

삼중 사각 루프 슬롯 배열 형태를 갖는 Ka/Ku 대역 주파수 선택 반사기 설계

Design of Ka/Ku Band Frequency Selective Surface with Triple Square Loop Slot Array

고 지 환 · 조 영 기*

Ji-Whan Ko · Young-Ki Cho*

요 약

국내 위성통신용 Ku/Ka 대역 파라볼라 안테나에 적용될 수 있는 삼중 사각 루프 슬롯 배열 형태인 새로운 주파수 선택 반사기 구조를 제시하였다. 본 논문에서 설계, 제작된 주파수 선택 반사기 구조는 다층 유전체인 하니콤 위에 삼중의 사각 루프 슬롯으로 구성되는 단위 소자가 평면에 2차원적으로 주기적인 배열 형태를 지닌다. 주파수 선택 반사기를 제작하여 측정된 결과 계산 결과와 일치되었으며, 요구되는 사양대로 14/12 GHz대 주파수에서는 입사파의 대부분이 투과되는 반면, 30/20 GHz대 주파수에서는 전반사가 일어남을 확인하였다.

Abstract

The frequency selective surface for use in Ku/Ka band parabolic antenna of domestic satellite communications is proposed. The frequency selective surface structure consists of the infinite periodic arrays of the triple square loop slot element with narrow width on the honeycomb structure of multi-layered dielectric. The frequency selective surface is fabricated and measured. The good agreement is obtained between theory and experiment. It is demonstrated that the frequency selective surface passes 14/12 GHz band wave while reflecting 30/20 GHz band wave as required.

Key words : Spatial Filter, Angular Filter, Frequency Selective Surface, FSS

I. 서 론

유전체 판상 위에 도체 또는 슬롯이 주기적으로 배열된 구조를 주파수 선택 반사기(FSS; Frequency Selective Surface)라 부르며, 이것은 일종의 공간 여파기로 어떤 특정 주파수만 투과시키거나 또는 반사시키는 특성을 지닌다^{[1],[2]}. 이러한 특성을 이용하여 그림 1에서 보는 바와 같이 파라볼라 반사기와 급전 혼 사이에 주파수 선택 반사기를 두면 파라볼라 반사기의 본래 초점 외에 주파수 반사기의 반사 특성에

의해 반대쪽에 가상의 초점을 하나 더 얻을 수 있어 마치 독립된 안테나가 하나 더 있는 효과를 갖게 된다^{[3]-[6]}.

일반적으로 파라볼라 안테나는 급전혼과 혼에 연결되는 부품(편파기, OMT 등)에 의해 동작 주파수 범위가 제한되어 여러 주파수 대역을 동시에 수용할 수 없다. 이런 점을 극복하기 위해 앞에서 언급한 바와 같이 주파수 선택 반사기를 사용하여 전반사가 일어나는 주파수 대역에 대하여 얻은 가상의 초점에 급전혼을 하나 더 부착하여 두 개 이상의 주파수 대

「본 연구는 2001년도 금오공과대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구된 논문임.」

금오공과대학교 전자공학부(School of Electronic Eng., Kumoh National University of Technology)

*경북대학교 전자전기컴퓨터공학부(School of Electronic and Electrical Engineering and Computer Science, Kyungpook National University)

· 논문 번호 : 20030609-086

· 수정완료일자 : 2003년 8월 28일

역을 수용할 수 있게 한다. 이러한 안테나 시스템 구성은 각 주파수 대역별로 별도의 안테나를 설치할 필요 없이 하나의 안테나로 여러 주파수 대역을 동시에 수용할 수 있으므로 안테나의 제작비용뿐만 아니라 안테나의 전체 부피와 무게를 줄일 수 있는 이점이 있다. 이런 이유로 위성통신에서 지상용 파라볼라 안테나 또는 우주공간에 발사되는 위성용 안테나를 구현하는데 주파수 선택 반사기가 널리 사용되어 왔다^{[3]-[6]}.

현재 우리나라 위성인 무궁화 3호는 통신용으로 Ku 대역과 더불어 Ka 대역 주파수도 사용하고 있다. Ku 대역의 동작 주파수 범위를 살펴 보면 상향링크는 14.0~14.5 GHz이고, 하향링크는 12.25~12.75 GHz로 대역폭은 500 MHz인데 비하여, Ka 대역인 경우 상향링크는 30.085~30.885 GHz이고, 하향링크는 20.35~21.15GHz로 대역폭은 800 MHz로 주어졌다. 이와 같이 주어진 주파수 범위에 대하여 그림 1과 같은 안테나 시스템을 구현하려면 주파수 선택 반사기는 직선 편파인 Ku 대역 상향/하향 동작 주파수를 전부 투과시키고 동시에 원편파인 Ka 대역 상향/하향 동작 주파수는 전부 반사시켜야 한다. 주파수 선택 반사기에 의한 투과파와 반사파의 주파수 응답 특성은 배열 소자의 형태에 의해 결정되는데 전부 반사하고자 하는 Ka 대역 상/하향 주파수를 보면 30/20 GHz로서 주파수 차이가 약 10 GHz 정도로 상당히 떨어져 있고, 전부 반사하고자 하는 20 GHz 주파수와 전부 투과하고자 하는 Ku 주파수대와는 약 5.8 GHz 정도이고 주파수 비(f_r/f_i)로는 1.4로 이격 주파수가 매우 작기 때문에 단일 스크린(single screen)을 가지고 기존의 사각형, 원형, 사각 루프, 격

자 사각 루프 등의 배열 소자 형태로는 적합한 국내 위성통신용 주파수 선택 반사기를 구현하는 것이 불가능하다^{[4]-[7]}.

따라서 본 논문에서는 국내 위성통신용 Ku/Ka 대역 파라볼라 안테나에 사용될 수 있도록 할 목적으로 새로운 주기 배열 형태를 지닌 주파수 선택 반사기를 제시하여 구현하고자 한다. 새로운 주기 배열 형태는 폭이 좁은 사각 슬롯이 삼중으로 배치되어 있는 구조로 14/12 GHz대는 전부 투과시키면서 30/20 GHz대는 전부 반사하게 하며 동시에 입사파가 원편파인 경우도 사용이 가능하도록 설계하고자 한다. 또한 입사각도의 변화에도 투과 및 반사계수가 민감하지 않도록 해서 주파수 선택 반사기를 안테나 시스템에 설치할 때 설치 오차에 의한 성능 변화가 최소가 되어야 한다. 주파수 선택 반사기 설계를 위한 전자파 산란 해석으로는 Floquet 모드 전개로 산란파를 정의하고^[8] 슬롯 영역에서의 전개 접선 성분인 자계전류는 지붕 기저함수(rooftop basis function)로 표현하는 방식의 모멘트법을 사용하였으며, 이로부터 반사계수와 투과계수를 계산하였다. 그리고 주파수 선택 반사기에서 반사 및 투과 계수의 수치 계산 결과를 검증하기 위해 주파수 선택 반사기를 제작하여 측정치와 비교 고찰하였다.

