

미사일 탑재형 GPS 안테나 설계

Design of GPS Receiving Antenna Installed in a Missile's Warhead

이종민 · 우종명

Jong-Min Lee · Jong-Myung Woo

요약

본 논문에서는 1.575 GHz에서 운용되는 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나를 원형 패치 안테나 구조로 미사일 탄두부의 중간에 장착하였으며, 원형 링 구조의 단락 핀을 이용하여 패치면과 접지면을 연결하였다. 제작된 안테나는 이중 급전과 이중 급전점의 위상 차이를 이용하여 미사일 비행 축과 수직인 방향(H-면)에서 무지향성의 방사 특성을 갖도록 설계되었다. 유전체로 1.6 mm 높이의 FR4($\epsilon_r=4.6$)를 사용하였으며 무지향성 방사 패턴은 원형 패치 직경 59.5 mm, 단락 핀 직경 14 mm일 때 최적화되었다. 또한 실제 미사일 형태를 갖도록 직경 100 mm, 길이 500 mm의 원통형 물체를 탄두 하단부에 장착하였다. 이때 이중 급전점의 사이각과 이중 급전점의 위상을 변화시키면서 H-면에서의 방사 패턴의 변화를 측정하였으며 그 결과, 이중 급전점의 사이각과 이중 급전점의 위상 차이가 각각 100°일 때 이득 -5.55 dBd, 최대/최소 방사 전력 레벨 차 3.98 dB를 갖는 무지향성에 가까운 방사 패턴 특성을 얻을 수 있었다.

Abstract

A GPS receiving antenna installed in the missile's warhead is designed and fabricated at a center frequency 1.575 GHz. The circular shaped antenna is installed in the middle of the warhead where the antenna's patch and the ground plane are connected with a hollow cylindrical shaped short pin. Using the dual feeding and phase difference method, an omni-directional radiation pattern which direction is normal to the missile's axis(H-plane) is obtained. The optimized diameters of the circular patch and the cylindrical ring typed shorting pin of the GPS receiving antenna which use the FR4 material(dielectric constant $\epsilon_r=4.6$) are 59.5 mm and 14 mm, respectively. The cylindrical body with diameter 100 mm and height 500 mm is attached to the lower part of the warhead in order to complete the missile figure. The radiation patterns are measured by changing the angle and phase between the dual feeding points. When the phase difference of dual feeding is 100° and the angle between the dual feeding points is 100°, the nearly omni-directional radiation pattern in the H-plane is obtained. In this case, the antenna gain is -5.55 dBd and the relative level difference between the maximum and the minimum radiation intensity is 3.98 dB.

Key words : GPS Receiving Antenna, Omni-Directional Radiation Pattern, Circular Microstrip Antenna

1. 서론

마이크로스트립 패치 안테나는 적은 부피, 경량 그리고 박형의 특성으로 인해 널리 응용되고 있다. 이러한 마이크로스트립 패치 안테나의 특성 때문에

이동 통신 등 민수 분야뿐만 아니라 고성능 비행기, 우주선, 위성체 및 미사일과 같은 군사 분야에의 응용에도 특별한 관심이 모아지고 있는데 그 이유는 마이크로스트립 패치 안테나가 평면 혹은 곡면에 쉽게 장착이 가능하면서도 한 개의 급전 또는 두 개의

「본 연구는 2004년도 충남대학교 산학협력단의 후원에 의해 수행되었음.」

충남대학교 전파공학과(Dept. of Radio-Science & Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20060816-098

· 수정완료일자 : 2006년 9월 13일

급전을 통해 편파를 쉽게 발생시킬 수 있는 특징 때문이다.

일반적으로 미사일과 같은 고속 비행체에 장착하는 안테나 시스템은 그림 1에 나타난 바와 같이 표적 탐지/추적용 안테나, 통제소와의 무선 원격 통신용 안테나 및 GPS 위치 정보 수신용 안테나 등으로 크게 구분할 수 있다.

무선 원격 통신용 안테나는 통제소로 미사일의 비행 정보를 전송하거나 통제소의 제어 신호를 수신하여 미사일을 제어하는데 사용되며, 표적 탐지/추적용 안테나는 미사일이 표적을 탐지/추적하여 정확히 목표물에 도착할 수 있도록 최종 유도를 위해 사용된다.

GPS 위치 정보 수신용 안테나는 3개 이상의 GPS 위성으로부터 정확한 시간과 위치 정보를 수신하여 미사일의 비행 궤도 유지 및 수정에 사용된다.

이러한 안테나들은 미사일 각각의 운용 요구 조건에 따라 적절하게 배합, 장착되어 운용되는데 최근에는 미사일의 제한된 장착 공간을 효율적으로 활용하면서도 보다 성능이 향상된 안테나를 개발하기 위한 많은 연구들이 진행되고 있다.

무선 원격 통신용 안테나로는 미사일의 몸체 중간에 장착되는 역 F 안테나^{[1]~[4]}가 많이 사용되는데 역 F 안테나의 배열 간격, 급전되는 위상과 미사일 몸통의 반사에 의해 방사 패턴의 '수신 불가능 점'이 발생하는 단점으로 인해 후방 통제소와의 통신이 두

절될 수 있기 때문에 최근에는 비행체의 꼬리 부분에 프린트형 능동 빔 조향 안테나^{[5]~[9]}를 장착하여 미사일의 이동 방향과 관계없이 후방으로의 빔 조향이 가능토록 연구되고 있다.

GPS 위치 정보 수신용 안테나는 GPS 위성(중심 주파수: 1.575 GHz)으로부터 제공되는 정확한 위치와 시각 정보를 이용하여 미사일의 현재 비행 위치를 주기적으로 갱신하기 위해 이득이 높고 빔 조향이 가능한 위상 배열 안테나가 주로 사용되고 있다.

그러나 비행체의 용도와 안테나가 장착될 위치에 따라 요구되는 GPS 수신 안테나의 형상 및 특성이 결정될 수 있는데 일례로 고속/소형 위협체를 탐지하는 레이더의 성능을 입증하기 위한 방법 중 하나로 GPS 수신기를 장착한 저가의 시험탄을 이용하는 방법이 제기되었다^[10]. 이 방법의 장점은 시험탄에 장착된 GPS 수신기를 통해 시험탄의 시각과 위치 정보를 직접 수신하여 시험탄의 비행 정보(속도, 거리, 방향 등)를 기록한 후, 실제 레이더로부터 획득한 시험탄의 비행 정보와 서로 비교함으로써 레이더의 성능을 간접적으로 쉽게 입증할 수 있다는 점이다. 이때 장착되는 GPS 수신 안테나는 시험탄의 요구 조건상 가능한 한 단순 구조 형태를 가지며 장착성과 경제성이 우수하고 송·수신하고자 하는 시스템과의 통신 두절이 발생하지 않도록 무지향성의 방사 패턴이 요구될 뿐 아니라 시험탄의 회전과 무관하게 위성으로부터의 신호를 안정되게 수신할 수 있는 수신 신호 레벨의 확보가 요구된다.

따라서 본 논문에서는 비행체의 회전과 비행 자세에 무관하게 항상 안정된 수신 레벨을 유지^[11]하면서도 장착성과 경제성이 우수하고 위성으로부터의 위치 정보를 잘 수신할 수 있도록 비행체 축과 수직인 방향으로 무지향성의 방사 특성을 갖도록 원형 패치 안테나를 기본 구조로 하여 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나를 설계, 제작하였으며 이들 안테나의 제 특성에 대해 기술하고자 한다.

