

論文97-34D-9-2

# 격자 사각 루프 형태를 갖는 주파수 선택 반사기

## (Frequency Selective Surface with gridded square-loop elements)

高知 煥 \* , 嚴 萬 錫 \*

(J. H. Ko and M. S. Uhm)

## 요 약

다층으로 겹쳐진 유전체면 위에 도체 격자 사각 루프 형태가 주기적으로 배열되어 있는 FSS에 편파 각도를 갖는 파가 임의의 방향으로 부터 입사될 때 전자파 산란 해석을 다루었으며, 본 수치적 계산에서 사용된 기저 함수로는 roof-top subdomain basis function을 이용하였다. 도체 격자 사각 루프 형 FSS에서 격자의 폭, 도체 사각 루프의 폭, 격자와 사각 루프간의 간격에 따른 반사파와 투과파의 주파수 응답과 편파 특성에 관하여 분석하였다. 그리고 해석 방법을 확인하기 위해 honeycomb 구조로 FSS를 제작하고 전달 손실을 측정하여 입사 각도 및 편파에 따른 주파수 응답 특성을 계산 결과와 비교하였다.

## Abstract

A rigorous analysis method of electromagnetic scattering from frequency selective surface with gridded square loop elements in case of oblique incident and arbitrary polarization is presented, which uses the roof-top subdomain basis function. The frequency response and polarization characteristics of the reflected wave and the transmitted wave for various widths of the grid and the conductor square loop, and for the various gaps between the grid and square loop is investigated. To confirm the validity of presented method, frequency selective surfaces with gridded square loop elements are fabricated with honeycomb structures, calculated values for the frequency response of the reflected wave and the transmitted wave for arbitrary incident angle and polarization are compared with measured values.

## I. 서 론

주파수 선택 반사기(FSS : Frequency Selective Surface)는 일종의 여파기로 1960년대에 등장되어 계속적 연구가 진행되어 왔으며, 용도로는 안테나 레이돔(antenna radomes)이나 다중 대역 안테나에서 반사기 등으로 사용되고 있다.<sup>[1,2]</sup>

예로서 그림 1에서 보는 바와 같이 하나의 반사기로 두개의 주파수 대역을 사용하는데 FSS는 매우 효과적이다. 그림 1에서 보면 주파수 대역 f1은 FSS를 투과하고 다른 주파수 대역 f2은 FSS에서 반사된다. 이러한 기능에 의해 하나의 파라볼라 안테나로 두개의 주파수 대역을 수용할 수 있게 되어 마치 독립된 두개의 안테나가 있는 것처럼 볼 수 있다. 특히 여러 주파수 대역을 사용하는 위성인 경우에는 안테나의 무게와 부피를 줄일 수 있고 또한 제작 비용면에서도 매우 효과적이다. 위성에서 FSS를 사용한 예로, 미국의 Voyager 위성, TDRSS(Tracking Data Relay Satellite System) 위성, 일본의 ETS-VI, N-Star

\* 正會員, 韓國電子通信研究院

(Electronics and Telecommunications Research Institute)

接受日字:1997年5月12日, 수정완료일:1997年7月31日

등이 있다.<sup>[2-5]</sup>

FSS의 종류는 도체 소자가 배열된 패치 형태와 이것과 상보적인(complementary) 슬롯 형태가 있다. 패치 형태의 FSS는 공진 주파수에서 입사파를 전부 반사시키고 그 외의 주파수 대역은 투과되는 특성이 있고, 슬롯 형태의 FSS는 이것과 반대되는 특성을 갖는다. FSS의 주파수 범위는 파장 대 소자 배열의 주기 비에 의해 결정된다. 비가 2 이하 이면 고차 Floquet 모드로 인해 Grating lobe가 발생되어 원하지 않는 방향으로 파가 산란 되기 때문에 파장 대 배열 주기 비를 2 이상으로 제한되어야 한다. 현재 이용되는 단위 셀의 모양은 사각형, 십자형, 원형, 사각형 루프, 원형 루프 등이 있으며, 입사파가 전부 반사 또는 투과될 때의 두 주파수간의 비, 편파 특성, 그리고 입사 각도에 따른 주파수 응답 등에 의해 셀의 모양이 선정된다.

본 논문에서는 격자 사각 루프(grided square-loop) 형태인 FSS에 대하여 논의하고자 한다. 이것은 사각형 슬롯 형태에서 슬롯 내부에 도체 사각 루프를 한번 더 넣는 구조로 이루어져 있다. 격자 사각 루프 형태의 FSS는 반사되는 공진 주파수와 투과되는 공진 주파수간의 비가 적은 경우에도 사용될 수 있으며, 입사 각도에 따른 주파수 응답 특성도 비교적 민감하지 않다. 그리고 TE파나 TM파가 비스듬하게 입사되는 경우에도 모두 거의 동일한 주파수에서 공진되어 원형 편파를 사용하는데 특히 적합하다. 이러한 구조에 대한 전자파 산란 분석은 등가 회로 모델(ECM : Equivalent Circuit Model)<sup>[6]</sup>을 이용하여 해석한 바 있으나 정확한 결과를 얻지 못하였다. 최근에는 roop-top subdomain basis function을 이용한 수치적 계산 방법이 이용되고 있으며, 격자 배열의 한면에 단층 유전체가 있거나 또는 격자 배열의 양면에 단층 유전체가 부착된 구조에 대하여 발표된 바 있다.<sup>[7]</sup>