II. 모드 전개 방법에 의한 산란 해석

본 논문에서 제시한 배열 형태는 그림 2와 같이 두께가 매우 얇은 도체 박막에 삼중으로 배치된 세 개의 사각 루프 슬롯이 2차원적으로 배열된 주기 구조로 되어있다. 그림 2(a)는 주기적 배열의 전체적인 모습을 보여주고 있으며, 그림 2(b)는 폭이 좁은 사각 루프 슬롯이 삼중으로 되어 있는 단위 셀을 나타내고 있다. 그리고 주기적 배열 평판을 지탱하기 위한 지지대 구조는 다층 유전체인 하니콤(honeycomb) 구조가 주로 사용되므로 그림 2(c)와 같이 배열 평면의 위와 아래에 유전체 층이 여러 개 겹쳐 있는 것으로 일반화하였다. 이러한 주파수 선택 반사기 구조에서 배열 주기를 T_x, T_y 유전체의 유전계수를 ϵ_{ri} 그리고 두께를 d_i 로 표시하였다.

먼저 슬롯 배열 구조에서 입사파와 산란파는 z축에 대해 TE(^o)파와 TM(^o)파로 나눌 수 있으며, 슬롯

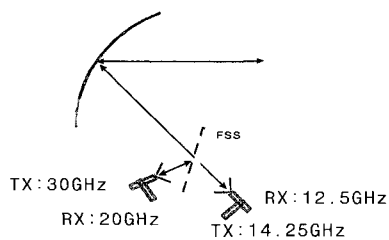


그림 1. 주파수 선택 반사기를 이용한 Ku/Ka 대역 위성 안테나

Fig. 1. Ku/Ka band satellite antenna by use of the FSS.

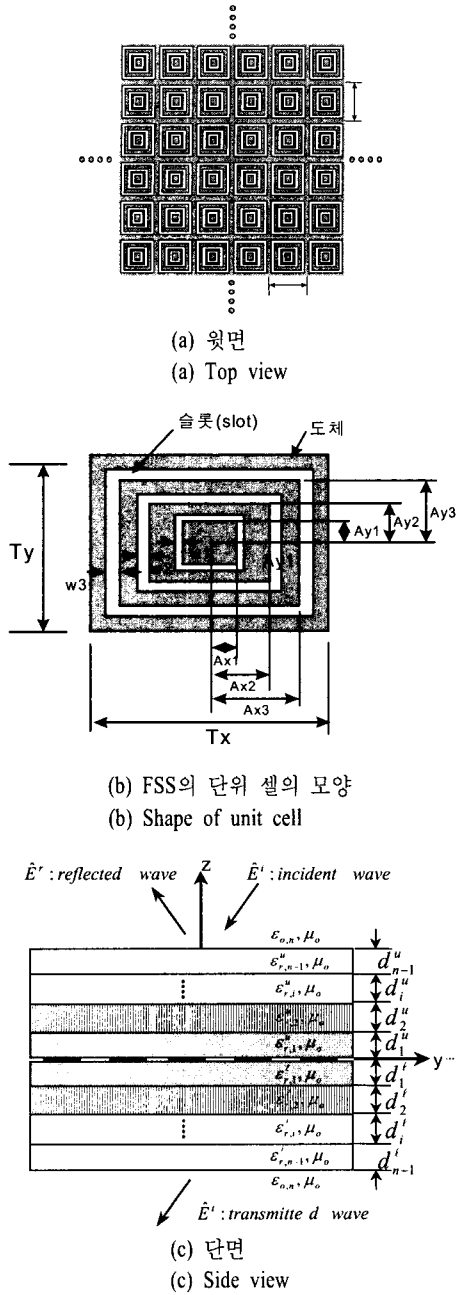


그림 2. 삼중 사각 루프 슬롯 배열을 갖는 주파수 선택 반사기 구조
 Fig. 2. Structure of the frequency selective surface with triple square loop slot array.

배열면의 위층과 아래층의 i 번째 유전체 영역에서 z 축의 횡단면 전자계 성분은 다음의 식 (1)~(4)과 같이 표현될 수 있다. 여기서 슬롯 배열 평면의 아래쪽

인 영역($z < 0$)에서는 산란파만 있으며, 반면에 위쪽 인 영역($z > 0$)에서는 입사파와 산란파가 함께 있는 것으로 표시하였다.

위층 i 번째 유전체 영역($z > 0$)에서

$$E_{i,x}^u = \sum_p \sum_q \left\{ V_{ipq}^u k_{yp} + V_{ipq}^u k_{yq} \right\} e^{-jk_x z} + \left(V_{ipq}^u k_{xp} \Gamma_{ipq}^u + V_{ipq}^u k_{yq} \Gamma_{ipq}^u \right) e^{jk_x z} \left\{ \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} + (E_{io}^u k_x^i - E_{io}^u k_y^i) \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2}} \right\} \quad (1a)$$

$$E_{i,y}^u = \sum_p \sum_q \left\{ V_{ipq}^u k_{yq} - V_{ipq}^u k_{yp} \right\} e^{-jk_x z} + \left(V_{ipq}^u k_{yp} \Gamma_{ipq}^u - V_{ipq}^u k_{yq} \Gamma_{ipq}^u \right) e^{-jk_x z} \left\{ \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} + (E_{io}^u k_y^i + E_{io}^u k_x^i) \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2}} \right\} \quad (1b)$$

$$H_{i,x}^u = \sum_p \sum_q \left\{ -V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yp} + V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yq} \right\} e^{-jk_x z} + \left(V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yp} \Gamma_{ipq}^u - V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yq} \Gamma_{ipq}^u \right) e^{jk_x z} \left\{ \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} + (E_{io}^u Y_{io0}^u k_y^i + E_{io}^u Y_{io0}^u k_x^i) \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2}} \right\} \quad (2a)$$

$$H_{i,y}^u = \sum_p \sum_q \left\{ V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yp} + V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yq} \right\} e^{-jk_x z} - \left(V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yp} \Gamma_{ipq}^u + V_{ipq}^u Y_{ipq}^u k_{yq} \Gamma_{ipq}^u \right) e^{jk_x z} \left\{ \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} + (-E_{io}^u Y_{io0}^u k_x^i + E_{io}^u Y_{io0}^u k_y^i) \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2}} \right\} \quad (2b)$$

아래층 i 번째 유전체 영역($z < 0$)에서

$$E_{i,x}^l = \sum_p \sum_q \left\{ (V_{ipq}^l k_{xp} \Gamma_{ipq}^l - V_{ipq}^l k_{yq} \Gamma_{ipq}^l) e^{-jk_x z} + (V_{ipq}^l k_{yp} - V_{ipq}^l k_{yq}) e^{jk_x z} \right\} \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} \quad (3a)$$

$$E_{i,y}^l = \sum_p \sum_q \left\{ (V_{ipq}^l k_{yq} \Gamma_{ipq}^l + V_{ipq}^l k_{yp} \Gamma_{ipq}^l) e^{-jk_x z} + (V_{ipq}^l k_{yp} + V_{ipq}^l k_{yq}) e^{jk_x z} \right\} \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} \quad (3b)$$

$$H_{i,x}^l = \sum_p \sum_q \left\{ (V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yq} \Gamma_{ipq}^l + V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yp} \Gamma_{ipq}^l) e^{-jk_x z} + (V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yp} + V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yq}) e^{jk_x z} \right\} \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} \quad (4a)$$

$$H_{i,y}^l = \sum_p \sum_q \left\{ (V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yp} \Gamma_{ipq}^l - V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yq} \Gamma_{ipq}^l) e^{-jk_x z} + (-V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yp} + V_{ipq}^l Y_{ipq}^l k_{yq}) e^{jk_x z} \right\} \frac{e^{jk_x \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} \quad (4b)$$

