티를 사용한 단일 및 배열 IBD 안테나이고 그림 14(b)는 멀티 캐버티와 개구 정합 캐버티를 사용한 IBD 안테나의 실물도이다.

그림 15는 제작된 안테나들의 반사 손실을 Agilent社 E5071B Vector Network Analyzer로 측정할 결



(a) 일반적인 단일 캐버티를 사용한 안테나
(a) Antennas with a general single cavity

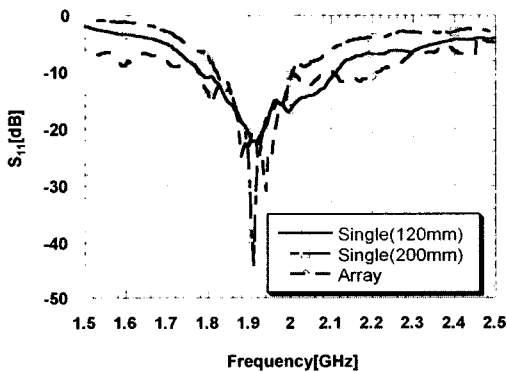


(b) 멀티 캐버티와 개구 정합 캐버티를 사용한 안테나
(b) Antennas with multi-cavity and aperture-matched cavity

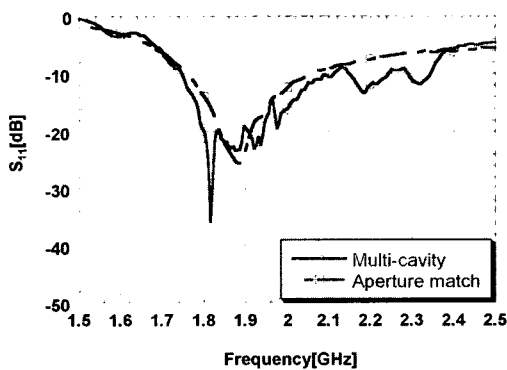
그림 14. 제작된 안테나의 실제 모습

Fig. 14. Photography of the fabricated antennas.

과이다. 그림 15(a)는 그라운드 크기가 다른 두 개의 일반적인 캐버티를 사용한 단일 IBD 안테나와 2×2 배열 IBD 안테나의 반사 손실을 나타낸 것이다. 단일 IBD 안테나는 $VSWR < 1.5$ 기준으로 그라운드의 크기가 $120 \times 120 \text{ mm}^2$ 인 경우에 약 11.5%, $200 \times 200 \text{ mm}^2$ 일 때 약 8.4%가 측정되었으며 배열 안테나는 약 8.7%의 임피던스 대역폭을 가짐을 확인하였다. 그림 15(b)는 멀티 캐버티와 개구 정합 캐버티를 사용한 안테나들의 반사 손실을 나타낸 것이다. 각각의 안테나는 약 9.9%와 13%의 대역폭을 가지며 US-PCS 대역에서 $VSWR < 1.5$ 를 모두 만족함을 확인할 수 있다. 그림 16, 17, 18은 각각의 안테나들의 방사 패턴을 전자파 무반사실에서 Orbit社의 Far-field Measurement system ver.3.0을 사용하여 측정한



(a) 일반적인 단일 캐버티를 사용한 안테나
(a) Antennas with a general single cavity



(b) 멀티 캐버티와 개구 정합 캐버티를 사용한 안테나
(b) Antennas with multi-cavity and aperture-matched cavity

그림 15. 제작된 안테나의 측정된 반사 손실
Fig. 15. Measured return loss of the fabricated antennas.

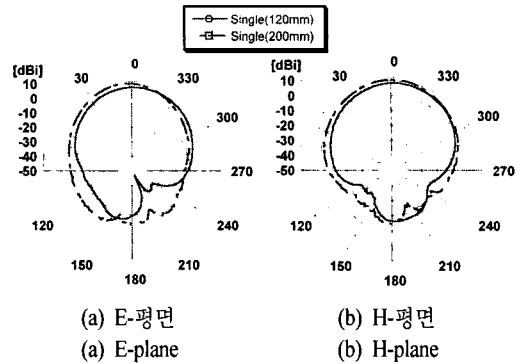


그림 16. 일반적인 단일 캐버티를 사용한 단일 IBD 안테나의 방사 패턴

Fig. 16. Radiation pattern of single IBD antenna with general single cavity.

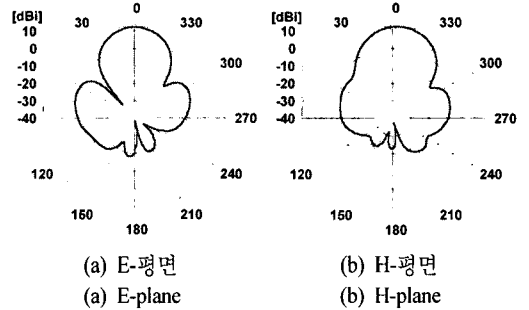


그림 17. 일반적인 단일 캐버티를 사용한 2×2 IBD 안테나의 방사 패턴

Fig. 17. Radiation pattern of 2×2 IBD array antenna with general single cavity.