II. 미사일 탑재형 GPS 안테나

2.1 기준 선형 편파 원형 마이크로스트립 패치 안테나

먼저, 본 절에서는 기준이 되는 선형 편파 원형

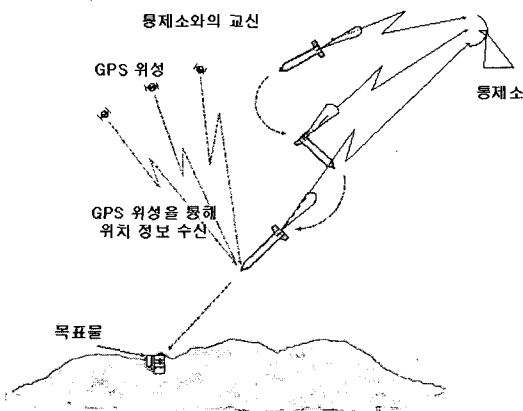


그림 1. 미사일 장착용 안테나 개념도
Fig. 1. Conceptual diagram of antennas installed on the missile.

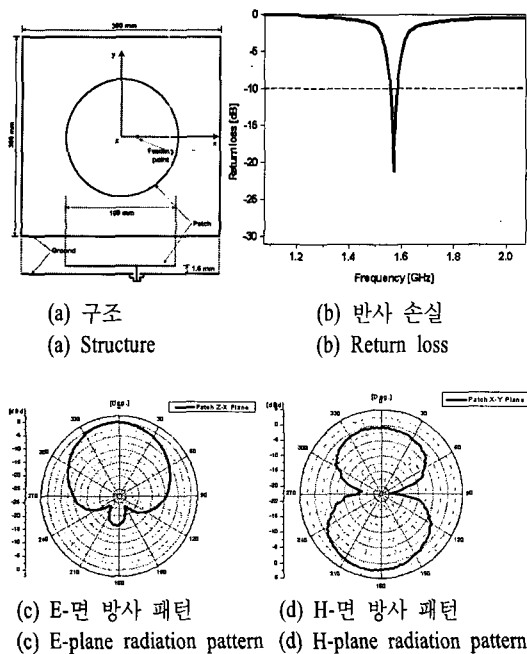


그림 2. 선형 편파 원형 마이크로스트립 패치 안테나(1.575 GHz)
 Fig. 2. The linearly polarized circular microstrip patch antenna(1.575 GHz).

마이크로스트립 패치 안테나를 설계, 제작하였다. 설계된 패치 안테나의 중심 주파수는 GPS 시스템 중심 주파수인 1.575 GHz로 설정하였고, 유전체로는 1.6 mm 높이의 Foam($\epsilon_r=1.06$)을 사용하였다. 그림 2에서는 기준 선형 편파 원형 마이크로스트립 패치 안테나의 구조, 반사 손실과 E-면/H-면에서의 방사 패턴 특성을 나타내었다.

제작된 안테나는 패치 직경 100 mm일 때 공진 주파수 1.575 GHz에서 반사 손실 -22.1 dB, -10 dB 대역폭 29.1 MHz(1.84 %)의 특성을 나타내었으며 E-면(z-x면)에서의 방사 패턴의 경우, 접지면의 영향으로 브로드사이드 방향으로 지향성을 가지며 H-면(x-y면)에서의 방사 패턴은 단일 급전으로 생성된 TM_{110}^2 모드로 인해 전형적인 '8'자형을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나 방사 특성을 나타내고 있다. 따라서 일반적인 원형 마이크로스트립 패치 안테나는 x-y면 방사 패턴에서 '8'자 형태를 나타내게 되므로 '수신 불가능 점'이 발생하게 되는데 본 연구는 이 '수신 불가능 점'을 제거하는 것을 목적으로 한다.

2-2 미사일 장착을 위한 원형 패치 안테나 구조

본 절에서는 앞 절에서의 기준 선형 편파 원형 마이크로스트립 안테나를 미사일에 장착 가능한 구조로 변형하기 위해 그림 3에서와 같이 무한 접지면이 아닌 접지면과 패치면의 크기가 같은 구조로 하여 미사일 탄두부 중간에 설치하였다. 이 때 탄두의 원뿔형 상단 부분과 스킷트형 탄두 하단부의 물리적 고정뿐만 아니라 필요시 상단부 센서로부터의 정보 전송을 위한 케이블 및 전원선 등의 연결 통로 공간을 확보하기 위하여 안테나 중앙에 원형 링 구조의 단락 핀을 장착시켰다.

또한 패치 윗면에 실제 미사일 형태의 원뿔형 탄두 상단 부분을 장착하고 원뿔형 탄두 하단 부분을 스킷트 형태로 접지면 부분에 장착하였으며 미사일 탄두형 안테나 하단에 실제 미사일 형태를 갖도록 직경 100 mm, 길이 500 mm의 원통형 물체를 장착하였다.

미사일의 비행 축과 수직한 방향, 즉 안테나의 H-면(x-y면)에서 무지향성 방사 패턴을 얻기 위한 방법으로 이중 급전 방식과 하이브리드 위상기를 이용하여 두 급전점에 위상차를 가하는 방법을 제시하였다.

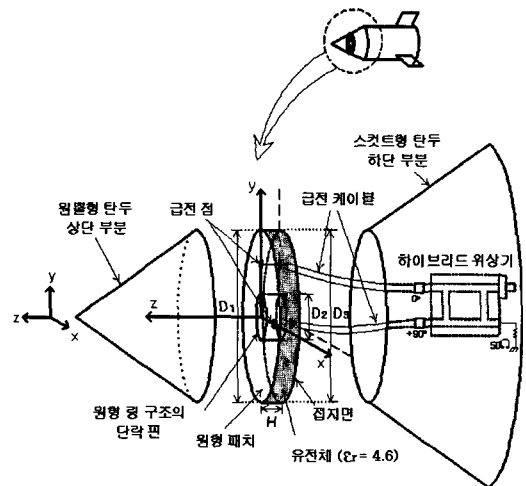
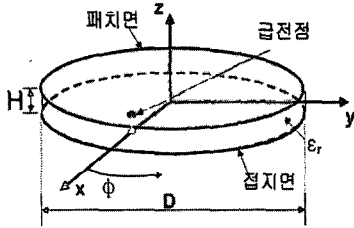


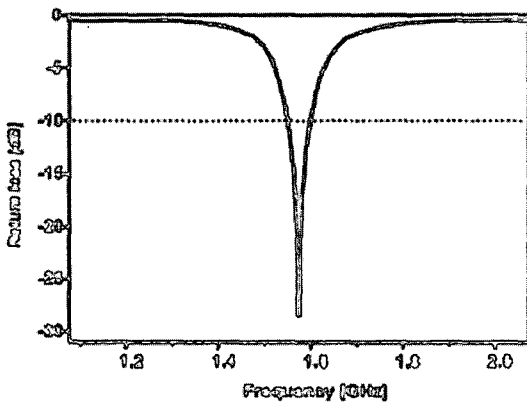
그림 3. GPS 수신 안테나의 미사일 장착 구조($D_1=D_3=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$)
 Fig. 3. Structure of the GPS receiving antenna installed in the missile's warhead($D_1=D_3=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$).