여기서 V_{pq}^u 와 V_{pq}^l 는 벡터 모드 계수이고, E_{io}^u 는 슬롯 배열 평면 위쪽의 다층 유전체를 통과하여 i 번째 유전체 영역에서의 입사파의 접선전계 성분이다. 또한 전계와 자계 $E_{x(y)}^{u(l)}$ 와 $H_{x(y)}^{u(l)}$ 에서의 첨자 u 와 l 은 각각 $z > 0$, $z < 0$ 인 위 영역(upper region)과 아랫 영역(lower region)을 의미하고, 벡터 모드 계수 V 에서의 $u(l)$ 과 $u''(l'')$ 은 각각 TM 모드와 TE 모드의 계

수에 해당된다. 그리고 Γ_{ipq}^u 는 위층의 i 번째 유전체 영역에서 z 축에 대해 양(+)의 방향으로 바라본 반사계수이고, Γ_{ipq}^l 는 반대로 아래층의 i 번째 유전체 영역에서 음(-)의 방향으로 바라본 반사계수이다. 식 (1)~(4)에서 z 축 방향에 대한 파수 및 특성 어드미턴스는 다음 식과 같다.

$$k_{xp} = \frac{2\pi p}{T_x} + k_x^i, \quad k_{yq} = \frac{2\pi q}{T_y} + k_y^i \quad (5)$$

$$k_T = k_{xp} \hat{x}_o + k_{yq} \hat{y}_o, \quad k_T^2 = k_{xp}^2 + k_{yq}^2 \quad (6)$$

$$k_{iz}^{u,l} = \sqrt{k_o^2 \epsilon_{ri}^{u,l} - k_{xp}^2 - k_{yq}^2} \quad (7)$$

$$Y_{ipq}^{u,l} = \frac{\omega \epsilon_o \epsilon_{ri}^{u,l}}{k_{iz}^{u,l}}, \quad Y_{ipq}^{u,l*} = \frac{k_{iz}^{u,l}}{\omega \mu_o} \quad (8)$$

다음은 식 (1)과 식 (3)의 표현식에서 위층과 아래층의 첫번째 유전체의 접속 지점($z=0$)인 슬롯 면에서 전계의 연속 조건 ($E_T^u = E_T^l$)을 부과한 후, 양변에 $e^{-j\frac{2\pi p}{T_x}x} e^{-j\frac{2\pi q}{T_y}y}$ 를 곱하고 한 주기 영역에 대하여 적분한다. 그리고 기본 모드($p=0, q=0$)와 고차 모드를 구분하여 정리하면 다음의 식과 같은 벡터 모드 계수간의 관계식을 얻게 된다.

먼저 기본 모드의 벡터 모드 관계식은

$$(E_{10}^l k_x^l - E_{10}^u k_x^u) \sqrt{T_x T_y} + \{V_{100}^u k_{x0}(1 + \Gamma_{100}^u) + V_{100}^l k_{x0}(1 + \Gamma_{100}^l)\} \\ = \{V_{100}^l k_{x0}(1 + \Gamma_{100}^l) - V_{100}^u k_{x0}(1 + \Gamma_{100}^u)\} \quad (9a)$$

$$(E_{10}^l k_y^l + E_{10}^u k_y^u) \sqrt{T_x T_y} + \{V_{100}^u k_{y0}(1 + \Gamma_{100}^u) - V_{100}^l k_{y0}(1 + \Gamma_{100}^l)\} \\ = \{V_{100}^l k_{y0}(1 + \Gamma_{100}^l) + V_{100}^u k_{y0}(1 + \Gamma_{100}^u)\} \quad (9b)$$

로 주어지며, 고차 모드의 벡터 모드 관계식은

$$V_{ipq}^u (1 + \Gamma_{ipq}^u) = V_{ipq}^l (1 + \Gamma_{ipq}^l) \quad (10a)$$

$$V_{ipq}^u (1 + \Gamma_{ipq}^u) = -V_{ipq}^l (1 + \Gamma_{ipq}^l) \quad (10b)$$

로 표현된다. 그리고 도체 면에서의 접선 전계 성분은 영이 되지만 슬롯에서 전계 성분은 존재하는데, 이 경우에 한 주기인 단위 셀의 슬롯 영역에서 접선 전계 성분인 자체 전류의 푸리에 적분은 다음의 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\left\{ V_{ipq}^l k_{xp}(1 + \Gamma_{ipq}^l) - V_{ipq}^u k_{yq}(1 + \Gamma_{ipq}^u) \right\} \frac{1}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} = \tilde{M}_y \quad (11a)$$

$$\left\{ V_{ipq}^l k_{yp}(1 + \Gamma_{ipq}^l) + V_{ipq}^u k_{xq}(1 + \Gamma_{ipq}^u) \right\} \frac{1}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} = -\tilde{M}_x \quad (11b)$$

여기서

$$\tilde{M}_y = \frac{1}{T_x T_y} \int_s M_y(x', y') e^{-j\frac{2\pi p}{T_x}x'} e^{-j\frac{2\pi q}{T_y}y'} d_x d_y \quad (12a)$$

$$\tilde{M}_x = \frac{1}{T_x T_y} \int_s M_x(x', y') e^{-j\frac{2\pi p}{T_x}x'} e^{-j\frac{2\pi q}{T_y}y'} d_x d_y \quad (12b)$$

위 식에서 s 는 단위 셀의 슬롯면적을 의미한다. 식 (11)에서 벡터 모드 계수인 V_{ipq}^l 와 V_{ipq}^u 를 \tilde{M}_x 와 \tilde{M}_y 로 다시 정리하면

$$V_{ipq}^l = \frac{-(\tilde{M}_x k_{yq} - \tilde{M}_y k_{xp}) \sqrt{T_x T_y}}{(1 + \Gamma_{ipq}^l) \sqrt{k_T^2}} \quad (13a)$$

$$V_{ipq}^u = \frac{-(\tilde{M}_x k_{xp} + \tilde{M}_y k_{yq}) \sqrt{T_x T_y}}{(1 + \Gamma_{ipq}^u) \sqrt{k_T^2}} \quad (13b)$$

로서 표현된다.

다음으로는 슬롯 영역에서 자체의 접선 성분이 연속인 경계조건 ($H_T^u = H_T^l$)을 부과하여야 하는데, 이를 위하여 전계 접속 조건에서 구한 식 (13)을 식 (2)와 식 (4)에 대입하여 정리하면 다음과 같은 식을 얻게 된다.

$$\sum_p \sum_q \left\{ \tilde{G}_{xx} \tilde{M}_x + \tilde{G}_{xy} \tilde{M}_y \right\} e^{j\frac{2\pi p}{T_x}x} e^{j\frac{2\pi q}{T_y}y} = \tilde{S}_x \quad (14a)$$

$$\sum_p \sum_q \left\{ \tilde{G}_{yx} \tilde{M}_x + \tilde{G}_{yy} \tilde{M}_y \right\} e^{j\frac{2\pi p}{T_x}x} e^{j\frac{2\pi q}{T_y}y} = \tilde{S}_y \quad (14b)$$

