

전후비 및 반전력 빔폭 향상을 위한 L-밴드 평면형 다이폴 안테나와 구조물 설계

Design of L-Band Planar Dipole Antenna and Structures for Enhanced Front-to-Back Ratio and Half-Power Beamwidth

김도현* · 송영진** · 문효상*** · 김상수*** · 신재범*** · 이규빈*** · 홍순기*,**

Dohyeon Kim* · Youngjin Song** · Hyosang Moon*** · Sangsu Kim*** · Jaebeom Shin*** · Gyubin Lee*** · Sun K. Hong***

요 약

위성항법시스템(GNSS)의 활용이 다양한 분야에서 확대됨에 따라, 이를 무력화하거나 교란하기 위한 전파 방해(jamming) 시스템의 중요성이 부각되고 있다. 이러한 시스템의 핵심 구성 요소인 송신 장치의 성능은 효과적인 방해 신호 생성을 위해 매우 중요하며, 특히 송신 안테나는 시스템 전체의 성능에 직결되는 요소로 작용한다. 본 연구에서는 GNSS 기반 장비를 대상으로 한 전파 방해 시스템에 적합한 송신 안테나로서, 물리적 제약이 있는 환경에서도 적용할 수 있는 평면형 다이폴 안테나 구조를 제안하였다. 특히, 송수신 간 원활한 신호 전달을 위해 벤트(bent) 구조를 적용하여 반전력 빔폭(HPBW)을 증가시켰으며, 송신 안테나 후면에 위치하는 전자 장치와의 간섭을 최소화하기 위해 캐비티 벽에 코로게이션(corrugation) 구조를 삽입하여 전후비(FBR)를 향상시켰다. 벤트 및 코로게이션 구조가 적용된 안테나는 L-밴드 내에서 광대역 특성을 확보함으로써 다양한 GNSS 주파수에 대응할 수 있으며, 고밀도 전자 시스템 탑재 환경에서도 효율적인 성능을 발휘하도록 소형화 설계를 반영하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통해 해당 구조의 유효성이 검증되었으며, GNSS 교란용 송신 안테나로서의 실용 가능성을 확인하였다.

Abstract

As the utilization of global navigation satellite system (GNSS) expands across various fields, the importance of jamming systems designed to disrupt GNSS-based devices is increasingly recognized. In such systems, the performance of the transmitter and especially the transmitting antenna is a critical factor. This study proposes a planar dipole antenna structure suitable for physically constrained environments in GNSS jamming systems. A bent structure is applied to increase the half-power beamwidth (HPBW) for stable signal transmission, and a corrugation structure is embedded in the cavity wall to improve the front-to-back ratio (FBR), minimizing interference with rear-side electronics. The antenna supports wide-band operation in the L-band to cover multiple GNSS frequencies, and is miniaturized for effective integration into high-density electronic systems. Simulation and measurement results verify the proposed design's effectiveness and practical applicability for GNSS jamming.

Key words: GNSS, Planar Dipole Antenna, Half-Power Beamwidth, Front-to-Back Ratio, Corrugation

「이 연구는 LIG NEX1 산학협력과제 지원으로 연구되었음.」

*송실대학교 지능형반도체학과(Department of Intelligent Semiconductors, Soongsil University)

**송실대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Soongsil University)

***LIG넥스원(주)(LIG Nex1 Co., Ltd.)

· Manuscript received April 8, 2025 ; Revised April 18, 2025 ; Accepted May 8, 2025. (ID No. 20250408-037)

· Corresponding Author: Sun K. Hong (e-mail: shong215@ssu.ac.kr)

I. 서 론

위성항법시스템(global navigation satellite system; GNSS)은 정확한 위치, 속도, 시각 정보를 제공하는 핵심 기술로, 다양한 분야에서 오랫동안 필수적으로 활용되고 있다^{[1]-[3]}. 특히, 위성항법시스템 기반의 장치를 무력화하거나 교란하기 위한 전파 방해(jamming) 시스템의 필요성이 커지면서, 이러한 시스템에서 핵심적인 역할을 수행하는 송신 장치의 중요성 또한 함께 부각되고 있다. 따라서, 송신 장치 및 시스템의 주요한 요소인 송신 안테나의 성능은 전파 방해 시스템의 구현에 있어 중요한 역할을 한다. L1, L2, L5 주파수 대역은 위성항법시스템에서 민간 및 고정밀 항법 서비스를 위해 활용되고 있으며, 각각의 대역은 전 세계적으로 널리 사용되고 있다. 이에 따라, 효과적인 GNSS 교란을 위해서는 이들 주파수 대역을 모두 포함할 수 있는 광대역 송신 안테나가 필수적이다. GNSS 교란용 송신 안테나는 고밀도 전자 시스템이나 플랫폼 탑재형 전자 시스템에 탑재되며 구조적 특성과 크기의 제약이 존재하기 때문에 안테나의 성능은 유지하면서 크기는 작아야 한다^{[4]-[6]}.

높은 성능을 가지면서 상대적으로 작은 크기를 가질 수 있는 안테나는 다양하며, 그중 평면형 다이폴 안테나는 저자세(low-profile) 및 쉬운 제작으로 인해 물리적 제약이 있는 공간에서 사용하기 용이하다^{[4]-[6]}. 하지만 평면형 다이폴 안테나는 유한한 접지면을 가지기 때문에 전류 분포에 의해 발생하는 전자기파가 접지면 가장자리에서 회절된다. GNSS 교란용 송신 안테나가 고밀도 전자 시스템이나 전자전 플랫폼에 탑재되는 경우, 송신 안테나의 후방에 위치하는 자체 시스템의 GPS나 GNSS는 높은 전력을 방사하는 송신 안테나로부터 발생한 회절파에 의해 수신 간섭을 받을 가능성이 존재한다. 회절되는 전자기파를 적절히 억제할 수 있는 방법 중 하나인 캐비티(cavity) 구조는 안테나의 방사 패턴을 조정하고 후방 방사를 억제하는 데 활용될 수 있지만 물리적 공간의 제약으로 인해 캐비티 벽의 높이가 안테나보다 충분히 높지 않으면 캐비티의 가장자리에서 여전히 회절이 발생한다. 뒤로 회절되는 전자기파를 최대한 많이 억제하기 위해서는 금속 표면에 주기적인 홈과 돌기를 형성하는 코로게이션(corrugation) 구조를 적용할 수 있다^[7]. 일반적으로, 완전도체