2-2-1 단일 급전 원형 패치 안테나

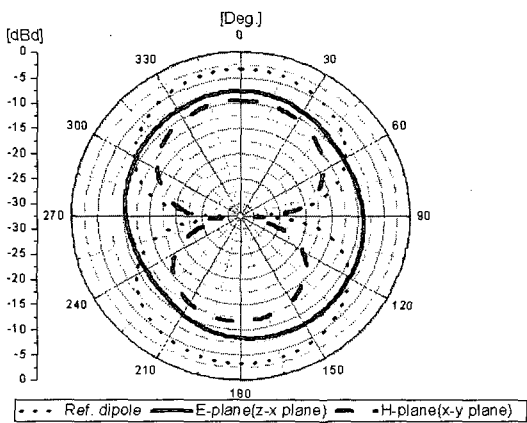
그림 4는 패치면과 접지면이 서로 동일한 크기를 갖는 단일 급전 원형 마이크로스트립 패치 안



(a) 구조
(a) Structure



(b) 반사 손실
(b) Return loss



(c) E-면/H-면 방사 패턴
(c) E- and H-plane radiation patterns

그림 4. 단일 급전 원형 패치 안테나($H=1.6$ mm, $D=54$ mm, $\epsilon_r=4.6$)

Fig. 4. The single-feed circular microstrip patch antenna($H=1.6$ mm, $D=54$ mm, $\epsilon_r=4.6$).

테나의 구조, 반사 손실 및 방사 패턴 특성을 나타내고 있다. 유전체로는 1.6 mm 높이의 FR4($\epsilon_r=4.6$)를 사용하였으며, 패치 직경 54 mm일 때 공진 주파수 1.575 GHz에서 반사 손실 -28.48 dB의 특성을 나타내었다.

그림 4(c)의 굵은 실선과 굵은 점선은 x-축 상에 단일 급전시킨 원형 마이크로스트립 패치 안테나의 E-면과 H-면 방사 패턴을 나타낸 것이다. 일반적으로 패치면에 비해 접지면이 넓은 원형 마이크로스트립 패치 안테나의 E-면에서의 방사 패턴은 브로드사이드 방향으로 주빔이 형성되지만 본 절에서와 같이 접지면과 패치면의 크기가 동일한 경우에는 접지면 방향으로도 방사가 이루어져서 그림 4(c)의 굵은 실선처럼 타원형 모양의 방사 패턴을 갖는 것을 알 수 있다. 이로 인해서 일반적인 원형 마이크로스트립 패치 안테나에 비해 빔의 퍼짐으로 인한 지향성 이득 손실이 발생함을 확인할 수 있다. 또한 굵은 점선은 H-면(x-y면)에서의 방사 패턴으로서 전형적인 '8자' 형태를 가지며 x-축에 대해 $\pm 90^\circ$ 되는 y-축 상에 '수신 불가능 점'이 발생됨을 확인할 수 있다. 이때 0° 방향이 180° 방향에 비해서 그 방사 세기가 큰 이유는 0° 방향이 급전점과 가까운 관계로 전류 세기가 180° 방향보다 상대적으로 강해 이로 인한 방사 세기가 더 강하기 때문이다.

2-2-2 이중 급전 및 급전 위상차를 이용한 무지향성 패턴 생성 원리

본 절에서는 단일 급전에 의해 발생하는 H-면(x-y면)에서의 '수신 불가능 점'을 제거하기 위해 이중 급전과 이중 급전점의 위상 차이를 이용하는 방법을 적용하였다.

앞 절의 결과에서 알 수 있듯이 일반적으로 그림 5(a)에서와 같이 x-축 상에 급전시킨 경우, x-y 평면 상에서의 TM_{110}^2 모드의 H-면(x-y면) 방사 패턴 특성은 $\pm 90^\circ$ 되는 y-축 상에 '수신 불가능 점'이 발생되며, 급전 패치 방향의 전류 세기 크기 차이로 인하여 오뚝이 형의 방사 패턴 특성을 나타내었다. 마찬가지로 y-축 상에 급전시킨 경우 H-면(x-y면) 방사 패턴 특성은 $\pm 90^\circ$ 되는 x-축 상에 '수신 불가능 점'이 발생된다. 즉, x-축 또는 y-축 방향으로의 단일 급전에 의해서는 '수신 불가능 점'을 제거할 수 있는 방

법이 없다.

따라서 x-y면상에서의 '8'자형 H-면(x-y면) 방사 패턴을 무지향성 패턴으로 변화시키기 위해 먼저 그림 5(b)에서와 같이 원점을 기준으로 같은 거리에 있는 x-축과 y-축 상의 각 급전점을 동 위상으로 동시에 급전시키는 방법을 적용하였다.

이 때 x-축 상의 급전에 의해 초기 위상각과 진폭이 같으면서도 전계의 방향이 양의 z-축과 음의 z-축을 향하는 서로 독립적인 2개의 전계가 생성되고 이 두 전계가 다시 각각의 새로운 공급원으로 작용한다고 가정(이때 두 전계의 진폭은 에너지 보존 법칙에 의해 실제로 초기 단일 급전시의 진폭에 비해 각각 $1/\sqrt{2}$ 배만큼 작게 된다)하고, 마찬가지로 y-축 상의 급전에 의해 생성된 두 전계도 다시 각각의 새로운 공급원으로 작용한다고 가정하면 x-축에서 나오는 전계 \vec{E}_1 과 y-축에서 나오는 전계 \vec{E}_2 에 의해 영역 1에서의 공간상의 한 점 P에 생성되는 평균 전력 밀도 I 는 식 (3)으로 표현할 수 있다^[12].

$$\vec{E}_1(\vec{r}_1, t) = \vec{E}_{01} \cos(\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1 - \omega t + \phi_1) \quad (1)$$

$$\vec{E}_2(\vec{r}_2, t) = \vec{E}_{02} \cos(\vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2 - \omega t + \phi_2) \quad (2)$$

$$I \equiv \langle S \rangle = \epsilon v \langle \vec{E}^2 \rangle \quad (3)$$

여기서 $\langle S \rangle$ 는 포인팅 벡터의 시간 평균값, \vec{E} 는 전계 \vec{E}_1 과 \vec{E}_2 의 중첩에 의한 P점에서의 전계, ϕ_1 과 ϕ_2 는 전계 \vec{E}_1 과 \vec{E}_2 각각의 초기 위상각, ϵ 는 물질의 유전율, 그리고 v 는 물질 속에서의 빛의 속도이다. 이때 \vec{E} 는

$$\begin{aligned} \vec{E}^2 &= \vec{E} \cdot \vec{E} = (\vec{E}_1 + \vec{E}_2) \cdot (\vec{E}_1 + \vec{E}_2) \\ &= \vec{E}_1^2 + \vec{E}_2^2 + 2\vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 \end{aligned} \quad (4)$$

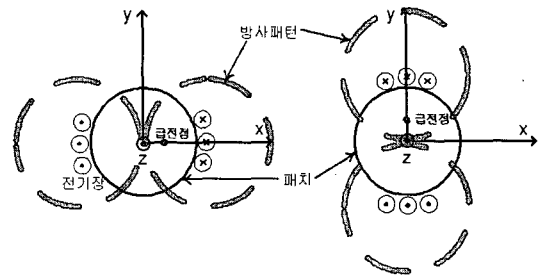
이므로 평균 전력 밀도 I 는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$I = I_1 + I_2 + I_{12} \quad (5)$$

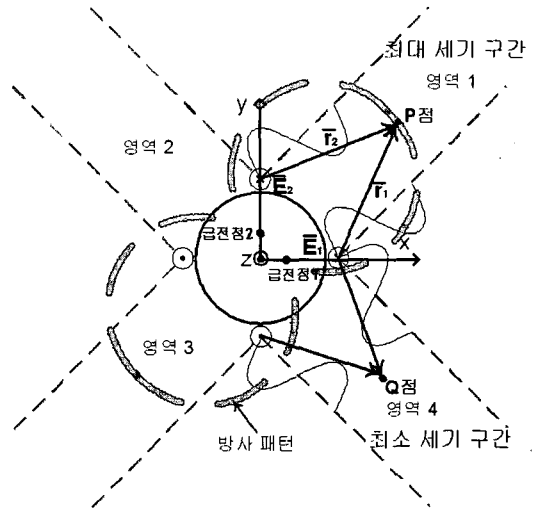
여기서,

$$\begin{aligned} I_1 &= \epsilon v \langle \vec{E}_1^2 \rangle, \quad I_2 = \epsilon v \langle \vec{E}_2^2 \rangle, \\ I_{12} &= 2\epsilon v \langle \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 \rangle \end{aligned} \quad (6)$$