여기서 \tilde{G}_{xx} , \tilde{G}_{xy} , \tilde{G}_{yx} , \tilde{G}_{yy} , \tilde{S}_x 와 \tilde{S}_y 는 각각

$$\tilde{G}_{xx} = \tilde{Y}_{1pq}^u \cos^2 \theta + \tilde{Y}_{1pq}^l \sin^2 \theta \quad (15a)$$

$$\tilde{G}_{xy} = \tilde{G}_{yx} = (\tilde{Y}_{1pq}^u - \tilde{Y}_{1pq}^l) \sin \theta \cos \theta \quad (15b)$$

$$\tilde{G}_{yy} = \tilde{Y}_{1pq}^u \sin^2 \theta + \tilde{Y}_{1pq}^l \cos^2 \theta \quad (15c)$$

$$\tilde{S}_x = -\left\{ E_{10}^u \cos \theta (Y_{100}^u + \tilde{Y}_{100}^u) + E_{10}^l \sin \theta (Y_{100}^l + \tilde{Y}_{100}^l) \right\} \quad (16a)$$

$$\tilde{S}_y = -\left\{ E_{10}^l \sin \theta (Y_{100}^u + \tilde{Y}_{100}^u) - E_{10}^u \cos \theta (Y_{100}^l + \tilde{Y}_{100}^l) \right\} \quad (16b)$$

$$\cos^2 \theta = \frac{k_{xp}^2}{(k_{xp}^2 + k_{yq}^2)}, \quad \sin^2 \theta = \frac{k_{yq}^2}{(k_{xp}^2 + k_{yq}^2)} \quad (17)$$

로 주어진다. 위 식에서 \tilde{Y}_{1pq} 는 TE 모드와 TM 모드에 대하여 각각 $z=0$ 인 지점에서 z 축의 양의 방향으

로 바라본 어드미턴스(\bar{Y}_{pq})와 음의 방향으로 바라본 어드미턴스(\bar{Y}_{1pq})의 합($\bar{Y}_{1pq} = \bar{Y}_{1pq} + \bar{Y}_{1pq}$)을 의미하며, 각 어드미턴스는 다음 식과 같이 주어진다.

$$\bar{Y}_{pq} = Y_{1pq}^u \frac{(1 - \Gamma_{1pq}^u)}{(1 + \Gamma_{1pq}^u)} \quad (18a)$$

$$\bar{Y}_{pq} = Y_{1pq}^v \frac{(1 - \Gamma_{1pq}^v)}{(1 + \Gamma_{1pq}^v)} \quad (18b)$$

이제 식 (12)에서의 미지의 자계 전류 성분인 $M_x(x, y)$ 와 $M_y(x, y)$ 는 미지 계수와 적절한 기저함수 곱의 선형적인 합으로 표현하고자 한다. 본 논문에서는 배열 슬롯 모양이 사각 루프이므로 전 영역 기저 함수(entire basis function)는 사용될 수 없고 서브 영역 기저 함수인 지붕 기저 함수가 적당하다. 주기 배열의 하나의 셀을 방향으로 $M \times N$ 개로 나누고 나누어진 작은 사각형의 크기는 $\Delta x \times \Delta y$ 로 두면, $M_T(x, y)$ 는 미지의 계수 $\dot{M}_{xmn}, \dot{M}_{ymn}$ 이 포함되어진 다음의 전개식으로 둘 수 있다^[5].

$$M_x(x, y) = \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \dot{M}_{xmn} \Lambda_{m+1/2}(x) \Pi_n(y) \quad (19a)$$

$$M_y(x, y) = \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \dot{M}_{ymn} \Pi_m(x) \Lambda_{n+1/2}(y) \quad (19b)$$

여기서

$$\Lambda_m(x) = \begin{cases} 1 - |x - m\Delta x| / \Delta x, & |x - m\Delta x| < \Delta x \\ 0, & |x - m\Delta x| > \Delta x \end{cases} \quad (20a)$$

$$\Pi_m(x) = \begin{cases} 1, & |x - m\Delta x| < \Delta x / 2 \\ 0, & |x - m\Delta x| > \Delta x / 2. \end{cases} \quad (20b)$$

위의 식 (19)를 식 (12)에 대입하고 푸리에 적분한 다음, 그 결과식을 식 (14)에 대입하고 Galerkin 방법을 이용하여 시험 과정을 거치면 다음과 같은 선형 대수 방정식을 얻게 된다.

$$\frac{1}{MN} \sum_{p'=-M/2}^{M/2-1} \sum_{q'=-N/2}^{N/2-1} \bar{A}(k_{xp'}, k_{yq'}) \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \bar{M}_{mn} e^{-j(2\pi p'm/M + 2\pi q'n/N)} e^{-j(2\pi p's/M + 2\pi q't/N)} = [\bar{S}] \quad (21)$$

여기에서 $\bar{M} = \dot{M}_{xmn} \hat{x} + \dot{M}_{ymn} \hat{y}$ 이고, $\bar{A}(k_{xp'}, k_{yq'})$ 는

다이아딕 함수(dyadic function)로 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{A}_{xx}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_{p''=-\infty}^{\infty} \sum_{q''=-\infty}^{\infty} \bar{G}_{xx}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}\left(\frac{q''\pi}{N}\right) \quad (22a)$$

$$\bar{A}_{yy}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_{p''=-\infty}^{\infty} \sum_{q''=-\infty}^{\infty} \bar{G}_{yy}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}\left(\frac{q''\pi}{N}\right) e^{j(p''s - q''t)\pi} \quad (22b)$$

$$\bar{A}_{yx}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_{p''=-\infty}^{\infty} \sum_{q''=-\infty}^{\infty} \bar{G}_{yx}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}\left(\frac{q''\pi}{N}\right) e^{-j(p''s - q''t)\pi} \quad (22c)$$

$$\bar{A}_{xy}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_{p''=-\infty}^{\infty} \sum_{q''=-\infty}^{\infty} \bar{G}_{xy}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}\left(\frac{q''\pi}{N}\right) \quad (22d)$$

위 식에서 $p'' = p' + uM$, $q'' = q' + vN$ 이고, s, t 는 정수(integer)이다. 식 (21)의 선형 대수방정식을 풀면 미지의 계수 \dot{M}_{mn} 를 알 수 있다. 이 결과를 식 (13)에 대입하면 벡터 모드 계수 V_{1pq}^t 와 V_{1pq}^r 를 계산할 수 있고, 이를 식 (9), (10)에 대입하면 V_{1pq}^u 와 V_{1pq}^v 를 계산할 수 있다. 위층과 아래층의 첫번째 유전체 영역에서 산란파를 구했으므로 각 유전체 영역에서의 산란파는 유전체 경계면의 전자계 접속 조건을 부과하면 각 유전체 영역에서의 산란파를 쉽게 구할 수 있다.

그림 2에서 배열 주기를 반파장 이내로 두면 파가 어떠한 방향으로부터 입사하더라도 식 (7)로부터 기본 모드($p=0, q=0$)만 전파하고 고조파 모드는 감쇄모드로 됨을 알 수 있다. 이러한 조건에서 반사파는 입사 각도와 동일한 각도로 전파하고, 투과파는 입사파의 진행 방향 그대로 전파하게 된다.