그러나 실제적으로 사용되는 유전체는 격자 사각 루프 배열의 성능을 저하하지 않고, 저 경량이면서 기계적 강도를 유지하기 위한 honeycomb 또는 Foam core 구조가 사용된다. 이러한 구조는 여러 종류의 유전체로 겹쳐져 있는 것으로 볼 수 있다. 본 논문에서는 다층으로 유전체가 겹쳐진 면 위에 격자 사각 루프가 주기적으로 배열된 구조에 대하여 전자파 산란 해석 방법을 제시하고, 지금까지 논의된 바 없는 격자의 폭, 도체 사각 루프의 폭, 격자와 사각 루프간의 간격

등에 따른 반사파와 투과파의 주파수 응답과 편파 특성에 관하여 논의하고자 한다. 그리고 이론적 결과를 확인하기 위해 honeycomb 구조로 FSS를 제작하고 측정 결과와 비교하고자 한다.

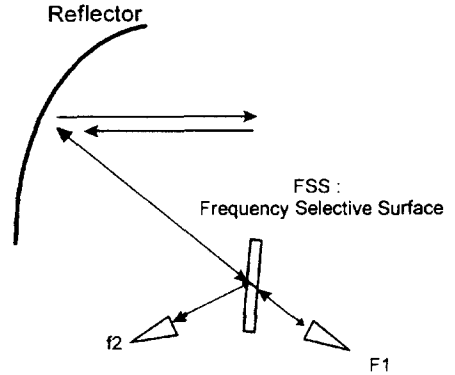
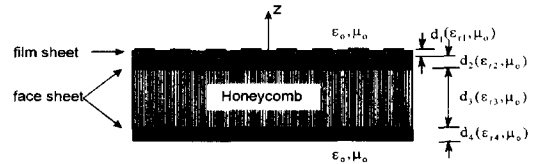
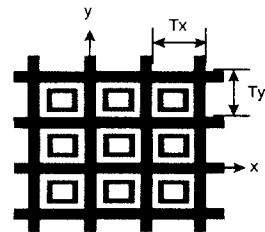


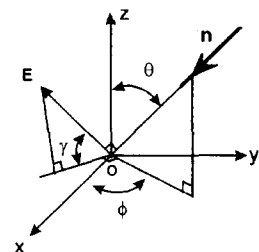
그림 1. FSS를 이용한 오프셋 파라볼라 안테나 예  
Fig. 1. Example of Off-set parabola antennas with FSS.



(a) 단면



(b) 윗면



(c) 입사각도 ( $\theta, \phi$ ) 및 편파각도

그림 2. 격자 사각 루프형 FSS 구조 및 좌표계  
Fig. 2. Structure of the FSS with gridded square-loop elements and coordinate system.

## II. 격자 사각 루프형 FSS 구조

본 논문에서 다루고자 하는 격자 사각 루프형 FSS 구조는 그림 2와 같다. 그림 2a의 유전체는 기계적 강도를 유지하면서 무게가 가벼운 honeycomb 구조로 만들어 진다. honeycomb 내부는 벌집 모양으로 된 정육각형 셀로 구성되어 있으며 셀의 크기는 0.25인치 정도이고, 두께는 대략 5mm ~ 10mm로 여러 가지가 있다. film sheet는 매우 얇은 구리가 박막된 Kapton(화학적 이름으로는 polyimide) film으로 두께는 0.5 ~ 5 mils 범위로 여러 종류가 있으며, 열 변형이 적으며 기계적 특성이 우수하다. 여기에 그림 2b와 같이 격자 사각 루프 모양이 etching 된다. 그리고 그림 2a의 honeycomb 양면에 있는 face sheet는 매우 얇은 합성 섬유로 honeycomb 양면에 접착된다.

본 논문에서는 4개의 유전체 층이 있는 경우로 두고 전자파 산란 문제를 다루었고 구리 박막은 매우 얇으므로 두께는 무시하였다. 그림 2b에서 각 방향의 격자 배열 주기를  $T_x, T_y$ 로 표시하고 유전체의 유전율을  $\epsilon_{ii}$ , 두께를  $d_i$ 로 표시하였다. 그리고 전자파 산란 해석에 사용되는 좌표계는 그림 2c와 같다.

## III. 전자파 산란 해석

FSS 구조의 전자파 산란 특성 해석은 Floquet 이론을 이용한 moment 방법이 주로 사용된다.<sup>[8-10]</sup> 그림 2와 같은 격자 사각 루프 형태에 표면 전류를 표현하는 기저 함수는 roop-top subdomain basis function이 적합하다. 본 논문에서도 이 기저 함수를 이용하여 전자파 산란 문제를 다루고자 한다. 그리고 전자파 산란 해석에서의 좌표계 정의는 표준 좌표계를 사용하였다.