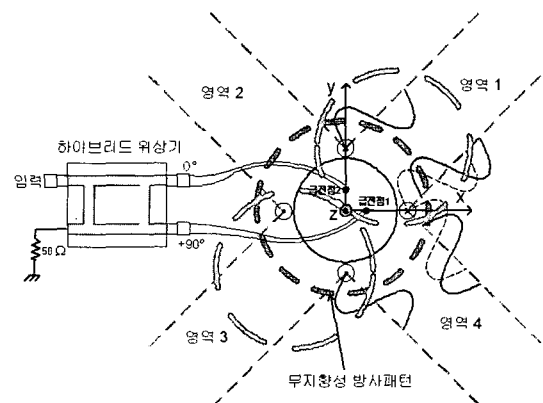
로 표현되며 이때 I_{12} 를 간섭 항이라 한다. 한편



(a) 단일 급전시 방사 패턴
(a) Radiation pattern by a single feeding



(b) 이중 급전시 방사 패턴
(b) Radiation pattern by a dual feeding



(c) 이중 급전과 위상차를 이용한 방사 패턴
(c) Radiation pattern by a dual feeding and phase difference method

그림 5. 이중 급전과 위상차를 이용한 H-면(x-y면) 방사 패턴

Fig. 5. H-plane(x-y plane) radiation pattern by a dual feeding and phase difference method.

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 &= \vec{E}_{01} \cdot \vec{E}_{02} \cdot \\ &\cos(\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1 - \omega t + \phi_1) \\ &\times \cos(\vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2 - \omega t + \phi_2) \end{aligned} \quad (7)$$

이므로 시간에 대한 평균값을 구하면 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 &= \frac{1}{2} \vec{E}_{01} \cdot \vec{E}_{02} \cdot \\ &\cos(\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1 - \vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2 + \phi_1 - \phi_2) \end{aligned} \quad (8)$$

그러므로 간섭 항 I_{12} 는 식 (9)와 같이 표현된다.

$$I_{12} = \epsilon v \vec{E}_{01} \cdot \vec{E}_{02} \cos \delta \quad (9)$$

여기서,

$$\delta = [(\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1) - (\vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2)] + (\phi_1 - \phi_2) \quad (10)$$

는 위상차로서 전파 경로 길이와 초기 위상 각 차에 의해 발생된다. \vec{E}_{01} 과 \vec{E}_{02} 는 z-축으로 서로 평행하므로 식 (5)의 평균 전력 밀도 I 는 식 (11)에 의해 식 (12)로 달리 표현할 수 있다.

$$I_{12} = \epsilon v E_{01} E_{02} \cos \delta \quad (11)$$

$$I_1 = \epsilon v \langle \vec{E}_1^2 \rangle = \epsilon v \frac{E_{01}^2}{2},$$

$$I_2 = \epsilon v \langle \vec{E}_2^2 \rangle = \epsilon v \frac{E_{02}^2}{2},$$

$$I_{12} = 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \delta \quad (12)$$

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \delta \quad (13)$$

두 전계의 진폭이 같다면, 즉 $|\vec{E}_{01}| = |\vec{E}_{02}|$ ($I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}$, I_0 = 초기 단일 급전시 평균 전력 밀도)인 경우 식 (13)은 식 (14)와 같이 표현된다.

$$I = I_0(1 + \cos \delta) = 2I_0 \cos^2 \frac{\delta}{2} \quad (14)$$

따라서 두 전계의 초기 위상각이 같고 전파 경로 길이가 같다면 식 (10)에 의해 위상차 $\delta=0$ 이 된다. 그러므로 그림 5(b)에서와 같이 진폭과 초기 위상각이 같고 방향이 서로 평행한 두 전계의 중첩으로 인해 전파 경로 길이가 같은 공간상의 한 점 P에 생성되는 평균 전력 밀도는 보강 간섭 효과($\cos \delta=1$)로 인해 단일 급전시의 평균 전력 밀도에 비해 최대 2배의 크기를 갖는다. 마찬가지로 영역 3에서는 x-축

으로 들어가는 전계와 y-축으로 들어가는 전계의 보강 간섭 효과로 인해 단일 급전시의 평균 전력 밀도에 비해 최대 2배의 크기를 갖는다.

한편 공간상의 한 점 Q에 생성되는 두 전계의 방향은 z-축에 대해 서로 반대이므로 식 (13)은

$$I = I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \delta = I_0(1 - \cos \delta) \quad (15)$$

로 표현된다.

따라서 그림 5(b)에서와 같이 진폭과 초기 위상각이 같고 방향이 서로 반대인 두 전계의 중첩으로 인해 전파 경로 길이가 같은 공간상의 한 점 Q에 생성되는 평균 전력 밀도는 서로 상쇄(위상차, $\delta=0$)되어 '수신 불가능 점'이 생성된다. 그러므로 이중 급전시에는 단일 급전시에 비해 상대적으로 45° 기울어져 영역 1과 영역 3에서 최대 방사가 생성된다.

이번에는 그림 5(c)에서와 같이 두 급전점에 90° 위상차를 두고 동시에 급전을 하게 되면 영역 1과 영역 3에서는 90° 위상차($\phi_1 - \phi_2 = \pi/2$)로 인해 식 (13)의 $\cos \delta$ 는 식 (16)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} I &= I_1 + I_2 \\ &+ 2\sqrt{I_1 I_2} \sin [(\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1) - (\vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2)] \\ &= I_0 \{1 + \sin [(\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1) - (\vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2)]\} \end{aligned} \quad (16)$$

즉, 이중 급전점에 90° 위상차를 동시에 인가하게 되면 전파 경로 길이가 같은 공간상의 한 점 P에 생성되는 간섭 효과는 소멸($\sin [(\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1) - (\vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2)] = 0$)됨으로써 단일 급전시의 평균 전력 밀도와 같은 크기를 갖게 된다.

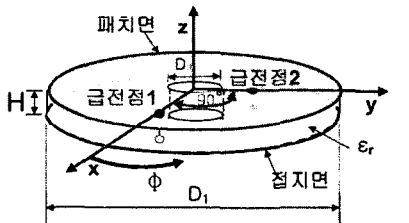
마찬가지로 영역 2와 영역 4에서도 90° 위상차에 의해 간섭 효과가 소멸됨으로써 단일 급전시의 평균 전력 밀도와 같은 크기를 갖게 되므로 '수신 불가능 점'이 제거된 무지향성의 방사 패턴 특성을 얻을 수 있음을 예상할 수 있다.

2-2-3 이중 급전 및 급전 위상차를 이용한 단 락 핀 장착 무지향성 원형 패치 안테나

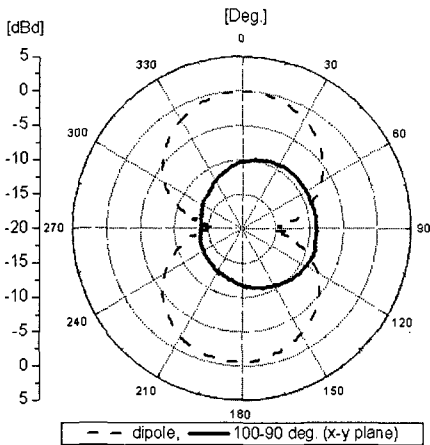
앞 절에서 이중 급전점 사이각 90°, 급전 위상차 90°를 동시에 인가하게 되면 무지향성의 H-면(x-y면) 방사 패턴을 얻을 수 있음을 이론적으로 살펴보았으

며 이를 본 연구에 적용하여 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나를 설계, 제작하였다.