(perfect electric conductor; PEC)의 표면에서는 접선 방향의 전기장 E_t 가 0이 된다. 안테나가 z -축 방향으로 방사한다고 가정했을 때, 완전도체 구조에서는 TM_z 파만 전파될 수 있는 반면 코로게이션 구조에서는 TM_z 파도 전파될 수 없기 때문에 이를 통해 회절되는 전파를 최대한 억제시킬 수 있게 되어 안테나 뒤쪽에 있는 모듈 및 전자 장비의 피해를 최소화할 수 있다.

이러한 특수 목적을 가지는 송신 안테나의 경우 송수신 간 신호가 잘 전달되도록 넓은 반전력 빔폭(half-power beamwidth; HPBW)이 필요하다. 한 쌍의 평면형 다이폴 안테나는 일반적으로 접지면과 수평인 방향으로 전류가 흐르지만, 벤트(bent) 구조나 수직 벽을 통해 수직 전류를 유도시키게 되면 반전력 빔폭이 넓어지게 되어 안테나의 송수신을 원활하게 할 수 있다^{[8]-[11]}. 유한한 크기의 접지면을 적용한 참고문헌 [4], [5]와 캐비티 구조를 적용한 참고문헌 [6]의 경우 뒤로 회절되는 전기장을 막아주는 구조가 없기 때문에 의해 전후비가 낮다. 또한 빔폭을 넓히기 위해 추가적인 구조물을 사용한 참고문헌 [9]-[11]에서도 마찬가지로 빔폭은 넓어 지지만 여전히 뒤로 회절되는 전기장을 고려하지 않았으므로 전후비는 낮은 값을 가진다. 전후비와 빔폭 모두 향상 시키기 위해서는 캐비티에 코로게이션 구조를 적용하여 회절되는 전기장을 차단하면서 수직 전류를 유도하여 빔폭도 넓히는 방법이 모두 고려되어야 한다.

따라서, 본 논문에서는 단일 선형 편파를 가지는 한 쌍의 평면형 다이폴 안테나를 설계하고, 캐비티와 코로게이션 구조를 결합하여 목표 주파수인 L1, L2, L5 대역에서 뒤로 회절되는 전기장을 억제시켰다. 또한 접지면과 수평 방향의 전류만 흐를 수 있는 평면 다이폴에 벤트 구조를 적용하여 수직 전류를 유도함으로써 E-평면과 H-평면의 반전력 빔폭도 향상시켰다. 남은 각 절의 내용은 다음과 같다. 제 II장에서 평면형 다이폴 안테나 설계 절에서는 안테나의 설계 방법과 매개 변수 분석을 통해 평면형 다이폴 안테나의 접지면 크기를 정한다. 제 III장에서 반전력 빔폭 향상을 위한 벤트 구조와 전후비 향상을 위한 코로게이션 구조 설계 절에서는 벤트 구조와 코로게이션 구조의 설계 방법과 원리를 설명한다. 제 IV장에서 시뮬레이션 및 측정 결과 비교와 성능 향상 비교 절에서는 수

직 전류 유도를 위한 벤트 구조를 적용한 안테나와 전후비 향상을 위한 코로게이션 구조를 사용한 안테나 간의 시뮬레이션 및 측정 결과를 비교한다. 마지막으로 제 V장에서 결론 순서이다.

II. 평면형 다이폴 안테나 설계

본 논문에서 설계한 평면형 다이폴 안테나는 그림 1과 같이 유한한 접지면을 가지고 한 쌍의 다이폴로 구성된다. 기본적인 평면형 다이폴 안테나의 금속 기둥의 높이와 평면 다이폴의 길이는 L1, L2, L5 주파수의 중심인 1,350 MHz 기준으로 $\lambda/4$ 길이인 55 mm를 기준으로 정하고, 최적화를 통해 최종 파라미터 값을 얻었다.

평면형 다이폴 안테나는 감마 형태(gamma-shaped)의 급전선을 통해 신호가 급전된다. 급전선과 금속으로 된 기둥은 물리적으로 연결되어 있지 않고, 결합 효과(coupling effects)를 통해 전기적으로 연결된다. 감마 형태의 급전선은 임피던스 매칭을 조정하는 역할을 한다. 이는 기본적인 마이크로스트립 라인과 마찬가지로, 감마 형태의 급전선도 라인의 두께와 금속 기둥과의 거리를 조정하여 임피던스 매칭을 할 수 있다. 또한, 광대역 매칭을 위해 감마 형태의 급전선은 선형 테이퍼로 설계된다. 급전선의 길이가 증가하면 유효 인덕턴스가 증가하고, 두께가 증가하면 정전 용량과 인덕턴스가 감소하게 되어 임피던스는 낮아지게 된다. 신호 급전을 위한 커넥터는 접지면 아래에 위치

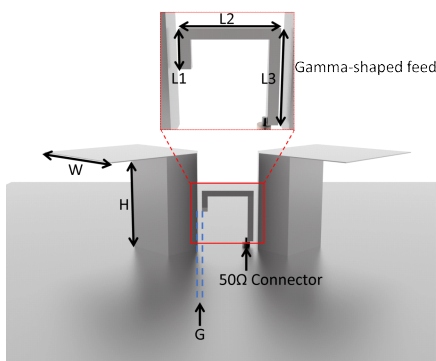


그림 1. 단일 편파를 가지는 평면형 다이폴 안테나의 형상
Fig. 1. Schematic of a linearly polarized planar dipole antenna.

치하며, 커넥터는 테이퍼 형태의 감마 급전선과 연결된다. 그림 1의 감마 형태의 급전선, 평면 다이폴의 길이, 평면 다이폴을 받치고 있는 수직벽의 높이 등은 광대역 매칭이 되도록 시뮬레이션을 통해 최적화 되었다.