기본 모드만 전파되는 조건에서 그림 2의 위층 유전체 영역을 통과한 후 n 번째 영역인 자유공간에서 z 축의 양(+)의 방향으로 전파되는 반사파는 식 (1)~(2)에서 반사계수가 $\Gamma_{n0}^u = 0$ 이므로 다음의 식과 같이 간단하게 표현된다.

$$E_{n,x}^u = (V_{n00}^u k_x^i + V_{n00}^v k_y^i) e^{-jk_x^i z} \frac{e^{jk_x^i \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} \quad (23a)$$

$$E_{n,y}^u = (V_{n00}^v k_y^i - V_{n00}^u k_x^i) e^{-jk_x^i z} \frac{e^{jk_x^i \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} \quad (23b)$$

$$H_{n,x}^u = (-V_{n00}^u Y_{n00}^u k_y^i + V_{n00}^v Y_{n00}^v k_x^i) e^{-jk_x^i z} \frac{e^{jk_x^i \rho}}{\sqrt{k_T^2} \sqrt{T_x T_y}} \quad (24a)$$

$$H_{n,y}^u = (V_{n00}^{u'} Y_{n00}^{u'} k_x^i + V_{n00}^{u''} Y_{n00}^{u''} k_y^i) e^{-jk_z^i z} \frac{e^{jk_z^i \rho}}{\sqrt{k_T^{i2}} \sqrt{T_x T_y}} \quad (24b)$$

반대로 아래층의 유전체 영역을 통과한 후 z축의 음(-)의 방향으로 전파되는 n번째 영역인 자유공간에서 투과파는 식 (3)~(4)에서 반사계수가 $\Gamma_{n00}^l = 0$ 이므로 다음의 식과 같이 표현된다.

$$E_{n,x}^\lambda = (V_{n00}^{\lambda'} k_x^i - V_{n00}^{\lambda''} k_y^i) e^{jk_z^i z} \frac{e^{jk_z^i \rho}}{\sqrt{k_T^{i2}} \sqrt{T_x T_y}} \quad (25a)$$

$$E_{n,y}^\lambda = (V_{n00}^{\lambda'} k_y^i + V_{n00}^{\lambda''} k_x^i) e^{jk_z^i z} \frac{e^{jk_z^i \rho}}{\sqrt{k_T^{i2}} \sqrt{T_x T_y}} \quad (25b)$$

$$H_{n,x}^\lambda = (V_{n00}^{\lambda'} Y_{n00}^{\lambda'} k_y^i + V_{n00}^{\lambda''} Y_{n00}^{\lambda''} k_x^i) e^{jk_z^i z} \frac{e^{jk_z^i \rho}}{\sqrt{k_T^{i2}} \sqrt{T_x T_y}} \quad (26a)$$

$$H_{n,y}^\lambda = (-V_{n00}^{\lambda'} Y_{n00}^{\lambda'} k_x^i + V_{n00}^{\lambda''} Y_{n00}^{\lambda''} k_y^i) e^{jk_z^i z} \frac{e^{jk_z^i \rho}}{\sqrt{k_T^{i2}} \sqrt{T_x T_y}} \quad (26b)$$

따라서 위의 식으로부터 반사파의 전력 ($p_r = \text{Re}(\hat{E}^r \times \hat{H}^{r*} \cdot \hat{z})/2$) 과 투과전력 ($p_t = \text{Re}(\hat{E}^t \times \hat{H}^{t*} \cdot (-\hat{z}))/2$) 을 구할 수 있으며, 입사파의 전력 ($p_i = \text{Re}(\hat{E}^i \times \hat{H}^{i*} \cdot (-\hat{z}))/2$) 을 기준으로 그림 2의 주파수 선택 반사기에 대한 반사계수 ($= p_r/p_i$) 와 투과계수 ($= p_t/p_i$) 을 계산하였다.

III. 주파수 선택 반사기 설계

주어진 규격에 맞는 주파수 선택 반사기를 설계하기 위하여 먼저 앞 절에서 제시한 주기적인 슬롯 배열 구조에 대한 전자파 산란 해석의 방법을 다루어 보고 그 타당성을 검토하였다. 이러한 목적으로 배열 주기를 기본 모드만 전파되도록 반 파장 이하로 두고 입사 전력이 반사 전력과 투과 전력의 합과 동일해야 하는 전력보존법칙의 성립과 Floquet 모드 (p, q) 수에 따른 반사와 투과계수의 수렴을 조사하였다. 수렴도 조사를 위해 주기가 $T_x = T_y = 5$ mm인 슬롯 배열에 위층과 아래층을 각각 3층인 유전체를 두었으며, 사각 루프 슬롯의 폭은 매우 좁은 것으로 안쪽 사각 루프는 $Ax_1 = Ay_1 = 0.9$ mm, $W_1 = 0.1$ mm, 중간 사각 루프는 $Ax_2 = Ay_2 = 1.4$ mm, $W_2 = 0.1$ mm 그리고 외곽 사각 루프는 $Ax_3 = Ay_3 = 2.0$ mm, $W_3 = 0.2$ mm로

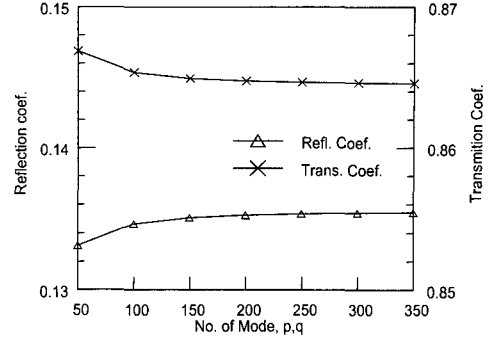


그림 3. 모드 수에 따른 반사 및 투과 계수의 수렴조사 ($f=15$ GHz, $T_x=5$ mm, $T_y=5$ mm, $Ax_1=Ay_1=0.9$ mm, $W_1=0.1$ mm, $Ax_2=Ay_2=1.4$ mm, $W_2=0.1$ mm, $Ax_3=Ay_3=2.0$ mm, $W_3=0.2$ mm, $\epsilon_{r,3}^u = \epsilon_{r,1}^d = \epsilon_{r,3}^d = 3.4$, $\epsilon_{r,2}^u = \epsilon_{r,2}^d = 1.05$, $d_1^u = d_3^d = d_3^d = 0.015$ mm, $d_1^d = 0.09$ mm, $d_2^u = d_2^d = 5.0$ mm, $(\theta, \phi) = (30^\circ, 0^\circ)$, $\gamma = 30^\circ$, $M=N=50$)
Fig. 3. Convergence of the reflection and transmission coefficient versus the number of modes.

두었다. 이러한 배열 구조에 주파수가 15 GHz인 입사파가 ($\theta = 30^\circ$, $\phi = 0^\circ$) 방향으로 입사될 때 모드 p, q 증가에 따른 반사 계수와 투과 계수를 그림 3에 나타내었다. 그림 3을 보면 반사 계수와 투과 계수의 합은 1로 전력 보존 법칙이 성립됨을 알 수 있으며, 모드 수가 증가함에 따라 반사 및 투과 계수는 일정한 값으로 수렴됨을 보여주고 있어 본 논문에서 제시한 해석 방법이 타당함을 알 수 있었다.