먼저 빠른 속도로 비행하며 회전하는 미사일의 탄두부에 원형 패치 안테나를 장착하기 위해 그림 6(a)에서와 같이 원형 링 형태의 단락 핀을 이용하여 패치면과 접지면을 연결하였다. 패치면과 접지면의 크기는 직경 59.5 mm로 서로 같으며, 급전점의 위치는 임피던스 매칭을 위해 단락 핀과 패치 끝의 1/3 되는 지점에 급전을 시켰고, 단락 핀의 크기는 단락 핀 장착에 의한 안테나의 특성 변화를 최소화하면서 필요시 상단부 센서로부터의 정보 전송을 위한 케이블 및 전원선 등의 연결 통로 공간을 확보하기 위하여 임의의 직경 14 mm로 제작하였다.



(a) 구조
(a) Structure



(b) 방사 패턴(H-면)
(b) Radiation pattern(H-plane)

그림 6. 이중 급전 및 위상차를 이용한 단락 핀 장착 원형 패치 안테나($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$)

Fig. 6. The circular microstrip patch antenna with a short pin using the dual-feed and phase difference method($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$).

이때 이중 급전점 사이각이 90° 일 때 $S_{11}=-19.1$ dB, $S_{22}=-27.4$ dB, 그리고 $S_{21}=-28.2$ dB를 나타내었다. 이 때 그림 4(a)의 원형 패치(직경 54 mm)에 단락 핀을 장착하게 되면 전류가 원형 단락 핀을 돌아감에 따라 단락 핀이 없을 때에 비해 전체 전류 경로의 증가로 인한 공진 주파수의 하향 현상이 발생한다. 한편 이와 반대로 단락 핀을 장착함으로써 패치면 중앙에서의 단락 핀의 크기에 의해 패치 가장자리의 개방 단으로부터 패치 중앙 부분의 단락 지점까지의 거리가 짧아짐으로 인해 기본 모드의 공진 파장이 줄어들게 됨으로써 공진 주파수의 상승 현상도 동시에 발생하게 된다.

따라서 원형 패치 정 중앙에 단락 핀을 장착하게 되면 공진 주파수가 동시에 하향하거나 상승하게 되어 안테나의 직경을 변화시켜야 할 필요성이 발생하게 된다. 이 때 상승한 주파수를 조정하는 것이 주파수 튜닝에 편리한 관계로 패치 크기를 54 mm에서 59.5 mm로 5.5 mm 증가시켜 공진 주파수 1.575 GHz에 최적화시켰다.

이중 급전점 사이각 90° , 급전 위상차 90° 에서의 방사 패턴을 측정 한 결과, 식 (16)에 의거 무지향성의 H-면 방사 패턴 특성이 나타나야 하나 앞 절 2-2-1에서 설명한 바와 같이 그림 5(b) 상의 두 급전점 1과 2에 가까운 영역에서의 전류가 상대적으로 강하기 때문에 전체적으로 방사 패턴이 두 급전점 방향으로 편향되었다. 이러한 결과를 토대로 상대적인 전류 세기 크기 차를 최소화시키기 위해 이중 급전 위상기의 급전점 사이각과 급전 위상차를 각각 $80\sim 120^\circ$ 범위 내에서 10° 간격으로 변화시켜 가면서 H-면(x-y면)에서의 안테나 방사 패턴을 측정하였으며 그림 7에는 측정된 방사 패턴 결과를, 표 1에는 측정된 방사 패턴의 최대 레벨과 최소 레벨 차이를 나타내었다. 그 결과, 그림 6(b)에 나타낸 바와 같이 이중 급전점 사이각 100° , 급전 위상차 90° 일 때 최대 레벨과 최소 레벨의 차 5.4 dB, 이득 -8.6 dBd의 특성을 나타냄으로써 미사일 비행 축과 수직 한 방향으로 무지향성의 방사 패턴을 얻을 수 있는 가능성을 확보하였다.

한편 이중 급전 위상차 조절을 위해 두 급전점의 위상차가 90° 이고 입력에 비해 3 dB 낮은 출력을 갖는 기준 하이브리드 위상기를 설계, 제작하였다. 제

표 1. H-면 방사 패턴의 최대/최소 레벨 차
 Table 1. The relative level difference between the maximum and the minimum H-plane radiation intensity. [단위: dB]

위상차 사이각	80°	90°	100°	110°	120°
80°	7.0	7.11	6.26	6.82	7.09
90°	7.87	7.03	6.82	5.76	6.54
100°	8.22	5.4	5.4	6.22	6.49
110°	5.56	5.84	5.62	7.19	6.59
120°	6.27	4.81	4.82	6.86	6.05

작된 하이브리드 위상기는 상호 위상차 90.15°와 상호 전력 레벨차 0.04 dB의 양호한 특성을 나타내었다.

2-2-4 원뿔형 탄두 상단 부분과 스킷트형 탄두 하단 부분을 장착한 단락 핀 장착 원형 패치 안테나

그림 8(a)는 원형 패치 중심에 원형 링 구조의 단락 핀을 구성한 후 패치면 상부에 원뿔형 탄두 상단 부분을 장착하고 접지면 하단에 스킷트형 탄두 하단 부분을 장착한 단락 핀 장착 원형 패치 안테나 구조