그림 2c에서 편파 각도  $\gamma$ 를 갖는 평면파가 임의의 방향( $\theta, \phi$ )으로부터 FSS 면에 입사 될 때, 입사파는  $z$  방향에 대해 횡단면 전계 성분(TE파)과 자계 성분(TM파)으로 나누어 질 수 있다. 입사파가 TE파일 때 횡단면 전계 성분은

$$\begin{aligned} \bar{E}_T^i(x, y, z) &= \bar{E}_T^i e^{jk_0 r \cdot n(\theta, \phi)} \\ &= (\hat{x} \sin \phi - \hat{y} \cos \phi) E_0 \cos \gamma e^{jk_0 r \cdot n(\theta, \phi)} \end{aligned} \quad (1)$$

이고, TM 파일때 횡단면 전계 성분은

$$\begin{aligned} \bar{E}_T^i(x, y, z) &= \bar{E}_T^i e^{jk_0 r \cdot n(\theta, \phi)} \\ &= (\hat{x} \cos \theta \cos \phi - \hat{y} \cos \theta \sin \phi) E_0 \cos \gamma e^{jk_0 r \cdot n(\theta, \phi)} \end{aligned} \quad (2)$$

과 같이 표현된다.

그리고 도체 표면에 흐르는 전류 성분을  $\bar{J}_T = (j_x \hat{x} + j_y \hat{y}) e^{j(k_x^i x + k_y^i y)}$ 라 두면,  $z > 0$  영역에서 전류 성분에 의해 복사되는  $x, y$  방향의 산란 전계 성분은 다음의 식으로부터 구할 수 있다.<sup>[8-10]</sup>

$$\bar{E}_T^s = \sum_p \sum_q \sum_{-\infty}^{\infty} \hat{G} (k_{xp}, k_{yq}) \cdot \hat{j}_{pq} e^{j(k_{px} x + k_{py} y - k_{pz} z)} \quad (3)$$

여기서 다이아덕 그린 함수는

$$\hat{G} = \hat{x} \hat{x} \hat{G}_{xx} + \hat{y} \hat{x} \hat{G}_{yx} + \hat{y} \hat{y} \hat{G}_{yy} + \hat{x} \hat{y} \hat{G}_{xy} \quad (4)$$

로 주어지고,  $\hat{J}_T$ 는 전류 성분 ( $\bar{J}_T = j_x \hat{x} + j_y \hat{y}$ )을 푸리에 변환한 것으로 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \hat{G}_{xx} & \hat{G}_{yy} \\ \hat{G}_{yx} & \hat{G}_{xy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z^c \cos^2 \theta + Z^h \sin^2 \theta & (Z^c - Z^h) \sin \theta \cos \theta \\ (Z^c - Z^h) \sin \theta \cos \theta & Z^c \sin^2 \theta + Z^h \cos^2 \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\hat{j}_{pq} = \frac{1}{T_x T_y} \int \int_{j_p} \bar{J}_T(x', y') e^{-j(k_{px} x' + k_{py} y')} dx' dy' \quad (6)$$

여기서  $k_{xp}, k_{yq}, k_{zpq}$ 는 각 방향의 전파 상수를 의미하며,  $Z^{e,h}$  그리고  $\sin \theta$ 와  $\cos \theta$ 는 각각 다음의 식과 같다.

$$k_{xp} = 2\pi p / T_x + k_x^i = k_{xp} + k_x^i \quad (7)$$

$$k_{yp} = 2\pi q / T_y + k_y^i = k_{yp} + k_y^i \quad (8)$$

$$k_{zpq} = \sqrt{(k_0^2 - k_{xp}^2 - k_{yq}^2)} \quad (9)$$

$$Z^{e,h} = \frac{1}{Y^{+e,h} + Y^{-e,h}} \quad (10)$$

$$\cos \theta = \frac{k_{xp}}{(k_{xp}^2 + k_{yq}^2)^{1/2}}, \sin \theta = \frac{k_{yq}}{(k_{xp}^2 + k_{yq}^2)^{1/2}} \quad (11)$$

위의 식에서 +, - 표시는  $z$  축 방향을 나타내고,  $e, h$ 는 E 모드(TM), H 모드(TE)를 의미하며,  $z=0$  지점에서  $z$  축의 방향으로 바라본 어드미턴스를 말한다

식 (3)는  $z > 0$ , 반 공간 영역에서 격자 도체에 흐르는 전류에 의한 산란 전계 성분만 구한 것이다. 전류 성분  $\bar{J}_T$ 를 구하기 위해서는 도체 면에서 접촉되는 총 전계 성분은 영이 되어야 하는 조건이 부과되어야 한다. 즉, 유전체면의 위쪽인 반공간 영역에 존재하