평면형 다이폴 안테나를 먼저 설계한 후, 접지면의 크기에 따른 전후비를 비교하였다. L1, L2, L5의 중심 주파수인 1,350 MHz에서의 한 파장의 길이는 약 222 mm이다. 그림 2와 같이 접지면의 가로 세로 길이를 각각 1λ 부터 2.5λ 까지 0.5λ 씩 증가시키면서 θ 각도가 180° 일 때 이득 값을 비교했다. 접지면의 가로 세로 길이가 1λ 부터 2λ 일 때의 전후비는 접지면이 커질수록 향상되는 경향이 있다. 하지만 접지면의 크기가 2λ 를 넘어 2.5λ 가 됐을 때 오히려 전후비가 감소하는 것을 확인했다. 하지만 2λ 는 약 444 mm이기 때문에 제약된 공간에서 사용하기에 그 크기가 너무 큰 문제점이 있다. 평면형 다이폴 안테나에서 전류가 흐르는 방향의 접지면은 1.7λ 로 줄이고, 나머지 길이는 1.9λ 로 수정하였다. 따라서, 평면형 다이폴 안테나의 접지면 크기는 378×426 mm ($1.7 \times 1.9\lambda$)로 설정하였다.

III. 반전력 빔폭 향상을 위한 벤트 구조와 전후비 향상을 위한 코로게이션 구조 설계

일반적인 평면형 다이폴 안테나에서는 방사 개구면의 전류 분포를 정밀하게 제어하기 어려워, 반전력 빔폭을

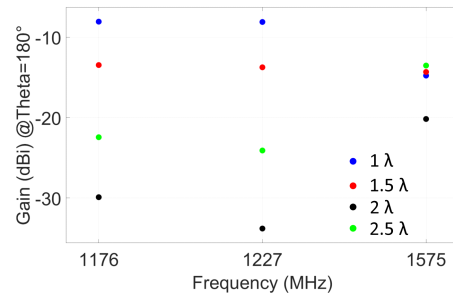


그림 2. 평면형 다이폴 안테나의 접지면 크기에 따른 L1(1,575 MHz), L2(1,227 MHz), L5(1,176 MHz) 주파수에서 시뮬레이션 된 FBR 비교도

Fig. 2. Simulated FBR comparison at L1 (1,575 MHz), L2 (1,227 MHz), and L5 (1,176 MHz) frequencies according to the ground plane size of the planar dipole antenna.

효과적으로 확장하는 데 한계가 있다. 그림 3은 그림 1의 구조에 반전력 빔폭을 넓히기 위한 벤트 구조를 적용했을 때의 형상을 나타내고, 그림 1 및 그림 3의 감마 형태의 급전선, 평면 다이폴의 길이, 평면 다이폴을 받치고 있는 수직 벽의 높이 등은 광대역 매칭이 되도록 시뮬레이션을 통해 최적화되었고 그 수치는 표 1에 기재되어있다. 그림 1과 같이, 일반적으로 단일 편파를 가지는 한 쌍의 평면형 다이폴 안테나의 경우, 전류는 평면 안테나와 수평 방향으로만 흐른다. 이때 전류 분포는 그림 4를 통해 알 수 있듯이 평면 다이폴과 수평인 방향이 주요한 전류 흐름 방향이다. 반전력 빔폭을 넓히기 위해서는 수직 전류를 유도하는 벤트 구조를 적용했을 때 E-평면에서 안테

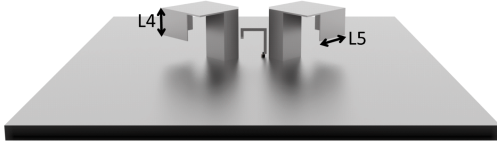


그림 3. 벤트 구조가 적용된 평면형 다이폴 안테나의 형상

Fig. 3. Schematic of a linearly polarized planar dipole antenna with bent structures.

표 1. 벤트 구조가 적용된 평면형 다이폴 안테나의 매개 변수값

Table 1. Parameter values of the planar dipole antenna with bent structures.

Parameters	Description	Value (unit: mm)
W	Length of the planar dipole	60
H	Height of the dipole antenna post	50
L1	Vertical length of the gamma-matching feedline	11
L2	Horizontal length of the gamma-matching feedline	27
L3	Vertical length of the gamma-matching feedline	27
L4	Vertical length of the bent structure	27
L5	Horizontal length of the bent structure	40
G	Gap between the post and the gamma-matching feedline	2.2

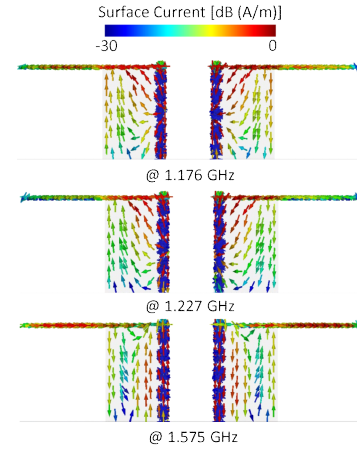


그림 4. 평면형 다이폴 안테나 구조에서 L1, L2, L5 주파수에 대한 전류 분포 시뮬레이션 결과

Fig. 4. Simulated current distribution of the planar dipole antenna structure at L1, L2, and L5 frequencies.

나의 정규화된 방사 패턴은 식 (1)과 같이 표현된다^[10].

$$F_E(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} + B \sin\theta \quad (1)$$

여기서 B 는 복소수 계수(complex coefficient) 값을 나타낸다. 벤트 구조를 적용했을 때의 전류 분포는 그림 5와 같

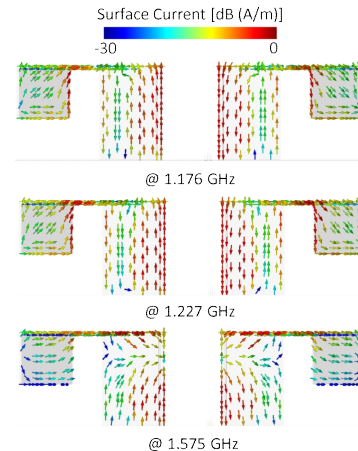


그림 5. 평면형 다이폴 안테나에 벤트 구조가 있을 때 L1, L2, L5 주파수에 대한 전류 분포 시뮬레이션 결과

Fig. 5. Simulated current distribution at L1, L2, and L5 frequencies for the planar dipole antenna with bent structures.