본 논문에서 제시한 산란 해석 방법의 타당성을 확인한 다음, 그림 2의 주파수 선택 반사기에서 삼

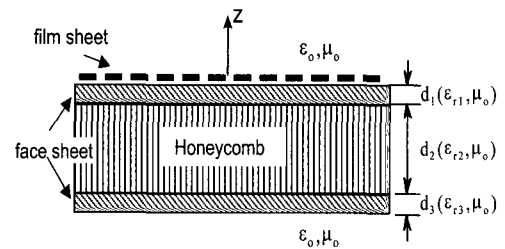
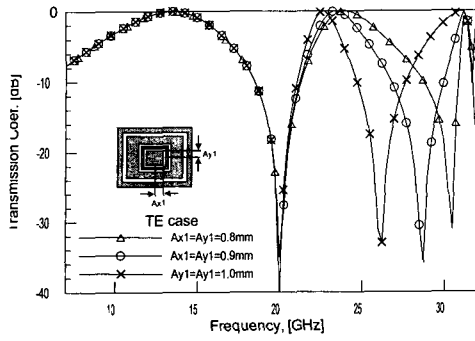
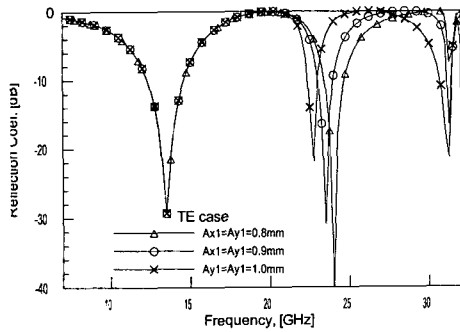


그림 4. 주파수 선택 반사기의 유전체 구조 ($\epsilon_{r,1} = \epsilon_{r,3} = 3.4$, $\epsilon_{r,2} = 1.05$, $d_1 = 0.09$ mm, $d_2 = 5.0$ mm, $d_3 = 0.015$ mm)
Fig. 4. Dielectric structure of frequency selective surface.



(a) 투과 계수
(a) Transmission coefficient



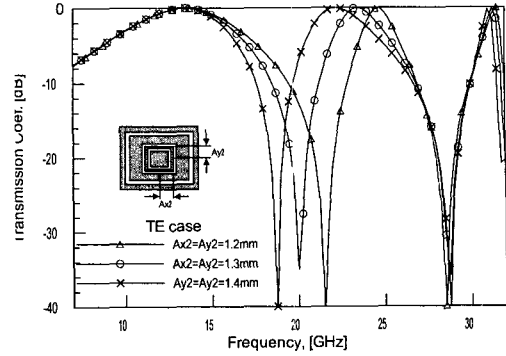
(b) 반사 계수
(b) Reflection coefficient

그림 5. 안쪽 사각 루프의 크기에 따른 투과 및 반사 계수($W_1=0.1$ mm, $Ax_2=Ay_2=1.3$ mm, $W_2=0.1$ mm, $Ax_3=Ay_3=2.1$ mm, $W_3=0.2$ mm, $(\theta, \phi) = (30^\circ, 0^\circ)$)

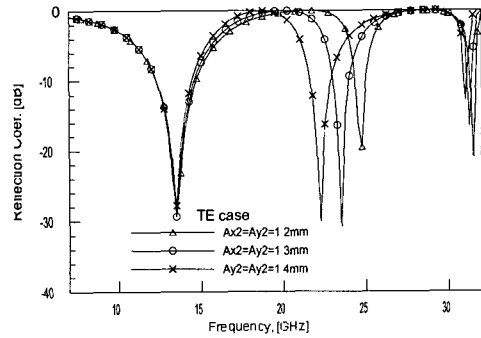
Fig. 5. Transmission and reflection coefficient versus the size of inner square loop.

중 사각 루프 슬롯 배열 구조의 반사 및 투과파의 주파수 응답 특성을 조사하였다. 주파수 선택 반사기의 구조는 그림 4와 같이 두께가 매우 얇은 도체 박막에 슬롯 배열을 하고 평면을 지탱하기 위해서 honeycomb 구조가 사용되었다. honeycomb는 그림 4에서 보는 바와 같이 두께가 $d_2=5$ mm이고 대부분 공기로 채워져 있어 유전계수는 $\epsilon_{r2}=1.05$ 로 매우 적으며, 양면에는 매우 얇은 접착제를 사용하였다.

이러한 다층 유전체 구조를 가지고 삼중 사각 루프 슬롯 배열에 의한 투과계수를 수치 계산하여 그 결과를 그림 5~7에 나타내었다. 슬롯 배열의 주기는 30 GHz대 주파수가 입사하여도 고차모드는 사라지고 기본모드는 전파되는 조건을 고려하여 $T_x=$



(a) 투과 계수
(a) Transmission coefficient



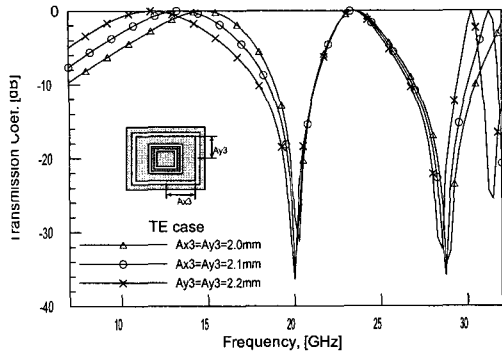
(b) 반사 계수
(b) Reflection coefficient

그림 6. 중간 사각 루프의 크기에 따른 투과 및 반사 계수($Ax_1=Ay_1=0.9$ mm, $W_1=0.1$ mm, $W_2=0.1$ mm, $Ax_3=Ay_3=2.1$ mm, $W_3=0.2$ mm, $(\theta, \phi) = (30^\circ, 0^\circ)$)

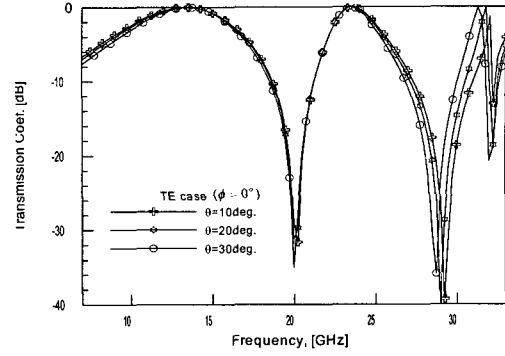
Fig. 6. Transmission and reflection coefficient versus the size of middle square loop.

$T_y=5$ mm로 두었고, 각각의 사각 루프 크기를 변화하면서 투과계수를 계산하였다.

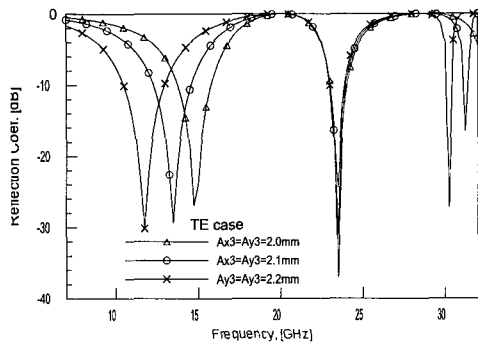
그림 5~7에서 보여준 삼중 사각 루프와 투과계수의 관계를 관찰하여 보자. 입사파가 전부 반사되는 30/20 GHz대의 반사공진주파수(투과계수가 $-\infty$ dB인 주파수)는 내부(안쪽)에 있는 사각 루프 크기 (Ax_1, Ay_1)와 중간에 있는 사각 루프 크기(Ax_2, Ay_2)에 의해 민감하게 변동되는 모습을 볼 수 있으며, 입사파가 전부 투과되는 14/12 GHz 대의 투과공진주파수(투과계수가 0 dB인 주파수)는 외곽에 있는 사각 루프의 크기(Ax_3, Ay_3)에 의해 변동됨을 알 수 있다. 즉, 반사 또는 투과 주파수대역이 주어지면 각각의 사각 루프의 크기를 조절하여 쉽게 반사 및 투과 공