는 파는 입사파, 도체 격자가 없는 상태에서의 반사파, 도체의 유도 전류에 의한 산란파로 구분되고, 이들 전체 접선 성분의 총 합은 도체 면에서 영이 되어야 한다. 여기서 입사파  $\bar{E}^i$ 는 식 (1)에 주어지는 량이고 산란파  $\bar{E}^s$ 는 이미 식 (3)에서 구하였으며, 도체가 제거되고 유전체만 있을 때의 반사파  $\bar{E}^r$ 는 참고 문헌 [9]에서 논의된 바가 있다. 따라서 입사파  $\bar{E}^i$ , 반사파  $\bar{E}^r$  그리고 산란파  $\bar{E}^s$ 에 대해 도체 표면에서 ( $z = 0$ ) 횡단면 전체 성분이 영이 되는 조건을 부과하면 다음과 같은 관계식

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \hat{G}(k_{xp}, k_{yq}) \cdot \hat{j}_{T\alpha} e^{j(k_{xp}x + k_{yq}y)} = \bar{E}_{T^i}(x, y, 0) + \bar{E}_{T^r}(x, y, 0) \quad (12)$$

을 얻을 수 있고, 위 식의 양변에서  $e^{-j(k_{xp}x + k_{yq}y)}$ 를 곱하면 오른쪽 항은  $(x, y)$ 에 무관하게 된다.

이제까지는 전류  $\hat{j}_T$ 를 두고 문제를 다루었으나, 지금부터는 전류 분포로 미지계수를 갖는 기저 함수의 선형적인 합으로 표현하고 식 (6)에 적용하고자 한다. 이미 앞에서 격자 사각 루프 형태의 기저 함수로는 roof-top 기저 함수가 적합하다고 언급한 바 있다. 이를 적용하기 위해서는 하나의 셀을  $x, y$  방향으로  $M \times N$  개로 나누고, 나누어진 작은 사각형의 크기는  $\Delta x \times \Delta y$ 로 두면 전류  $\hat{j}_T$ 는 미지의 계수  $j_{xmn}, j_{ymn}$ 이 포함된 다음의 식과 같이 표현된다.

$$j_x(x, y) = \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} j_{xmn} \wedge_{m+1/2}(x) \Pi_n(y) \quad (13a)$$

$$j_y(x, y) = \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} j_{ymn} \Pi_m(x) \wedge_{n+1/2}(y) \quad (13b)$$

여기서

$$\wedge_m(x) = \begin{cases} 1 - |x - m\Delta x| / \Delta x, & |x - m\Delta x| < \Delta x \\ 0, & |x - m\Delta x| > \Delta x \end{cases} \quad (14a)$$

$$\Pi_m(x) = \begin{cases} 1, & |x - m\Delta x| < \Delta x / 2 \\ 0, & |x - m\Delta x| > \Delta x / 2 \end{cases} \quad (14b)$$

위의 식 (13)을 식 (6)에 대입한 후 Fourier 변환을 하면 다음과 같다.

$$\hat{j}_{\alpha pq} = \frac{1}{MN} \text{sinc}^2\left(\frac{p\pi}{M}\right) \text{sinc}\left(\frac{q\pi}{N}\right) e^{-jp\pi/M} \cdot \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} j_{xmn} e^{-j(2\pi pm/M + 2\pi qn/N)} \quad (15a)$$

$$\hat{j}_{\alpha pq} = \frac{1}{MN} \text{sinc}\left(\frac{p\pi}{M}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{q\pi}{N}\right) e^{-jq\pi/N} \cdot \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} j_{ymn} e^{-j(2\pi pm/M + 2\pi qn/N)} \quad (15b)$$

위의 식 (15)을 식 (12)에 대입하고, Galerkin 방법을 이용하여 식 (12)을 testing 하면 다음식과 같은 선형 대수 방정식을 얻는다.

$$\frac{1}{MN} \sum_{p'=-M/2}^{M/2-1} \sum_{q'=-N/2}^{N/2-1} \hat{A}(k_{xp'}, k_{yq'}) \cdot \left[ \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \hat{j}_{mn} e^{-j(2\pi p'm/M + 2\pi q'n/N)} \right] \cdot e^{-j(2\pi p's/M + 2\pi q't/N)} = [\bar{E}_{T^i} + \bar{E}_{T^r}] \quad (16)$$

식 (16)에서  $\hat{A}$  각 요소들은

$$\hat{A}_{xx}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_u \sum_v \sum_x \sum_y \hat{G}_{xx}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}^4\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{q''\pi}{N}\right) \quad (17a)$$

$$\hat{A}_{xy}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_u \sum_v \sum_x \sum_y \hat{G}_{xy}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}^3\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}^3\left(\frac{q''\pi}{N}\right) \cdot e^{j(p''\pi M - q''\pi N)} \quad (17b)$$

$$\hat{A}_{yx}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_u \sum_v \sum_x \sum_y \hat{G}_{yx}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}^3\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}^3\left(\frac{q''\pi}{N}\right) \cdot e^{j(p''\pi M - q''\pi N)} \quad (17c)$$

$$\hat{A}_{yy}(k_{xp'}, k_{yq'}) = \sum_u \sum_v \sum_x \sum_y \hat{G}_{yy}(k_{xp'}, k_{yq'}) \text{sinc}^4\left(\frac{p''\pi}{M}\right) \text{sinc}^4\left(\frac{q''\pi}{N}\right) \quad (17d)$$