다. 벤트 구조가 없는 안테나의 전류 분포인 그림 4와 벤트 구조가 적용된 안테나의 전류 분포인 그림 5를 비교했을 때 벤트 구조로 인해 수직 전류가 추가로 유도되는 것을 알 수 있고, 추가된 수직 전류 분포가 안테나의 반전력 빔 폭을 넓힐 수 있다. 하지만, 수직 전류를 유도하기 위한 벤트 구조를 적용함으로써 인해 전후비가 감소하게 된다. 이는 벤트 구조가 없을 때와 있을 때의 전기장 분포 시뮬레이션 결과 그림 6 및 그림 7을 통해서도 알 수 있다. 이는 벤트 구조로 인해 전류 분포가 변화하기 때문에 빔폭은 넓어졌지만, 안테나의 다른 성능에도 영향을 미치는 것을 의미한다. 이는 안테나에서 전류가 흐르는 방향과 방사되는 전자기파의 전기장(E-field)은 직교하기 때문이다.

전후비를 개선하기 위한 방법 중 하나로 다이폴 안테나에 캐비티 구조를 적용하였다. 하지만, 공간의 제약이 있는 상황에서는 캐비티의 벽을 높게 설계할 수 없으므로 이는 전후비 개선에 효과적이지 못하다. 이는 벤트 구조가 적용된 안테나에 캐비티 구조가 적용된 전기장 분포 시뮬레이션 결과인 그림 8을 통해서 알 수 있는데, 캐비티 구조를 적용했음에도 회절되는 전기장을 효과적으로 차단할 수 없다.

따라서, 전후비를 향상시키기 위해 캐비티 벽에 코로게이션 구조를 적용하여 뒤로 회절되는 전자기파를 억제할 수 있다^[7]. 그림 9와 같이 금속 표면에서 전기장은 경

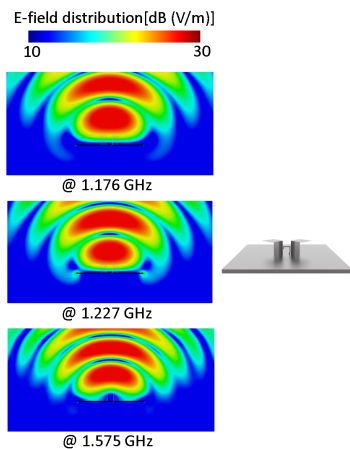


그림 6. 평면형 다이폴 안테나 구조에서 L1, L2, L5 주파수에 대한 전기장 분포 시뮬레이션 결과

Fig. 6. Simulated E-field distribution of the planar dipole antenna structure at L1, L2, and L5 frequencies.

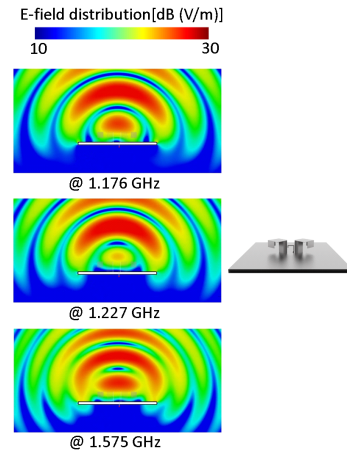


그림 7. 평면형 다이폴 안테나에 벤트 구조가 있을 때 L1, L2, L5 주파수에 대한 전기장 분포 시뮬레이션 결과

Fig. 7. Simulated E-field distribution at L1, L2, and L5 frequencies for the planar dipole antenna with bent structures.

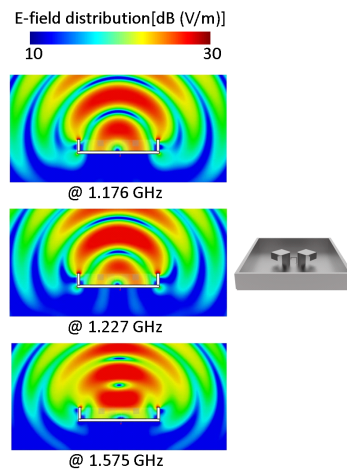


그림 8. 평면형 다이폴 안테나와 벤트 구조가 결합된 구조에 캐비티 구조를 적용했을 때 L1, L2, L5 주파수에 대한 전기장 분포 시뮬레이션 결과

Fig. 8. Simulated E-field distribution at L1, L2, and L5 frequencies for the planar dipole antenna with bent structures and cavity.

계 조건(boundary condition)으로 인해 접선 방향으로 흐를 수 없으며, 수직 방향의 전기장을 가진다. 이는 그림 10을 통해서 알 수 있듯이 TM_z 모드만 존재하고 TE_z 모드는 차단된다. 반면, 코로게이션 표면에서는 TE_z 모드와 TM_z

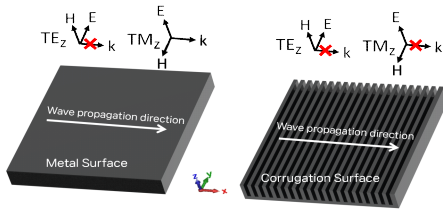
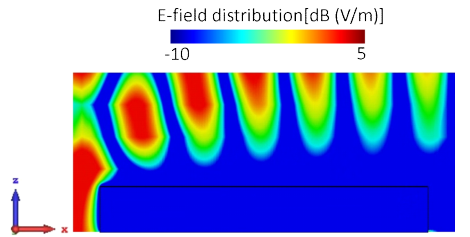
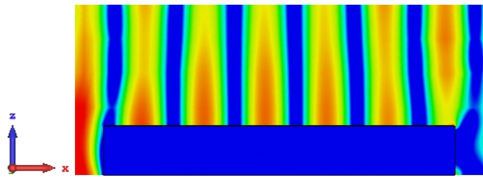


그림 9. 금속 표면과 코로게이션 구조가 적용된 표면에서 전파 진행 비교

Fig. 9. Comparison of surface wave propagation between a metallic surface and a surface with corrugation structure.