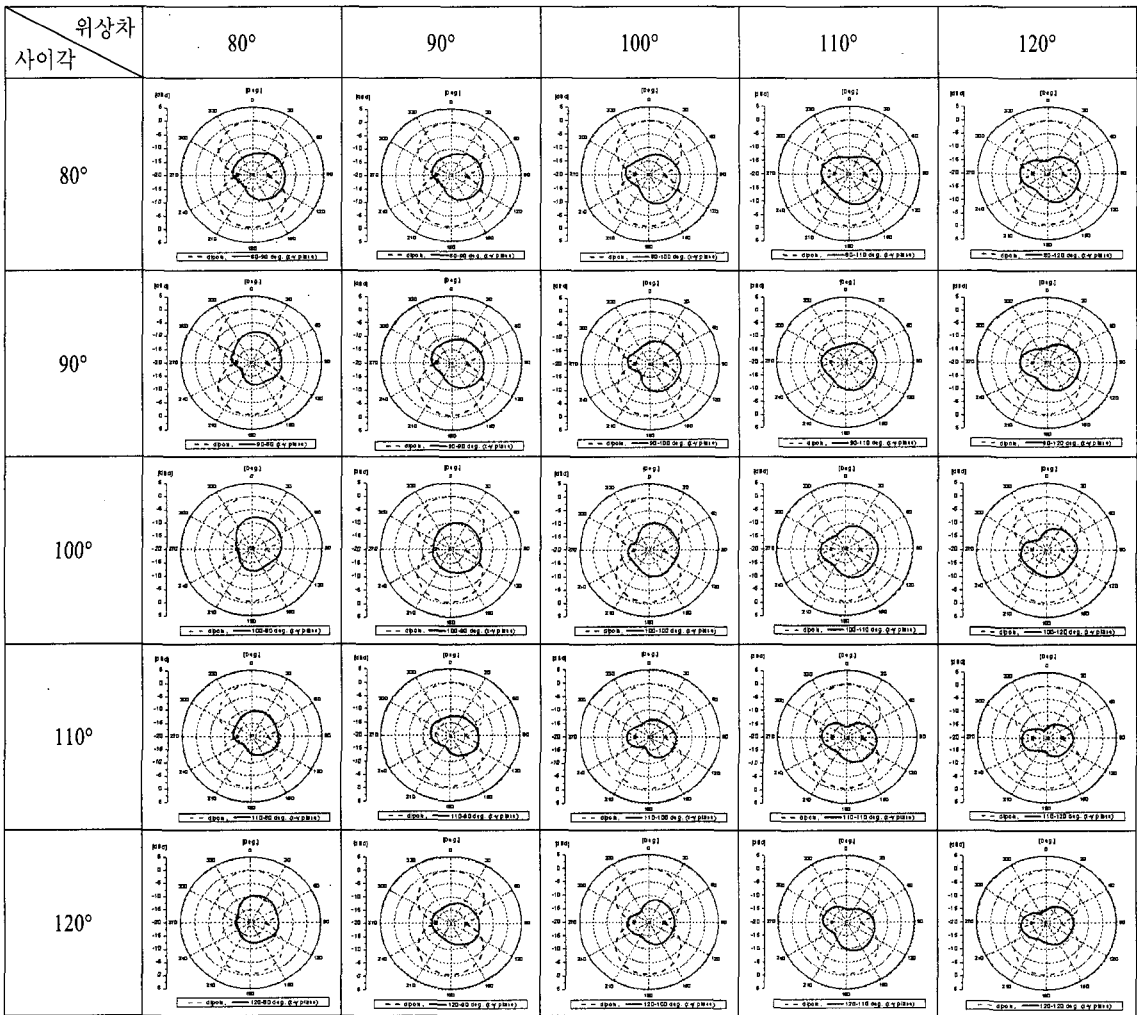


그림 7. 이중 급전 및 위상차를 이용한 단락 핀 장착 원형 패치 안테나의 H-면 방사 패턴($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$)

Fig. 7. H-plane radiation patterns of the circular microstrip patch antenna with a short pin by a dual-feeding and phase difference method($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$).

이다. 이때 패치 윗면의 원통형 탄두 끝의 중심각은 55°로서 내부 중심 각도는 실제 미사일을 가정하여 임의로 설정하였다.

또한 앞 절에서의 방사 패턴 결과를 토대로 이중 급전 위상기의 급전점 사이각은 10° 간격으로, 급전 위상차는 각각 80~100° 범위 내에서 5° 간격으로 보다 세밀하게 변화시켜 가면서 H-면(x-y면)에서의 안테나 방사 패턴을 측정하였으며 그림 9에는 측정된 방사 패턴 결과를, 표 2에는 측정된 방사 패턴의 최대 레벨과 최소 레벨 차이를 나타내었다.

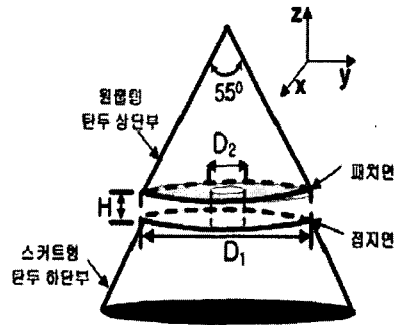
측정 결과 그림 8(b)에서와 같이 이중 급전점 사이각 100°, 급전 위상차 100°일 때 최대 레벨과 최소 레벨의 차 4.09 dB, 이득 -7.62 dBd의 특성을 나타내었으며 이득이 앞 절과 비교하여 1.18 dB 증가되었는데 이는 스킷트를 장착함으로써 접지면이 넓어지는 효과를 가져온 것으로 판단된다. 이때 이중 급전점 사이각 변화와는 관계없이 공진 주파수 1.575 GHz의 이동 현상은 발생하지 않았으나 표 3에 나타난 바와 같이 반사 손실이 두 급전점 사이각이 90°일 때 $S_{11} = -11.3$ dB, $S_{22} = -11.7$ dB, 그리고 $S_{21} = -26.8$ dB를 나타내었는데 이는 안테나에 원뿔형 탄두 상단 부분과 스킷트형 탄두 하단 부분의 장착으로 인해 임피던스의 변화가 생긴 것으로 판단된다.

2-3 원통형 물체를 장착한 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나

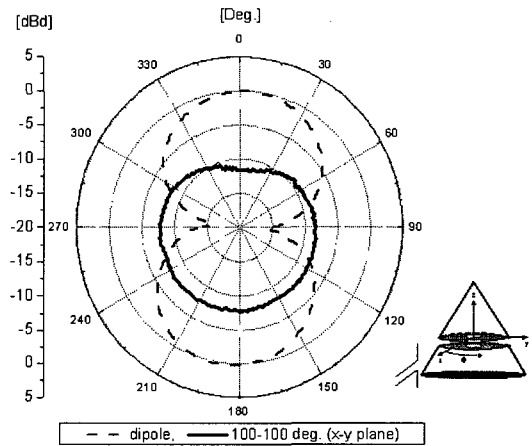
본 연구의 최종 구조로써, 그림 10의 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나 외형도에 나타난 바와 같이, 실제 미사일 형태를 갖도록 직경 100 mm, 길이

표 2. H-면 방사 패턴의 최대/최소 레벨 차
Table 2. The relative level difference between the maximum and the minimum H-plane radiation intensity. [단위: dB]

위상차 사이각	80°	85°	90°	95°	100°
80°	6.19	6.26	6.35	4.39	4.63
90°	7.5	6.64	6.05	7.24	7.5
100°	6.13	5.42	4.62	5.34	4.09
110°	7.26	6.47	9.17	5.49	4.8
120°	6.35	4.25	4.25	6.87	4.87



(a) 구조
(a) Structure



(b) 방사 패턴(H-면)
(b) Radiation pattern(H-plane)

그림 8. 패치면에 원뿔형 탄두 상단 부분을 장착하고 접지면에 스킷트형 탄두 하단 부분을 장착한 단락 핀 장착 원형 패치 안테나($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, 원통형 탄두 중심각=55°)

Fig. 8. The circular microstrip patch antenna with a short pin where the rear part of the conical shaped warhead is attached to the patch and the front part of the skirt-shaped warhead is attached to the ground plane($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, nose angle of warhead =55°).

500 mm의 원통형 도체를 탄두 하단에 장착하였으며 미사일 모형 내부에 제작된 안테나와 하이브리드 위상기를 장착하였다. 패치면 상부에 원뿔형 탄두 상단 부분과 접지면 하단에 스킷트형 탄두 하단 부분을 납땜으로 연결하였으며 미사일 탄두부와 스킷트, 원통형 물체의 재질은 동을 사용하였다. 제작된 안

표 3. 이중 급전점 사이각 변화에 따른 S-파라미터 값
Table 3. S-parameters in according to the change of the angle between two probes. [단위: dB]

이중 급전점 사이각(°)	S_{11}	S_{22}	S_{21}
80°	-10.4	-9.1	-19.5
90°	-11.3	-11.7	-26.8
100°	-12.1	-13.7	-16.9
110°	-15.3	-23.9	-15.7
120°	-10.9	-12.4	-11.3

표 4. 이중 급전점 사이각 변화에 따른 S-파라미터 값
Table 4. S-parameters in according to the change of the angle between two probes. [단위: dB]

이중 급전점 사이각(°)	S_{11}	S_{22}	S_{21}
90°	-11.9	-12.9	-26.9
100°	-13.7	-14.4	-17.7

테나의 반사 손실은 표 4에 나타내었다.