로서 주어지는데, 여기서  $p'' = p' + uM, q'' = q' + vN$ , 이고  $s, t$ 는 정수를 의미한다. 식 (16)의 선형 대수 방정식의 해를 구하기 위해서는 Direct inverse 방식과 conjugate gradient iteration 방법이 있다. 최근에는 컴퓨터의 성능 향상으로 상당한 matrix 크기에 도 방정식의 해를 구할 수 있으므로 본 논문에서는 direct inverse 방법을 사용하였다. 식 (16)에서 미지의 계수  $j_{mn}$ 를 구하면 도체 격자 사각 루프에서의 전류 성분을 알 수 있게 되어 식(3)의 산란 전체 성분은 쉽게 얻어 질 수 있다.

그리고 식 (9)을 보면 파장 대 주기의 비가 2 배 이상인 경우에 고차 모드 ( $p = 0, q = 0$ )는 사라지게 되고 기본 모드만 전파되는 조건을 알 수 있다. FSS는 기본 모드만 존재하는 조건에서 사용되므로  $z > 0$  영역에서 산란 전체 성분은 식 (3)으로부터 다음과 같

이 간단한 식을 얻을 수 있다.

$$\vec{E}_T^s(x, y, z) = \frac{1}{G} (k_x^i, k_y^i) \cdot \hat{j}_{\infty} e^{i(k_x x + k_y y - k_z z)} \quad (18)$$

여기에서  $\hat{j}_{\infty}$ 는

$$\hat{j}_{\infty} = \frac{1}{MN} \sum_{m,n} \hat{j}_{mn} \quad (19)$$

로 표현된다. 따라서 FSS에 의한 반사파는  $\vec{E}_T^s + \vec{E}_T^r$ 로 주어지게 되며, 반사파의 세기와 투과파의 세기의 합은 입사파의 세기와 동일하므로, 반사파의 세기를 구하면 투과파의 세기는 바로 계산된다.

#### IV. 격자 사각 루프형 FSS 분석

앞 절에서 제시된 전자파 산란 해석에 대한 계산 결과를 참고 문헌 [7]에 제시된 결과와 비교하였다. 문헌에 언급된 FSS 구조는 단층인 유전체로 되어 있으며 본 논문의 산란 해석과 일치된 결과를 얻었다. 그리고 수렴도 조사에서도 매우 양호하였으며, 본 논문에서는 측정 결과와 비교하므로 수렴 결과 제시를 생략한다.

그림 3은 격자 사각 루프형 FSS에서 단위 셀의 모양을 나타낸 것이다. 여기서 도체 격자의 폭은  $W_1$ , 사각 루프의 폭은  $W_2$  그리고 간격은  $G$ 로 표시한다.

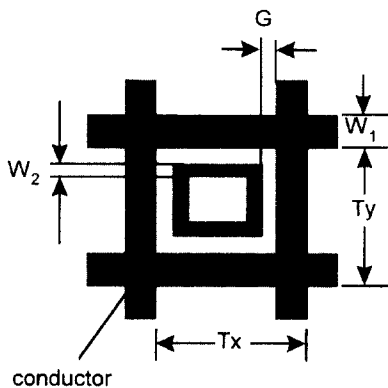


그림 3. 격자 사각 루프 형 FSS의 단위 셀  
Fig. 3. Unit cell of FSS with gridded square loop elements.

지금부터는 격자 폭, 사각 루프 폭 그리고 간격에 따른 편파 특성과 반사파와 투과파의 주파수 응답 특성을 분석하고자 한다. 본 분석에서 사용될 유전체 구

조 그림 2와 같으며 honeycomb의 두께는 10mm, 유전율은 1.07, honeycomb 양면에 접착되는 face sheet의 두께는 0.3mm로 매우 얇고 유전율은 3.55이고 격자가 etching된 film sheet의 두께는 0.06mm로 무시할 정도이다. 그리고 파장 대 주기의 비는 앞 절에서 언급한 바와 같이 기본 모드인 반사파와 투과파만 발생하도록 하기 위하여 2배 이상 두께 두었다. 기본 모드만 존재하는 조건에서는 입사파가 전부 투과하면 전달 계수는 1, 손실면에서는 0 dB가 되고, 반대로 전부 반사하게 되면 전달 계수는 0이 되고 손실면에서는 매우 크게 된다. 이러한 관계로 이제부터 다루는 FSS 특성 분석에서는 투과파 대 입사파 전력 비인 전달 손실에 대한 결과를 제시하고 도체 폭과 간격에 따른 효과를 논의하려 한다.