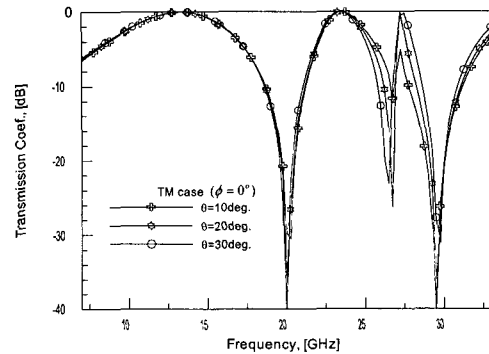
(a) 투과 계수
(a) Transmission coefficient



(a) TE 경우
(a) TE case



(b) 반사 계수
(b) Reflection coefficient



(b) TM 경우
(b) TM case

그림 7. 외곽 사각 루프의 크기에 따른 투과 및 반사 계수($Ax_1=Ay_1=0.9$ mm, $W_1=0.1$ mm, $Ax_2=Ay_2=1.3$ mm, $W_2=0.1$ mm, $W_3=0.2$ mm, $(\theta, \phi)=(30^\circ, 0^\circ)$)

그림 8. 입사 각도에 따른 투과계수($Ax_1=Ay_1=0.9$ mm, $W_1=0.1$ mm, $Ax_2=Ay_2=1.3$ mm, $W_2=0.1$ mm, $Ax_3=Ay_3=2.1$ mm, $W_3=0.2$ mm)

Fig. 7. Transmission and reflection coefficient versus the size of outer square loop.

Fig. 8. Transmission coefficient versus incident angle.

진주파수를 맞출 수 있다. 따라서 이러한 주파수 응답 특성을 고려하여 14/12 GHz대 주파수는 투과하고 동시에 30/20 GHz대 주파수는 반사되게 삼중 사각 루프의 크기를 각각 $Ax_1=Ay_1=0.9$ mm, $W_1=0.1$ mm, $Ax_2=Ay_2=1.3$ mm, $W_2=0.1$ mm 그리고 $Ax_3=Ay_3=2.1$ mm, $W_3=0.2$ mm로 정하였다.

다음은 설계된 주파수 선택 반사기에 TE파와 TM파가 입사할 때 입사 각도에 따른 투과계수의 주파수 응답 특성을 조사하였다. 입사 방향에서 $\phi=0^\circ$ 로 두고 $\theta=10^\circ, 20^\circ$ 그리고 30° 로 증가하면서 투과계수를 계산하여 그림 8에 나타내었다. 그림 8의 주파수 응답 특성을 보면 30 GHz대의 반사공진주파수는

약간 변동되었지만 전반적으로 입사 각도의 변화에 따라 민감하게 변동되지 않고 안정된 모습을 볼 수 있다. 이러한 입사 각도에 따라 반사 특성이나 투과 특성이 민감하지 않는 구조는 주파수 선택 반사기의 장착시 장착 오차에 따르는 성능 저하를 최소화시킬 수 있다는 점에서 공학적으로 의미가 있다. 그리고 TE파가 입사하는 경우와 TM파가 입사하는 경우 모두 14/12 GHz대의 투과공진주파수와 30/20 GHz대의 반사공진주파수가 거의 동일하여 본 배열 구조는 직선편파뿐만 아니라 원편파인 입사파의 경우에도 사용될 수 있음을 알 수 있다.

IV. 주파수 선택 반사기 제작 및 측정

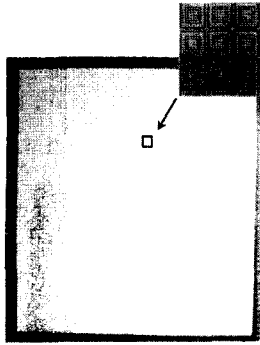


그림 9. 제작된 주파수 선택 반사기의 모습
Fig. 9. Photograph of the fabricated frequency selective surface.

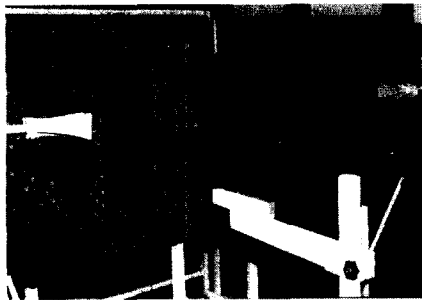
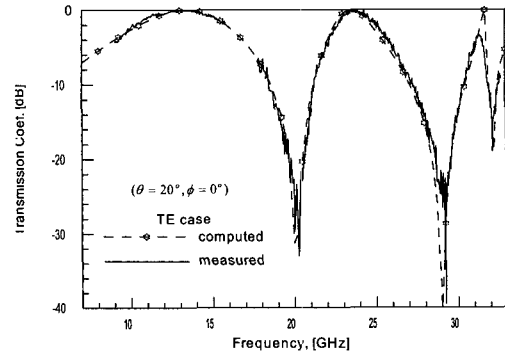


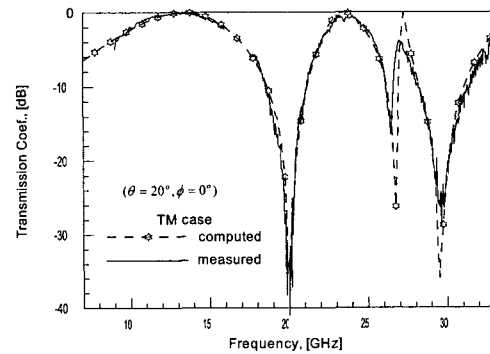
그림 10. 주파수 선택 반사기의 측정 모습
Fig. 10. Photograph of frequency selective surface measurement system.

본 논문에서 제시한 삼중 사각 루프 배열 구조에 대해 투과계수의 주파수 응답 특성을 검증하기 위해 주파수 선택 반사기를 실제로 제작하여 측정하였다. 제작에 사용된 유전체 구조는 Nomex honeycomb으로 양면에 Kapton 테이프가 접착되어 있으며, 두께가 매우 얇은 도체 박막이 있는 Kapton sheet에 삼중 사각 루프 슬롯 배열을 애칭(etching)으로 제작하여 honeycomb 평판에 부착하였다. 제작된 주파수 선택 반사기 크기는 30 cm×30 cm이고 완성된 모습을 그림 9에 나타내었다.