또한 앞 절에서의 방사 패턴 결과를 토대로 이중

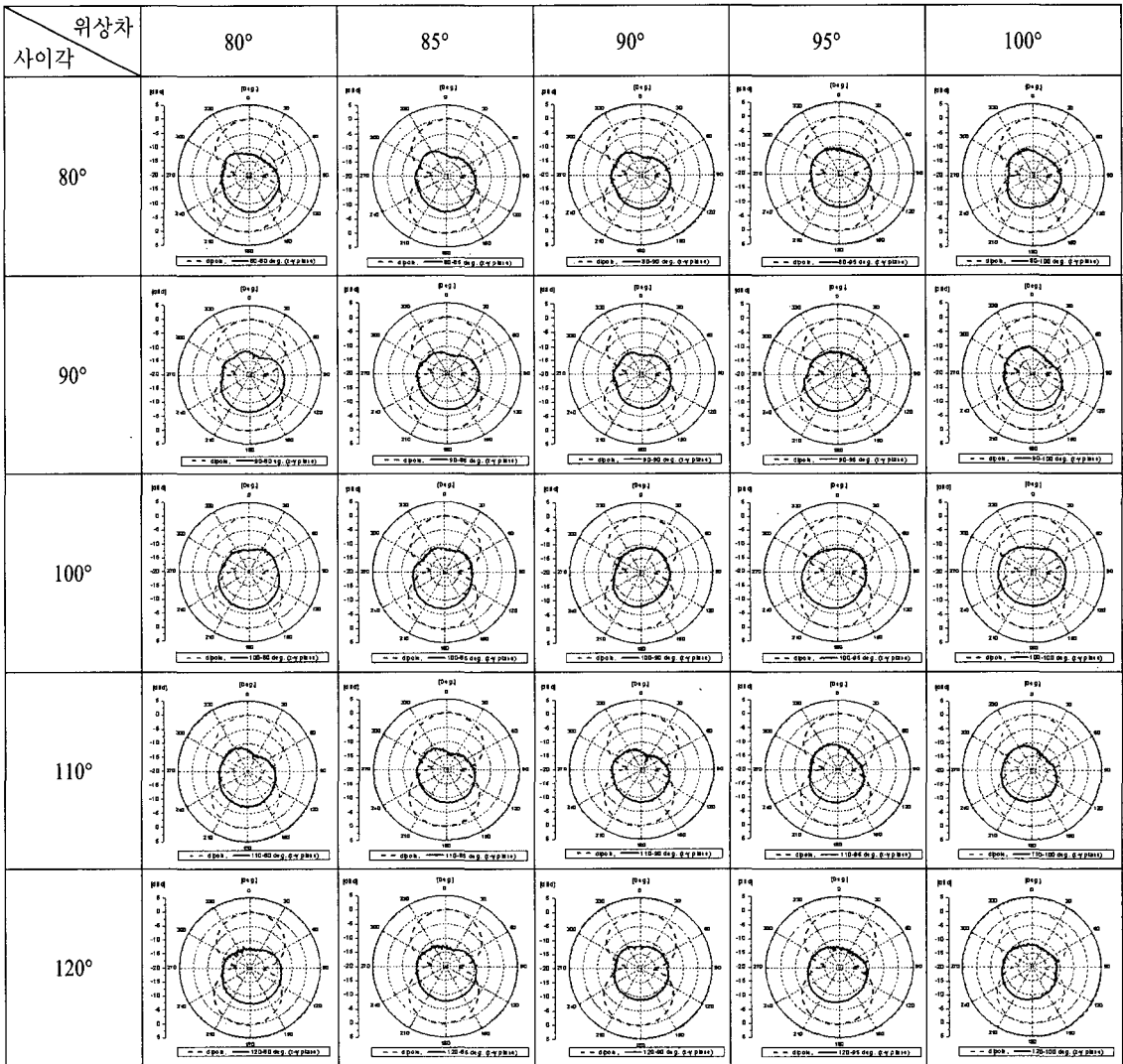


그림 9. 이중 급전 및 위상차를 이용한 탄두 탑재 원형 패치 안테나의 H-면 방사 패턴($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$)

Fig. 9. H-plane radiation patterns of the circular microstrip patch antenna installed in a missile's warhead by a dual-feeding and phase difference method($D_1=59.5$ mm, $D_2=14$ mm, $H=1.6$ mm, $\epsilon_r=4.6$).

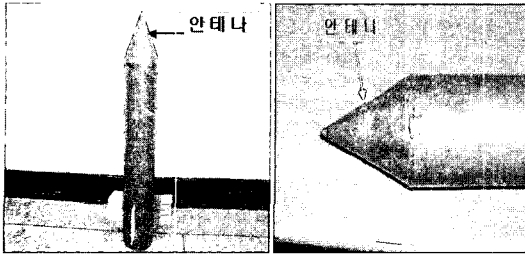


그림 10. 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나 외형도

Fig. 10. Figure of the GPS receiving antenna installed in the missile's warhead.

급전점 사이각이 90°와 100°일 때 급전 위상차를 각각 80~100° 범위 내에서 5° 간격으로 변화시켜 가면서 H-면(x-y면)에서의 안테나 방사 패턴을 측정하였으며 그림 11에는 측정된 방사 패턴 결과를, 표 5에는 측정된 방사 패턴의 최대 레벨과 최소 레벨 차이를 나타내었다.

측정 결과, 그림 12(b)에서와 같이 이중 급전점 사이각 100°, 급전 위상차 100°일 때 최대 레벨과 최소 레벨의 차 3.98 dB, 이득 -5.55 dBd의 특성을 나타내었으며 이득은 앞 절과 비교하여 2.07 dB 증가되었다. 이득이 증가된 이유는 스킵트 하단에 원형 몸통이 추가로 장착되어 상대적으로 접지면이 더욱 넓어진 효과를 보임으로써 빔의 지향성이 상승된 것으로 보인다. 이 때 최대 레벨과 최소 레벨의 차이가 3.98

표 5. H-면 방사 패턴의 최대/최소 레벨 차

Table 5. The relative level difference between the maximum and the minimum H-plane radiation intensity. [단위: dB]

위상차 사이각	80°	85°	90°	95°	100°
90°	6.84	6.19	7.44	6.4	6.87
100°	5.31	5.13	5.38	6.39	3.98

dB를 나타냄으로써 이중 급전점 사이각 및 급전 위상차의 적절한 조절을 통해 H-면(x-y면) 방사 패턴상의 '수신 불가능 점' 레벨을 상향시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

한편, 실제 미사일은 비행시 상승과 하강 운동도 포함되므로 앞서 측정된 x-y면 이외에도 그림 12(a)에서 z-y면에 평행한 편파에 대한 z-y면에서의 방사 패턴과 z-x면에 평행한 편파에 대한 z-x면에서의 방사 패턴을 측정하였으며 측정 결과 각각 -4.3 dBd와 -4.5 dBd의 이득을 가지며 전체적으로 원통형 몸체에서의 반사로 인해 다소간의 리플을 갖는 무지향성에 가까운 방사 패턴을 얻을 수 있었다. 이러한 특성은 미사일이 지면과 경사진 각도로 비행할 시에도 GPS 위성으로부터의 신호 수신을 가능하게 하므로 미사일의 회전뿐만 아니라 비행 자세와도 무관하게 GPS 신호 수신에 가능함을 보여주었다.