(a) TE_z 모드
(a) TE_z mode



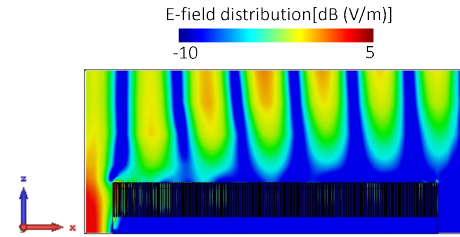
(b) TM_z 모드
(b) TM_z mode

그림 10. 평면파의 진행 방향이 x-축일 때 1.5 GHz에서 금속 표면의 전기장 분포 시뮬레이션 결과

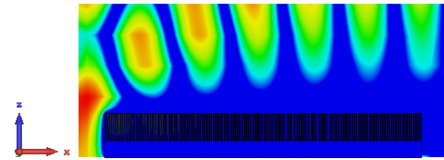
Fig. 10. Simulation results of the E-field distribution at 1.5 GHz on a metallic surface for a plane wave propagating along the x-axis.

모드 둘 다 차단되는 것을 그림 11을 통해 알 수 있다. 이러한 원리를 적용하여 그림 12와 같이 평면형 다이폴 안테나에 x-축과 z-축으로 코로게이션 구조를 배치하여 뒤로 회절되는 전기장을 감소시켰다. 진행하는 필드를 억제하기 위한 코로게이션의 깊이 d 는 아래의 식 (2)를 만족해야 한다.

$$\lambda_L/4 \leq d \leq \lambda_H/2 \quad (2)$$



(a) TE_z 모드
(a) TE_z mode



(b) TM_z 모드
(b) TM_z mode

그림 11. 평면파의 진행 방향이 x-축일 때 1.5 GHz에서 코로게이션 구조의 전기장 분포 시뮬레이션 결과

Fig. 11. Simulation results of the E-field distribution at 1.5 GHz on a corrugated surface for a plane wave propagating along the x-axis.

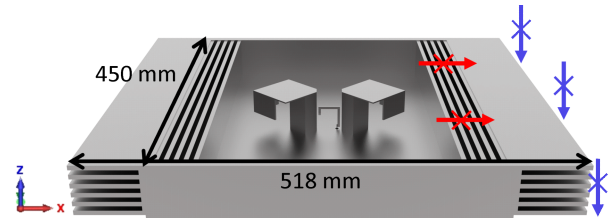


그림 12. 평면형 다이폴 안테나에 벤트 구조와 캐비티 구조가 적용된 안테나의 최종 형상

Fig. 12. Proposed structure of the planar dipole antenna with bent and cavity structures.

여기서 λ_L 은 1.176 GHz의 파장 길이를 의미하고, λ_H 은 1.575 GHz의 파장 길이를 나타낸다. 따라서 코로게이션의 깊이 d 는 63.5 mm 이상, 95 mm 이하여야 한다. 하지만, x-축으로 전파하는 전자파를 억제하기 위해 사용된 코로게이션의 깊이는 55 mm인데 이는 캐비티와 안테나와 높이를 맞추기 위해, 즉, z-축으로의 안테나의 크기를 최적화하기 위한 값으로 설정되었다. 반면 z-축으로 전파하는 전자파를 억제하기 위한 코로게이션의 깊이 d 는 70

mm로 해당 조건을 만족하도록 설정되었다. 그림 12는 구조의 전기장 분포 시뮬레이션 결과인 그림 13과 코로게이션 구조가 적용되지 않은 안테나의 전기장 분포 시뮬레이션 결과인 그림 8을 비교했을 때 코로게이션 구조가 x -축 방향과 z -축 방향으로 전기장을 효과적으로 차단하는 것을 알 수 있다. 또한 코로게이션 유무에 따른 이득 차이는 모든 목표 주파수에서 1 dB 미만이다. 코로게이션 없이 벤트 구조와 캐비티만 적용됐을 때의 전후비는 코로게이션이 적용된 구조보다 모든 목표 주파수에서 전후비가 최소 5 dB에서 최대 11 dB 정도 낮은 값을 가진다.

빔폭과 전후비를 모두 향상시키기 위해 사용된 벤트 구조와 코로게이션 구조는 안테나의 이득이나 효율에는 거의 영향이 없지만, 전파의 진행 방향에 서로 간섭을 일으키게 된다. 빔폭 향상을 위해 벤트 구조의 길이를 바꾸면 빔폭과 전후비 성능에 영향을 미치고, 전후비 향상을 위한 코로게이션의 깊이만 바뀌도 빔폭과 전후비 모두 영향을 받는다. 최적화된 결과를 얻기 위해서는 시뮬레이션으로 벤트 구조의 길이와 코로게이션 구조의 깊이를 반복 수행(iteration)하는 것이 중요하다.

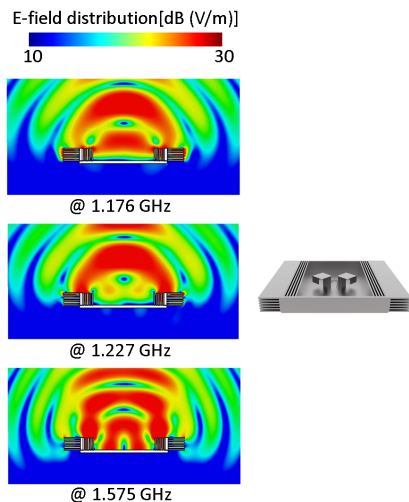
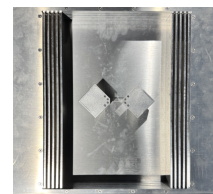


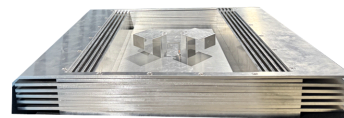
그림 13. 평면형 다이폴 안테나와 벤트 구조와 코로게이션이 모두 결합된 구조의 L1, L2, L5 주파수에 대한 전기장 분포 시뮬레이션 결과
Fig. 13. Simulated E-field distribution at L1, L2, and L5 frequencies for the planar dipole antenna with bent structures, cavity, and corrugation.