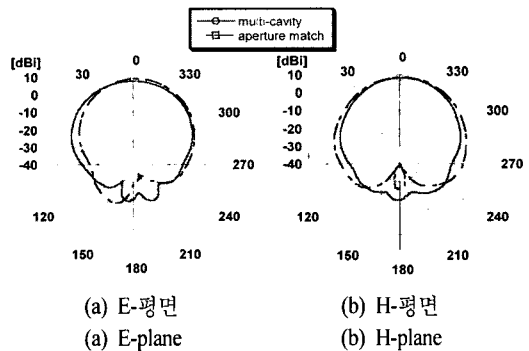


그림 18. 멀티 캐버티 및 개구 정합을 사용한 안테나의 방사 패턴

Fig. 18. Radiation pattern of antennas with a multi-cavity and aperture-matched cavities.

결과이다. 그림 16에서 그라운드의 크기가 120 mm

표 5. 제작된 안테나의 성능 측정 결과
Table 5. Measured performance of fabricated antennas.

		그라운드 크기 [mm]	이득 [dBi]	전후방비 [dB]
w/o 캐버티	단일	120	8	16
	단일	200	9	20
	2×2 배열	200	13	23
멀티 캐버티	단일	200	8.5	28
단일 캐버티	단일	120	8.5	25
	단일	200	10.5	24
	2×2 배열	200	12	35
	개구 정합	120	9	34

인 단일 안테나는 이득 8.5 dBi, 전후방비 25 dB, HPBW는 E, H-plane에서 60°를 나타내었고 그라운드 크기 200 mm인 단일 안테나는 이득 10.5 dBi, 전후방비 24 dB, HPBW 53°와 46°를 각각 E, H-plane에서 나타내었다. 그라운드 크기가 200 mm인 배열 안테나는 이득 12 dBi, 전후방비 35 dB, HPBW 33°와 36°를 각각 E, H-plane에서 나타내었다. 4단 멀티 캐버티를 사용한 안테나는 이득 8.5 dBi, 전후방비 28 dB, HPBW 73°와 57°를 그라운드 크기가 120 mm이고 개구 정합을 사용한 안테나는 이득 9 dBi, 전후방비 34 dB, HPBW 58°와 55°를 각각 나타내었다.

이상의 결과들은 시뮬레이션에 의한 최적화의 결과와 유사함을 확인할 수 있다. 표 5는 캐버티가 없는 안테나와 제안된 각각의 안테나들의 이득 및 전후방비 특성을 나타낸 것이다. 표 5에서 볼 수 있듯이 캐버티가 없는 IBD 안테나에 비해 캐버티를 사용한 안테나들의 전후방비 특성이 좋음을 확인할 수 있었다. 특히 그라운드의 크기가 200 mm일 때 캐버티 배열 안테나의 전후방비 특성이 우수하며 단일 안테나에선 그라운드의 크기 120 mm일 때 개구 정합 방법을 사용하였을 경우 전후방비 특성이 우수하게 나타나는 것을 확인할 수 있었다.

3-2 안테나 간 격리도 측정

제작된 안테나를 후방으로 설치하여 안테나 간 격리도를 측정하였다. 표 6, 7은 전자파 무반사실과 건물 내의 환경(강의실)에서 안테나 간 이격거리를

표 6. 전자파 무반사실에서의 격리도 측정 결과
Table 6. Measured result of isolation in Anechoic chamber.

		그라운드 크기 [mm]	동일편파 [dB]	교차편파 [dB]
w/o 캐버티	단일	120	41	52
	단일	200	46	56
	2×2 배열	200	42	54
멀티 캐버티	단일	120	50	56
단일 캐버티	단일	200	49	55
	단일	200	54	62
	2×2 배열	200	53	60
	개구정합	120	56	65

표 7. 실내환경에서의 격리도 측정 결과
Table 7. Measured result of isolation in indoor.

		그라운드 크기 [mm]	동일편파 [dB]	교차편파 [dB]
w/o 캐버티	단일	120	30	40
	단일	200	40	45
	2×2 배열	200	33	43
멀티 캐버티	단일	120	44	55
단일 캐버티	단일	200	44	54
	단일	200	45	60
	2×2 배열	200	45	57
	개구정합	120	47	62

100 mm로 하여 격리도를 나타낸 것이다.

본 논문에서 사용한 안테나는 맥내용 증계기 안테나를 모델로 하였다. 일반적으로 증계기 안테나들은 수직 편파를 사용하여 설치되지만 맥내용으로 사용할 경우는 맥내의 반사파들이 많이 사용되므로 교차 편파에 대해서도 격리도 측정을 하였다. 교차 편파의 측정시에는 donor용 안테나는 수직편파, server용 안테나는 수평편파를 사용하도록 설치하여 측정하였다. 실험 결과에서 단일 캐버티를 사용한 단일 안테나의 경우 교차 편파의 격리도가 크게 개선되지 못하였는데 이는 캐버티에 의한 후방방사의 편파 특성이 틀어지면서 교차 편파에 대한 간섭을 받는 것으로 확인할 수 있었다. 특히 실내 환경에서의 측정

표 8. 격리도 향상 비교

Table 8. Comparison of an improved isolation.