이상으로 본 논문에서 제안된 안테나는 어떤 방

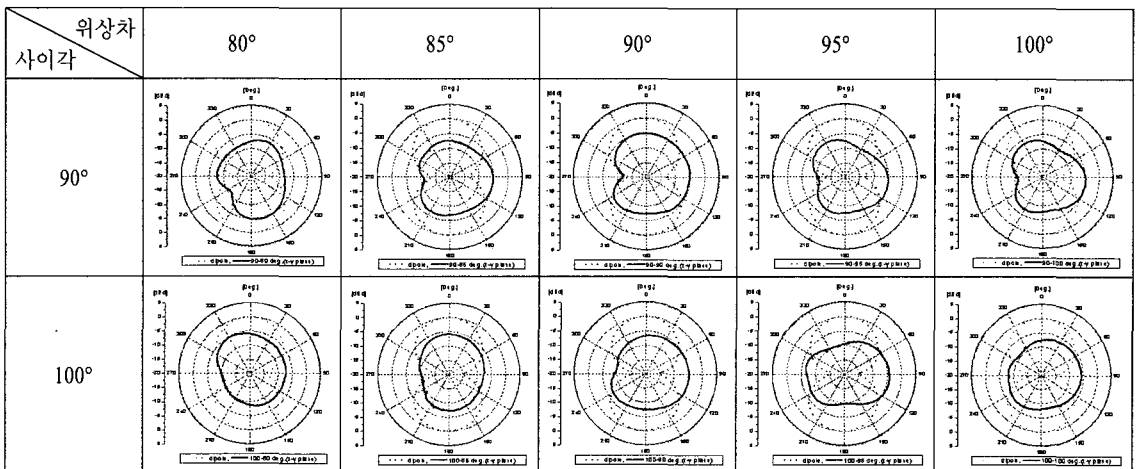
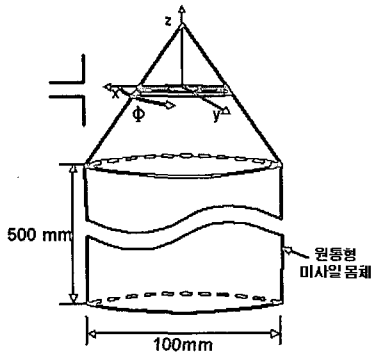
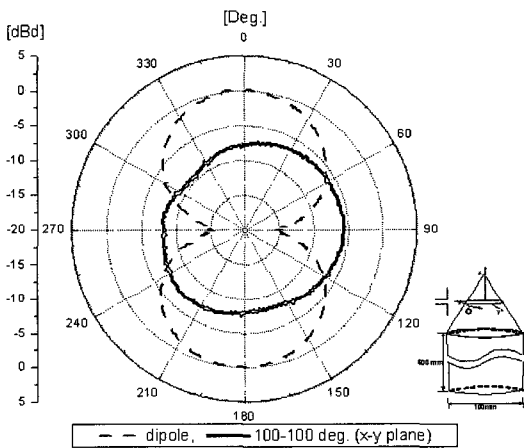


그림 11. 이중 급전 및 위상차를 이용한 원통형 몸체 장착 원형 패치 안테나의 H-면 방사 패턴

Fig. 11. H-plane radiation patterns of the circular microstrip patch antenna with the cylindrical body installed in the missile's warhead by a dual-feeding and phase difference method.



(a) 구조
(a) Structure



(b) 방사 패턴(H-면)
(b) Radiation pattern(H-plane)

그림 12. 원통형 몸체를 장착한 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나

Fig. 12. The GPS receiving antenna with the cylindrical body installed in the missile's warhead.

향에서 선형 편파가 들어오더라도 z-x면과 z-y면은 물론 미사일 비행 축과 수직 방향(x-y면)으로도 무지향성의 방사 패턴 특성을 나타냄으로써 장착성과 경제성이 우수하고 위성으로부터의 위치 정보 수신에 용이한 미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나로 부합됨을 보여주었다.

III. 결 론

본 논문에서는 이중 급전과 이중 급전점의 위상 차이를 이용하여 미사일 비행 축과 수직 방향으로 무지향성의 방사 패턴 특성을 갖는 미사일 탄두 탑재

재형 GPS 수신 안테나를 설계, 제작하였다.

미사일 탄두 탑재형 GPS 수신 안테나는 유전체로 1.6 mm 높이의 FR4($\epsilon_r = 4.6$)를 사용하였으며 원형 패치 직경 59.5 mm, 단락 핀 직경 14 mm일 때 최적화되었다. 이 때 실제 미사일 형태를 갖도록 직경 100 mm, 길이 500 mm의 원통형 몸체를 탄두 하단부에 장착하였다.

이중 급전점 사이각 및 급전 위상차 조절을 통해 미사일 비행 축과 수직 방향에서의 무지향성 방사 패턴 특성 변화를 측정하였으며 이중 급전점 사이각 100°, 급전 위상차 100°일 때 최대 레벨과 최소 레벨의 차 3.98 dB, 이득 -5.55 dBd의 특성을 나타냄으로써 미사일 비행 축과 수직 방향으로 무지향성의 방사 패턴을 갖는 안테나의 제작이 가능함을 확인하였다.

금번 연구에서 원형 패치와 위상기의 분리로 인해 공간 활용이 매우 제한적이었음을 고려하여 향후 연구에서는 패치와 위상기를 모듈 형태로 일체화시켜 미사일 탄두 내부의 공간 활용성을 향상시키고 또한 이중 급전점 사이각과 급전 위상차의 세밀한 조절을 통해 보다 우수한 무지향성의 방사 패턴 특성을 갖는 안테나를 개발하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] R. King, C. W. Harrison, and D. H. Denton, "Transmission-line missile antennas", *IRE AP-8*, pp. 88-90, 1959.
- [2] 이호선, 우종명, 김종찬, "프린트형 역F안테나", *추계 마이크로파 및 전파학술대회*, 22(2), pp. 253-256, 1999년 9월.
- [3] 우종명, "프린트형 역 F 안테나", *안테나 기술 워크샵*, pp. IV-1 ~ IV-25, 2000년 4월.
- [4] 이호선, 우종명, "비행체 탑재 안테나에 관한 연구", *한국전자과학회 종합학술발표회*, 9(1), pp. 141-144, 1999년 11월.
- [5] Rodney Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity", *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 47, no. 2, Sep. 1992.
- [6] 이성민, 성낙은, 우종명, "프린트형 능동 야기-우다 안테나", *추계 마이크로파 및 전파학술대회*,

25(1), pp. 169-172, 2002년 5월.

- [7] 서정식, 김진학, 우종명, 신현철, "미사일 탑재 빔 조향 프린트형 능동 모노폴 야기-우다 안테나", 국방과학연구소 유도무기학술대회, pp. 144-147, 2003년 11월.
- [8] 함형석, 허희무, 문상만, 우종명, "빔 조향 프린트형 능동 모노폴 야기-우다 안테나", 국방과학연구소 제12회 지상무기체계 발전 세미나, pp. 431-434, 2004년 11월.
- [9] 함형석, 문상만, 우종명, "비행체 탑재용 프린트형 빔 조향 야기-우다 안테나", 전파 및 광파 기

술학술대회, 6(1), pp. 31-34, 2005년 1월.

- [10] 이종민, 류철형, 박규철, 하중수, 박형석, "능동 방호장치 시험단 개발", 국방과학연구소 제12회 지상무기체계 발전 세미나, pp. 203-206, 2004년 11월.
- [11] 이종민, 김정호, 우종명, "미사일 탑재형 GPS 안테나 설계", 춘계 마이크로파 및 전파통신 학술대회, 27(1), pp. 427-430, 2004년 5월.
- [12] Eugene Hecht, *Optics 2/E*, Addison-Wesley publishing Company, Inc., pp. 333-337, 1987.

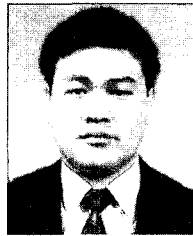
이 종 민



1985년 2월: 경희대학교 물리학과 (이학사)
 1988년 2월: 경희대학교 물리학과 (이학석사)
 2003년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정
 1991년 2월~현재: 국방과학연구소

1체계개발본부 선임연구원
 [주 관심분야] 레이더 시스템 개발, 안테나 설계

우 종 명



1985년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 2월: Univ. of Nihon, Antenna (공학석사)
 1996년 2월: Univ. of Nihon, Antenna (공학박사)

1996년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 부교수
 [주 관심분야] 안테나 설계