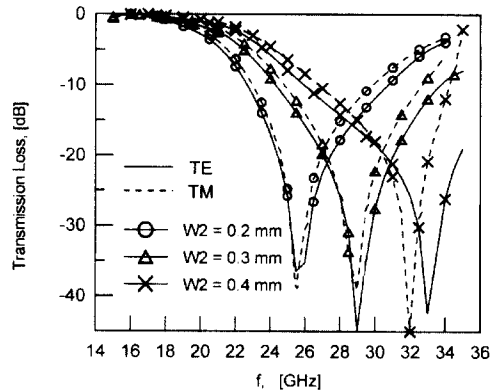


그림 4. 사각 루프 폭(W2)에 따른 투과 손실  
( $T_x=T_y=3\text{mm}$ ,  $W_1=0.2\text{mm}$ ,  $G=0.2\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=\epsilon_{r3}=3.55$ ,  $\epsilon_{r4}=1.07$ ,  $d_1=0.06\text{mm}$ ,  $d_2=d_3=0.3\text{mm}$ ,  $d_4=10\text{mm}$ ,  $\theta=30^\circ$ ,  $\phi=0^\circ$ )

Fig. 4. Transmission loss for various widths ( $W_2$ ) of the square loop.

먼저, 단위 셀에서 격자 폭  $W_1$ , 사각 루프  $W_2$  그리고 간격  $G$ 를 각각 동일하게 0.2mm로 두고  $\theta=30^\circ$ ,  $\phi=0^\circ$ 인 방향으로부터 TE파(편파각도:  $\gamma=0^\circ$ ) 또는 TM파(편파각도:  $\gamma=90^\circ$ )가 입사될 경우에 주파수에 따른 전달 손실을 계산하고, 사각 루프 폭  $W_2$ 만 0.3mm, 0.4mm로 약간씩 넓게 하면서 다시 전달 손실을 계산하여 그림 4에 나타내었다. 그림 4에서 사각 루프 폭  $W_2$ 가 0.2mm일때 16 GHz에서 입사파가 전부 투과하고 25.5 GHz에서는 전부 반사되고 있음을 볼 수 있다. 바로 이러한 동작을 이용하여 그림 1과 같은 이중 대역 안테나가 구현된다. 그림 4에서 사각

루프의 폭이 0.2mm, 0.3mm, 0.4mm일때 전달 손실을 보면 투과되는 공진 주파수는 거의 변화가 없는 반면에 반사되는 공진 주파수는 약 3.5 GHz 씩 증가한다. 이는 사각 루프 내부의 슬롯 크기만이 감소하는데 비롯되는 것으로 여겨진다. 이러한 경향은 FSS 설계시 사각 루프 폭을 조절함으로써, 요구 주파수를 최적화 하는데 매우 유용하다.

다음은 사각 루프의 폭을 0.2mm로 두고 격자와 사각 루프간의 간격 G를 0.2mm에서 0.3mm, 0.4mm로 증가함에 따른 전달 손실 변화를 그림 5.에 나타내었다. 이 경우에도 그림 4와 같이 비슷한 경향을 보여주고 있으나, 다른 점은 완전히 투과되는 공진 주파수는 17.5 GHz, 22 GHz로 증가하고 반사되는 공진 주파수도 30 GHz, 34GHz로서, 보다 크게 증가한다. 그림 4의 경우와 비교하여 보면 사각 루프 내 슬롯의 크기는 적어지고 간격 G는 크게 되어 투과되는 공진 주파수도 함께 증가함을 알 수 있다.

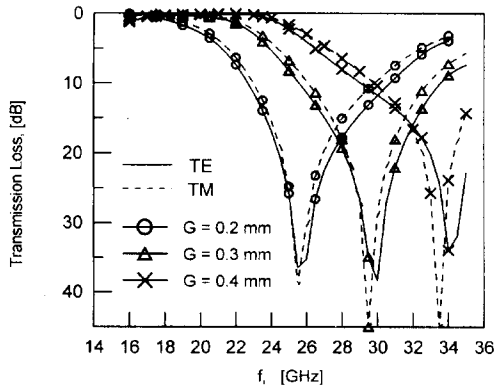


그림 5. 격자와 사각 루프간의 간격(G)에 따른 투과 손실

(Tx=Ty=3mm, W1=0.2mm, W2=0.2mm,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r4} = 3.55$ ,  $\epsilon_{r3} = 1.07$ ,  $d_1 = 0.06\text{mm}$ ,  $d_2 = d_4 = 0.3\text{mm}$ ,  $d_3 = 10\text{mm}$ ,  $\theta = 30^\circ$ ,  $\phi = 0^\circ$ )

Fig. 5. Transmission loss for various gaps(G) between the grid and the square loop

마지막으로 간격 G와 사각 루프의 폭 W2를 각각 0.2mm로 두고, 격자 폭 W1을 0.2mm, 0.3mm, 0.4mm인 경우에 전달 손실을 그림 6에 나타내었다. 이 경우는 격자 폭이 크게 됨에 따라, 같은 비율로 격자 내부의 크기도 줄어 들게 된다. 그림 4와 그림 5.에서 살펴본 두 경우의 분석 결과로부터 예상할 수 있듯이, 그림 6에서와 같이, 투과되는 공진 주파수와 반

사되는 공진 주파수가 함께 증가되어 마치 곡선 전체가 오른쪽으로 움직이는 것처럼 보인다. 그리고 격자 폭이 넓으면 투과되는 주파수 대역에서 전달 손실 곡선이 완만하게 되고 약간의 손실을 초래하게 된다. 그리고 TE파와 TM파는 모두 거의 같은 공진 주파수에서 반사되거나 투과되어 원형 편파인 경우에 적합함을 확인할 수 있다.