	무반사실[dB]	실내환경[dB]
교차편파	5~12	10~15
캐버티 사용	1~12	9~17
멀티캐버티 사용	4~7	5~12
개구 정합 사용	13~15	17~22

은 여러 장애물들에 의한 반사파들의 다중경로 및 교차 편파 등에 의한 간섭이 안테나의 격리도 성능에 크게 영향을 미치는 것을 확인할 수 있었다^{[1],[6]}.

IV. 결론 및 추후 연구

본 논문에서는 중계기에서 송수신 신호들간의 간섭을 줄이기 위해 요구되는 안테나간 격리도를 확보하는 연구를 하였다. 사용되는 중계기는 초소형 맥내용 중계기로서 안테나를 모두 맥내에 설치하고자 하였다. 이를 위해 후방 편파 특성이 우수한 안테나에 캐버티, 멀티 캐버티 및 개구 정합 방법을 사용하여 안테나간의 설치 거리를 줄일 수 있도록 격리도 확보를 위한 연구를 하였다. 표 8은 교차편파 및 본 논문에서 제시한 방법들을 사용해서 얻은 격리도의 향상을 나타낸 것이다. 표 8에서 볼 수 있듯이 편파 다이버시티를 사용하여 5~15 dB의 격리도 향상을 얻을 수 있었으며 다른 기법들을 사용하여 1~22 dB의 격리도 향상을 얻을 수 있었다. 또한 격리도 확보를 위해서는 높은 전후방비 특성이 요구됨을 확인할 수 있었고 특히 캐버티를 사용한 배열 안테나와 캐버티에 개구 정합 방법을 사용한 안테나가 전후방비 및 격리도에서 우수한 특성을 가지는 것을 확인할 수 있었다. 이러한 특성의 안테나들은 설치 공간이 제한적인 건물내의 환경에서 중계기의 설치를 보다 용이하게 할 수 있을 것이다.

더욱 낮은 격리도를 요구하는 전파 음영지역에서의 중계기용 안테나를 연구하기 위해 추가적인 연구가 필요하다. 이를 위해 안테나 간 소형 차폐물질을 사용하는 연구와 선로를 통한 누설 전류를 제거하는

방법 등을 연구하고 있다.

참 고 문 헌

- [1] W. T. Slingsby, J. P. McGeehan, "A high-gain cell enhancer", *Vehicular Technology Conference, 1992 IEEE 42nd*, vol. 2, pp. 756-758, May 1992.
- [2] C. R. Anderson, S. Krishnamoorthy, C. G. Ranson, T. J. Lemon, W. G. Newhall, T. Kummert, and J. H. Reed, "Antenna isolation, wideband multipath propagation measurements, and interference mitigation for on-frequency repeaters", *SoutheastCon., 2004. Proceedings. IEEE*, pp. 110-114, Mar. 2004.
- [3] William C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunication Systems*, McGraw-Hill Book Company, 1989.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, John Willy and Sons, 2001.
- [5] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd Edition. New Jersey: Prentice-Hall, 2002.
- [6] W. T. Slingsby, J. P. McGeehan, "Antenna isolation measurements for on-frequency radio repeaters", *IEEE AP-S*, vol. 1, pp. 239-243, Apr. 1995.
- [7] R. L. Freeman, *Radio System Design for Telecommunications*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [8] B. Edward, D. Rees, "A broadband printed dipole with integrated balun", *Microwave Journal*, pp. 339-344, May 1987.
- [9] A. Kumar, H. D. Hristov, *Microwave Cavity Antennas*, Artech House, 1989.
- [10] R. S. Elliott, "On the theory of corrugated plane surfaces", *IRE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 2, no. 2, pp. 71-81, Apr. 1954.
- [11] W. D. Burnside, C. W. Chuang, "An aperture-matched horn design", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 30, no. 4, pp. 790-796, Jul. 1982.

안 정 선



2002년 2월: 광운대학교 전자공학부 (공학사)
2004년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
2004년 3월~현재: 이노스트림(주) 연구원
[주 관심분야] RF 안테나 시스템

정 병 운



2001년 2월: 광운대학교 전자공학부 (공학사)
2003년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
2003년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정
[주 관심분야] 이동 통신 안테나 시스템 및 RF 수동 소자 설계

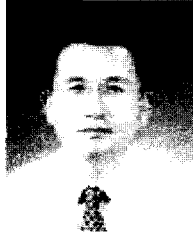
이 진 성



2001년 2월: 호서대학교 전파공학과 (공학사)
2003년 8월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
2004년 9월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정
[주 관심분야] UWB 안테나 및 이

동통신 안테나 시스템

이 병 제



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1993년 12월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학석사)
1993년 12월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학박사)
1998년 3월~현재: 광운대학교 전

파공학과 부교수

[주 관심분야] 초고주파 안테나 해석 및 설계, 전기자기파 해석, 레이더 및 위성통신, 초고주파 응용, RF 능동 및 수동소자