IV. 시뮬레이션 및 측정 결과 비교와 성능 향상 비교

빔폭과 전후비 향상을 위한 벤트 구조와 코로게이션 구조가 결합된 최종 형상을 그림 14와 같이 제작하여 2D 방사 패턴과 반사 계수 측정을 진행했다. 반사 계수는 Anritsu MS 46122B VNA를 통해 측정했고, 반사 계수의 비교 결과는 그림 15에서 알 수 있듯이 측정과 시뮬레이션의 반사 계수의 경향성이 비슷하며 모든 목표 주파수인 1,176 MHz, 1,227 MHz, 1,575 MHz 에서 -10dB 이하



(a) 평면도
(a) Top view



(b) 단면도
(b) Cross-sectional view

그림 14. 벤트 구조와 코로게이션 구조가 결합된 평면형 다이폴 안테나의 제작된 형상
Fig. 14. Fabricated structure of the planar dipole antenna with combined bent and corrugation structures.

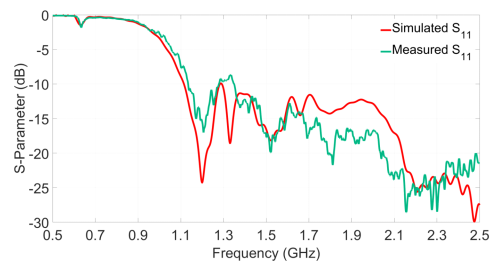


그림 15. 벤트 구조와 캐비티 구조가 적용된 안테나의 반사 계수에 대한 시뮬레이션 및 측정 결과 비교
Fig. 15. Comparison of simulated and measured reflection coefficients for the antenna with bent and cavity structures.

의 값을 가지는 것을 확인했다.

그림 16과 같이 무반사실에서 측정 환경을 구축하여 반전력 빔폭과 전후비의 시뮬레이션 결과와 비교하기 위해 벤트 구조만 결합된 안테나와 벤트 구조와 코로게이션

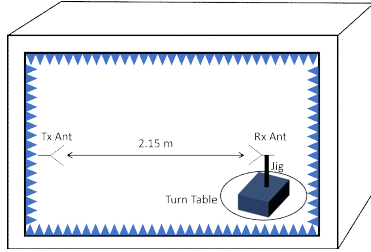
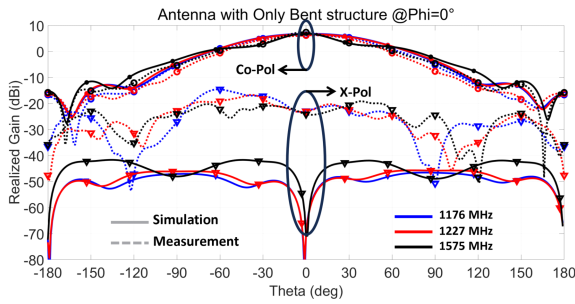
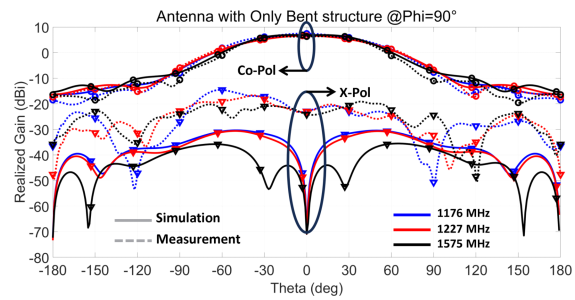


그림 16. 방사 패턴을 측정하기 위한 무반사실에서의 측정 환경

Fig. 16. Anechoic chamber measurement environment for evaluating the radiation pattern of the antenna.



(a) E-평면
(a) E-plane



(b) H-평면
(b) H-plane

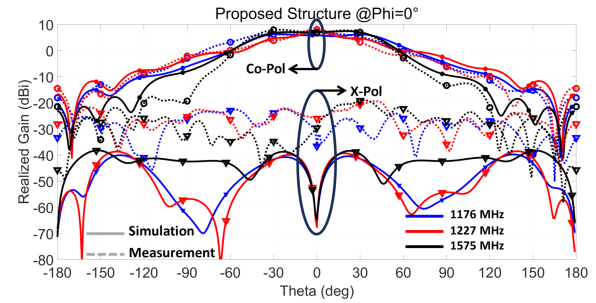
그림 17. 벤트 구조만 적용된 안테나의 2D 방사 패턴 시뮬레이션 및 측정 결과 비교

Fig. 17. Comparison of simulated and measured 2D radiation patterns of the antenna with only the bent structures.

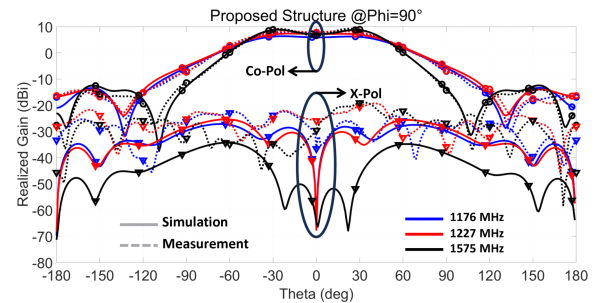
선 구조가 결합된 안테나를 각각 제작하여 2D 방사 패턴 측정을 진행하였다. 송신 안테나는 이중 편파를 갖는 크로스 비발디 안테나를 사용했고, 제안된 안테나는 지그를 사용하여 송신 안테나와 높이를 맞춘 후 턴테이블을 통해 θ 각도가 -180° 에서 $+180^\circ$ 까지 회전하도록 하여 2D 방사 패턴을 측정했다.