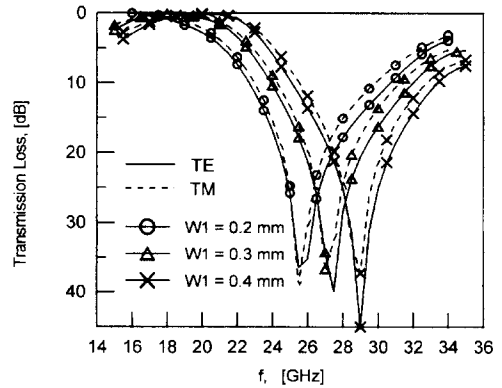


그림 6. 격자 폭(W1)에 따른 투과 손실  
(Tx=Ty=3mm, G=0.2mm, W2=0.2mm,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r4} = 3.55$ ,  $\epsilon_{r3} = 1.07$ ,  $d_1 = 0.06\text{mm}$ ,  $d_2 = d_4 = 0.3\text{mm}$ ,  $d_3 = 10\text{mm}$ ,  $\theta = 30^\circ$ ,  $\phi = 0^\circ$ )

Fig. 6. Transmission loss for various widths (W1) of the grid.

이제까지는 단위 셀의 격자 사각 루프의 주요 요소 변화에 따른 FSS의 주파수 응답 특성에 대하여 분석하였다. 이러한 분석 결과를 이용하면 매우 용이하게 격자 사각 루프 형태의 FSS를 설계할 수 있을 것으로 사료된다.

### V. FSS 측정 결과 및 고찰

앞 절의 분석 방법에 입각하여 격자 사각 루프형의 FSS를 제작하고 측정하였다. FSS 구조는 그림 2와 같으며 유전율은  $\epsilon_{r1} = 3.55$ ,  $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r4} = 2.45$ ,  $\epsilon_{r3} = 1.09$  이고, 각 유전체의 두께는  $d_1 = 0.06\text{mm}$ ,  $d_2 = d_4 = 0.7\text{mm}$ ,  $d_3 = 6.45\text{mm}$ 로 앞에서 분석한 것과는 약간 다른 재질을 사용하였다. 그리고 배열의 주기는 각 방향에 대해 Tx=Ty=3mm로 동일하고, 셀의 크기는 W1=0.3mm, G=0.2mm, W1=0.2mm로 두었다. 이에 대한 이론 및 측정 결과를 그림 7에 나타내었다. 시험 측정은 30 cm X 30 cm 크기의 FSS를 중앙에 위치한 회전판

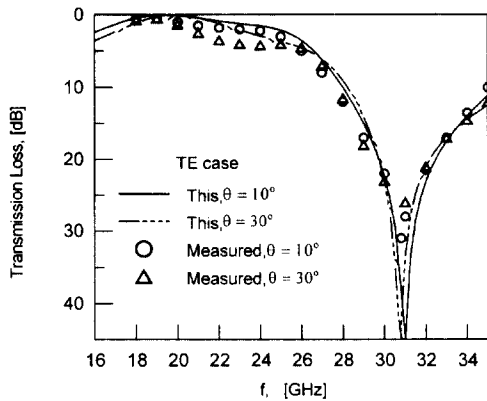
위에 세우고, 이로 부터 양쪽 60 cm 떨어진 지점에 송수신 표준 혼 안테나를 서로 마주보게 설치 구성하고, Vector Network Analyzer로 상대적 전달 손실을 측정하였다. 표준 혼 안테나와 FSS간의 거리는 평면파가 유지되게 충분한 거리를 유지하였다. 이의 근거리 주파수가 30 GHz이고 사용한 혼 안테나의 크기가 3.5cm 일때 Fraunhofer 거리는 24.5 cm로 계산된다. 그림 7은 입사파가 TE 및 TM인 경우에  $\theta$ 를  $10^\circ$ 와  $30^\circ$ 에 대해 전달 손실을 보여 주는 것으로 측정치는 계산치와 비교적 일치됨을 알 수 있다. 그림에서 보면 반사 및 투과되는 공진 주파수는 31 GHz와 19 GHz 대로 반사파는 거의 손실이 없고, 투과파는 공진 주파수에서 손실이 0.3dB 이내로 양호한 결과를 얻었다.