주파수 선택 반사기의 측정 방법은 그림 10에서 보는 바와 같이 약 200 cm 떨어진 양쪽에 송수신 표준 혼을 설치하고 중간에 주파수 선택 반사기를 두었다. 측정장비는 VNA(Vector Network Analyzer HP-8510)를 사용하였으며 주파수 선택 반사기가 있는 경우와 없는 경우의 S_{21} 을 측정하여 이론적 계산에 의하여 구한 투과계수와 비교한다. 그리고 표준 혼



(a) TE 경우
(a) TE case



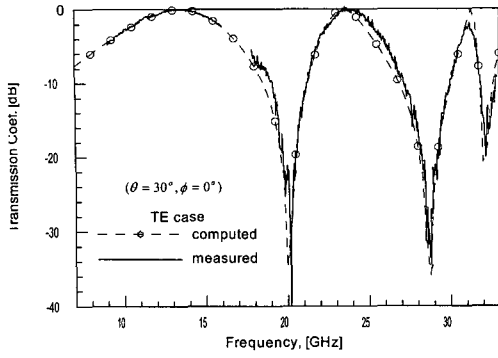
(b) TM 경우
(b) TM case

그림 11. 측정치와 계산치간 투과계수 비교($\theta, \phi = 20^\circ, 0^\circ$)

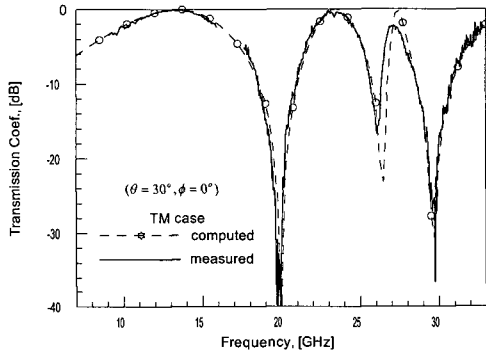
Fig. 11. Transmission coefficient comparison of the calculation and the experiment.

은 주파수 범위가 제한되어 있어 12/14 GHz 대역과 20/30 GHz 대역으로 구분하여 두 가지 종류의 표준 혼을 사용하여 측정하였다.

주파수 선택 반사기의 측정 결과는 입사파가 ($\theta = 20^\circ, \phi = 0^\circ$)와 ($\theta = 30^\circ, \phi = 0^\circ$) 방향으로 입사될 때 TE와 TM 경우의 측정치와 계산치를 서로 비교하여 그림 11과 그림 12에 도시하였다. 측정 결과는 전반적으로 계산치와 잘 일치됨을 볼 수 있다. 각 주파수 대역에서 투과계수를 살펴보면 12.25~14.5 GHz 주파수 범위에서는 0.2 dB 이하로 입사파가 거의 대부분 투과되었으며, 30/20 GHz 대역의 상/하향 주파수에서도 투과계수가 약 -20 dB 이상으로 떨어져 입사파가 거의 전부 반사됨을 알 수 있다. 그리고 TE 파가 입사되는 경우와 TM파가 입사되는 경우 모두



(a) TE 경우
(a) TE case



(b) TM 경우
(b) TM case

그림 12. 측정치와 계산치간 투과계수 비교($\theta, \phi = 30^\circ, 0^\circ$)

Fig. 12. Transmission coefficient comparison of the calculation and the experiment.

거의 동일한 주파수에서 투과 및 반사가 이루어져 원편파를 사용할 수 있음을 관찰할 수 있다.

이러한 과정을 통하여 본 논문에서 제시한 삼중 사각 루프 슬롯 배열 형태의 주파수 선택 반사기는 국내 위성통신용 파라볼라 안테나에 적용될 수 있다는 가능성을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 국내 위성통신용 Ku/Ka 대역 파라볼라 안테나에 적용될 수 있는 삼중 사각 루프 슬롯 배열 형태인 새로운 주파수 선택 반사기 구조를 제시하였다. 주파수 선택 반사기 구조는 폭이 좁은 사각 루프 슬롯이 삼중으로 겹쳐져 있는 단위 소자가

평면에 주기적으로 무한히 배열되어 있는 형태로서 배열 평면을 지탱하기 위해 다층 유전체인 하니콤 구조를 사용하였다. 본 주기 배열 구조의 전자파 산란을 해석하기 위하여 먼저 Floquet 모드 전개 방법으로 산란파를 표현하고, 슬롯영역에서 자계 전류를 미지의 계수와 지붕 기저 함수 곱의 합으로 표현하는 모멘트법을 사용하였다.

본 논문에서 제시한 삼중 사각 루프 배열 구조에 대해 투과계수의 주파수 응답 특성을 조사한 결과를 보면 입사파가 전부 반사되는 30/20 GHz대 주파수 특성은 주로 안쪽에 있는 사각 루프와 중간에 있는 사각 루프의 가하학적 크기에 달려 있는 반면, 거의 전부 투과되는 14/12 GHz대 주파수에서의 투과 특성은 전적으로 외곽에 있는 사각 루프의 크기에 의존적임을 알 수 있었다. 그리고 입사 각도의 변화에 따라 반사 및 투과공진주파수가 민감하게 변동하지 않고 안정되었으며, 입사파로 원편파 사용이 가능함을 관찰하였다. 이러한 주파수 응답 특성을 검증하기 위해 주파수 선택 반사기를 실제로 제작하여 주파수에 따른 투과 계수를 측정하였다. 측정 결과는 계산 결과와 잘 일치되었으며, 14/12 GHz대 주파수에서 투과계수가 0.2 dB 이하로서 입사파가 거의 대부분 투과됨을 관찰할 수 있었고 30/20 GHz대 주파수에서는 투과계수가 약 -20 dB 이상 떨어져 입사파가 거의 전부 반사됨을 확인할 수 있었다.

따라서 제시된 주파수 선택 반사기는 국내 위성통신용 Ku/Ka대역 파라볼라 안테나에 적용될 수 있으며, 최적의 설계와 정밀한 제작이 이루어지면 보다 우수한 성능을 갖는 주파수 선택 반사기가 구현될 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] T. K. Wu, *Frequency Selective Surface and Grid Array*, John Wiley & Sons, Inc., 1995
- [2] R. Mittra, C. H. Chan and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review", *Proc. of IEEE*, vol. 76, no. 12, pp. 1593-1615, Dec. 1988.
- [3] M. L. Zimmerman, S. W. Lee and G. Fujikawa, "Analysis of Reflector Antenna System Including

- Frequency Selective Surface", *IEEE Trans.*, vol. AP-40, no. 10, pp. 1264-1266, Oct. 1992.
- [4] T. K. Wu, "Cassini frequency selective surface development", *Journal of Electromagnetic Waves and App.*, vol. 8, no. 12, pp. 1547-1561, 1994.
- [5] 고지환, 엄만석, "격자 사각 루프 형태를 갖는 주파수 선택 반사기", *대한전자공학회논문지*, 34-D(9), pp. 703-710, Sep. 1997.
- [6] 고지환, 조영기, "원편파 변환 주파수 선택반사기 설계", *대한전자공학회논문지*, 38T(1), pp. 34-42, 2001.
- [7] R. Mittra, R. C. Hall and C. H. Tsao, "Spectral-Domain Analysis of circular Patch Frequency selective surfaces", *IEEE Trans.*, vol. AP-32, no. 5, pp. 533-536, May 1984.
- [8] C. C. Chen, "Scattering by a Two-dimensional Periodic Array of Conducting Plates", *IEEE Trans.*, vol. AP-18, no. 5, pp. 660-665, Sep. 1970.

고 지 환



1982년: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1998년: 경북대학교 전자공학과 (공학박사)
 1985년~2000년: 한국전자통신연

구원 연구원

2000년~현재: 금오공과대학교 전자공학부 교수

[주 관심분야] 안테나 설계, 초고주파 도파관 및 부품 설계, 전자파 산란, 위성통신

조 영 기



1978년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1981년: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1998년: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1981년~현재: 경북대학교 전자전

기공학부 교수

1992년~현재: 국제전파연합(URSI) 한국대표

2000년~현재: 한국전자파학회 학술이사

2002년~현재: 경북대학교 공과대학 BK사업 단장

[주 관심분야] 전자기 산란 및 복사, 주기구조, 안테나 이론