유한 접지면에 벤트 구조만 적용한 평면형 다이폴 안테나의 방사 패턴 결과는 그림 17과 같다. 시뮬레이션과 측정한 이득 값의 차이는 모두 1 dB 이내의 값을 가지는 것을 확인했다. 최종적으로 전후비와 반전력 빔폭의 성능 향상을 확인하기 위해 코로게이션 구조까지 적용된 안테나의 방사 패턴 결과는 그림 18과 같다.

벤트 구조만 적용됐을 때의 시뮬레이션 전후비 결과는 각 주파수에서 약 22 dB 의 값을 가진다. 반면 코로게이션 구조



(a) E-평면
(a) E-plane



(b) H-평면
(b) H-plane

그림 18. 벤트와 캐비티가 모두 적용된 안테나의 2D 방사 패턴 시뮬레이션 및 측정 결과 비교

Fig. 18. Comparison of simulated and measured 2D radiation patterns of the antenna with both bent and cavity structures.

까지 적용된 안테나의 경우 최소 약 24.2 dB, 최대 약 29.2 dB의 값을 가지기 때문에 모든 목표 주파수에서 전후비 성능 향상이 최소 2 dB, 최대 8.6 dB 향상된 것을 알 수 있다.

벤트 구조만 적용된 안테나의 반전력 빔폭은 시뮬레이션 결과 기준으로 E-평면에서 최대 94도, 최소 48.3도, H-평면에서 최대 89.6도, 최소 87.7도인 반면에 코로게이션 구조를 적용한 안테나의 경우 E-평면에서 모두 70도 이상, H-평면에서 모두 80도 이상이 되도록 하였다. 측정된 반전력 빔폭의 경우에는 H-평면에서 모두 100도 이상이고, E-평면은 2개 주파수에서 90도 이상의 넓은 빔폭을 가지지만 1,227 MHz 대역에서 41도로 시뮬레이션 결과보다 낮은 값을 가지는 것을 확인했다. 이러한 차이는 제조 공정에서 발생한 오차로 예상되며, 그림 18을 통해서도 알 수 있듯이 1,227 MHz 대역의 시뮬레이션과 측정 방사 패턴의 형상은 비슷하지만, 최대 이득이 시뮬레이션 보다 약간 높게 측정되어 빔폭이 낮게 측정된 것으로 사료 된다. 동일 편파(Co-pol)와 교차 편파(X-pol)를 비교한 결과, 그림 17 및 그림 18을 통해 알 수 있듯이 동일 편파에서는 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 거의 비슷하지만, 교차 편파는 시뮬레이션 결과와 약간 차이가 있다. 하지만 교차 편파 성분을 분석하는 주요 목적은 방사된 전자기파의 편파 순도를 정량적으로 평가하는 데 있으며, 이러한 관점에서 제안된 안테나 구조는 동일 편파 대비 약 30 dB 이상의 교차 편파 억제 성능을 나타냄을 확인할 수 있다. 모든 목표 주파수에 대한 안테나의 이득, 전후비, E-평면과 H-평면에서의 반전력 빔폭에 대한 시뮬레이션과 측정 결과 및 수치는 표 2 및 표 3을 통해 알 수 있다. 또한 표 4의 평면형 다이폴 구조를 사용한 안테나의 성능 측정 결과 비교

표 2. 벤트 구조가 적용된 평면형 다이폴 안테나의 시뮬레이션 및 측정 결과 비교

Table 2. Comparison of simulation and measurement results for the planar dipole antenna with bent structures.

Freq. (MHz)	Gain (dBi) (Sim/Meas)	FBR (dB) (Sim/Meas)	E-plane HPBW (deg) (Sim/Meas)	H-plane HPBW (deg) (Sim/Meas)
1,176	6.75 / 7.53	22.98 / 22.96	93.3 / 82.0	89.6 / 83
1,227	6.57 / 6.87	22.78 / 22.34	94.0 / 85.0	88.7 / 85
1,575	6.86 / 7.2	22.22 / 23.11	48.3 / 51.0	57.7 / 87

표 3. 벤트와 코로게이션 구조가 적용된 평면형 다이폴 안테나의 시뮬레이션 및 측정 결과 비교

Table 3. Comparison of simulation and measurement results for the planar dipole antenna with bent structures and corrugation.

Freq. (MHz)	Gain (dBi) (Sim/Meas)	FBR (dB) (Sim/Meas)	E-plane HPBW (deg) (Sim/Meas)	H-plane HPBW (deg) (Sim/Meas)
1,176	6.46 / 7.13	25.83 / 25.18	96.9 / 93	106.2 / 109
1,227	7.17 / 8.05	22.95 / 24.23	70.0 / 41	98.9 / 100
1,575	7.42 / 6.73	30.78 / 29.19	88.8 / 94	90.1 / 102

표 4. 평면형 다이폴 구조를 사용한 안테나의 성능 측정 결과 비교

Table 4. Comparison of measurement results for antennas using a planar dipole structure.

Ref.	Freq. (MHz)	Gain (dBi)	FBR (dB)	E-plane HPBW (deg)	H-plane HPBW (deg)
[4]	2.707	9.5	21	64.5	64.5
[5]	2.3	8.6	16	35	90
[6]	2.6	8.6	25	60	60
[9]	2.9	5	9	146	179
[10]	5	5.3	5	211	138
[11]	10	4.75	7	209	91
This work	1.575	6.73	29.19	94	102

과 비교를 통해서 알 수 있듯이, 전후비와 빔폭을 모두 향상하기보다 두 결과 파라미터 중 하나에 치중하여 주로 설계되어왔다. 제안된 안테나 구조는 높은 전후비를 가지면서 E-평면에서 70도 이상, H-평면에서 90도 이상의 넓은 빔폭을 유지하는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 연구에서는 고밀도 전자 시스템 및 함정용 전자전 시스템에 사용되는 위성항법시스템 전파방해용 송신 안테나의 성능 향상을 위해 평면형 다이폴 안테나에 벤트 구조와 코로게이션 구조를 적용하는 설계를 제안하였다. 벤트 구조를 통해 수직 전류를 유도하여 반전력 빔폭이

증가하였으며, 코로게이션 구조를 캐비티 벽에 적용함으로써 후방 방사가 효과적으로 억제되고 전후비가 향상됨을 확인하였다.

하지만 벤트 구조 적용으로 인해 전류 분포가 변화하면서 전후비 성능에 영향을 미치게 되며, 벤트 구조와 코로게이션 구조 간의 상호 간섭을 최소화하기 위한 설계 변수를 적절히 조정하는 과정이 요구된다.

시뮬레이션과 측정을 통해 검증한 결과, 본 연구에서 제안한 안테나 구조는 제한된 공간에서 후방 방사를 효과적으로 억제하면서도 반전력 빔폭을 향상시킬 수 있음을 확인하였다. 본 연구에서 제안하는 벤트 및 코로게이션 구조가 적용된 평면형 다이폴 안테나는 다양한 GNSS 기반 시스템에 적용할 수 있다.

References

- [1] J. J. H. Wang, D. J. Triplett, "High-performance universal GNSS antenna based on SMM antenna technology," in *2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, Hangzhou, Aug. 2007.
- [2] F. Zangenehjad, Y. Gao, "GNSS smartphones positioning: Advances, challenges, opportunities, and future perspectives," *Satellite Navigation*, vol. 2, p. 24, Nov. 2021.
- [3] J. J. H. Wang, "Antennas for global navigation satellite system(GNSS)," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2349-2355, Jul. 2012.
- [4] B. Q. Wu, K. M. Luk, "A broadband dual-polarized magneto-electric dipole antenna with simple feeds," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 60-63, Dec. 2008.
- [5] Y. Gou, S. Yang, J. Li, and Z. Nie, "A compact dual-polarized printed dipole antenna with high isolation for wideband base station applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 8, pp. 4392-4395, Aug. 2014.
- [6] L. Ge, K. M. Luk, "A low-profile magneto-electric dipole antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1684-1689, Apr. 2012.
- [7] F. Scire-Scappuzzo, S. N. Makarov, "A low-multipath wideband GPS antenna with cutoff or non-cutoff corrugated ground plane," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 1, pp. 33-46, Jan. 2009.
- [8] Z. Li, X. Chen, X. Hu, and D. Qiao, "A novel dual-linear polarized ultra-wideband magneto-electric dipole antenna with gain improvement," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 31, no. 12, p. e22891, Dec. 2021.
- [9] L. Chang, L. L. Chen, J. Q. Zhang, and Z. Z. Chen, "A compact wideband dipole antenna with wide beamwidth," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 9, pp. 1701-1705, Sep. 2021.
- [10] G. Yang, J. Li, J. Yang, and S. G. Zhou, "A wide beamwidth and wideband magnetoelectric dipole antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 12, pp. 6724-6733, Dec. 2018.
- [11] G. Yang, J. Y. Li, D. Wei, S. Zhou, and J. Yang, "Broadening the beam-width of microstrip antenna by the induced vertical currents," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 2, pp. 190-194, Feb. 2018.

김 도 현 [숭실대학교/석·박사 통합과정]

<https://orcid.org/0009-0001-9299-3868>

2018년 2월: 선문대학교 전자공학과(공학사)



2022년 3월~현재: 숭실대학교 지능형반
도체학과 석·박사 통합과정
[주 관심분야] 무선전력전송, 양자컴퓨팅,
고출력 전자기파, 안테나

김 상 수 [LIG넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-2606-0947>



2008년 2월: 성균관대학교 정보통신공학
부 (공학사)

2007년 12월~현재: LIG넥스원 수석연구원
[주 관심분야] 전자전 시스템, 전자공격
기법 개발

송 영 진 [숭실대학교/석·박사 통합과정]

<https://orcid.org/0009-0008-7330-8483>

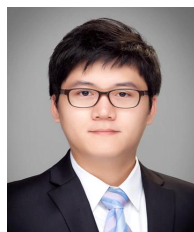
2022년 2월: 숭실대학교 전자공학과(공학사)



2022년 3월~현재: 숭실대학교 전자공학
과 석·박사 통합과정
[주 관심분야] 무선전력전송, 고출력 전자
기파, 안테나

신 재 범 [LIG넥스원/선임연구원]

<https://orcid.org/0009-0007-2705-4286>



2014년 2월: 광운대학교 로봇학부 정보제
어공학과 (공학사)

2014년 2월~2023년 2월: (주)인터엠
2023년 2월~현재: LIG넥스원 선임연구원
[주 관심분야] 전자전 시스템, 디지털제어

문 효 상 [LIG넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-1128-7249>



2006년 8월: 경희대학교 전파통신공학과
(공학사)

2008년 8월: 경희대학교 전파공학과 (공학
석사)

2008년 7월~현재: LIG넥스원 수석연구원
[주 관심분야] 전자전 시스템, 안테나, EM
시뮬레이션 등

이 규 빈 [LIG넥스원/연구원]

<https://orcid.org/0009-0002-4436-6541>



2023년 2월: 광운대학교 전자통신공학과
(공학사)

2024년 1월~현재: LIG넥스원 연구원
[주 관심분야] 전자전 시스템

홍 순 기 [숭실대학교/부교수]

<https://orcid.org/0000-0002-3794-3171>



2005년 5월: 미국 University of Maryland,
ECE (공학사)

2008년 12월: 미국 Virginia Tech, ECE (공학석사)

2012년 12월: 미국 Virginia Tech, ECE (공학박사)

2008년 5월~2015년 10월: 미국 해군연구소 (NRL) 연구원

소 (NRL) 연구원

2015년 11월~2017년 2월: 미국 Rose-Hulman 공대 ECE 조교수

2017년 3월~현재: 숭실대학교 전자정보공학부 부교수

[주 관심분야] 레이더 및 센서, 마이크로파/밀리미터파 시스템,
무선전력전송, 고출력 전자기파, 안테나