그림 7에서 입사파가 TE 또는 TM인 경우에 파가 비스듬하게 입사될 때에도 거의 동일한 주파수에서 공진되는 것을 볼 수 있으며, 이러한 특성에 의해 격자 사각 루프형 FSS는 입사파가 원형 편파인 경우에 적합함을 알 수 있다. 그리고 입사파의 방향이  $\theta=10^\circ$ 와  $30^\circ$ 인 경우를 비교하여 보면 공진 주파수의 변동이 매우 적어 입사 각도에 대해 별로 민감하지 않음을 알 수 있다. 이것은 그림 1.에서 보는 바와 같이 실제로 FSS를 안테나에 설치할 때의 작업을 용이하게 하고, 안테나 기구물 설계 시 구현상의 어려움을 다소 줄일 수 있다.

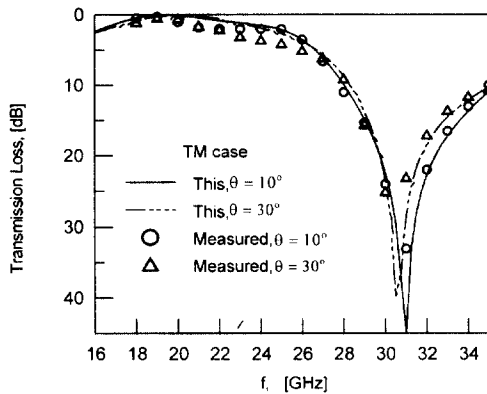
### VI. 결론

다층으로 겹쳐진 유전체면 위에 도체 격자 사각 루프 형태가 주기적으로 배열된 FSS에 대해 전자파 산란 해석 방법을 다루었다. 수치적 계산에 사용된 기저함수는 roof-top subdomain basis function을 이용하였고, 계산 결과의 타당성을 확하기 위해 측정 결과와 비교하였다. 본 논문에서의 제시된 해석의 계산 결과는 측정치와 일치되었으며 파가 비스듬하게 입사되는 경우에도 반사파의 손실은 무시될 정도로 매우 적었으며 투과파의 손실은 0.3dB 이내로 양호한 결과를 얻었다. 그러나 제작상의 오차를 개선 하고 face sheet 의 두께가 좀더 얇은 것을 사용하면 투과 손실을 보다 적게 할 수 있다. TE파 또는 TM파가 비스듬하게 입사될 때 두 경우 모두 거의 동일한 주파수에서 공진 되어 원형 편파를 사용할 수 있음을 확인하였고, 입사 각도에 따른 공진 주파수 변화도 민감하지 않았다.

그리고 격자 사각 루프 형태의 FSS에서 격자 폭, 간격 및 도체 사각 루프 폭에 따른 주파수 응답 및 편파 특성을 분석하였다. 일정한 단위 셀의 크기에서 도체 사각 루프의 폭이 커짐에 따라 반사되는 공진 주파수는 크게 증가하였으며, 간격이 커짐에 따라서 반사 및 투과파의 공진 주파수가 모두 증가하고, 격자 폭이 커지는 경우에는 반사 및 투과파의 공진 주파수는 거의 같은 비율로 증가되었다. 또한 편파 특성은 측정 결과처럼 TE파 및 TM파 모두 거의 동일한 주파수에서 공진 됨을 확인할 수 있었다. 따라서 본 논문에서 논의한 이론 및 실험적인 결과들은 격자 사각 루프 형태의 FSS를 설계할 때 매우 유용할 것으로



(a) TE case



(b) TM case

그림 7. 이론치와 측정치간의 비교  
 ( $T_x=T_y=3\text{mm}$ ,  $W_1=0.3\text{mm}$ ,  $W_2=0.2\text{mm}$ ,  $G=0.2\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r1}=3.45$ ,  $\epsilon_{r2}=\epsilon_{r4}=2.45$ ,  $\epsilon_{r3}=1.09$ ,  $d_1=0.06\text{mm}$ ,  $d_2=d_4=0.7\text{mm}$ ,  $d_3=6.45\text{mm}$ ,  $\phi=0^\circ$ )  
 Fig. 7. Comparison of this theory and experiment.

예상된다.

### 참 고 문 헌

- [1] Mittra R., Hall R. C. and Tsao C. H., "Spectral domain analysis of circular patch frequency selective surface," *IEEE Trans.*, vol. AP-32, no. 5, pp. 533-536, 1984
- [2] Schennum, G. H., "Frequency-selective surfaces for multiple frequency antennas," *Microwave Journal*, vol. 16, pp. 55-57, May 1973
- [3] Agrawal, V. D., and W. A. Imbriale, "Design of dichroic Cassegrain subreflector," *IEEE Trans.*, vol. AP-27, no. 4, pp. 466-473, July 1979
- [4] I. Ohtomo, H. Kumazawa, Y. Kawakami and T. Yasaka, "Development of the on-board Fixed and Mobile Multibeam antenna for ETS-VI satellite," *The 13th ICSSC*, no. 90-0805, March 1990
- [5] T. K. Wu, "Cassini frequency selective surface development," *Journal of Electromagnetic Waves and App.*, vol. 8, no. 12, pp. 1547-1561, 1994
- [6] C. K. Lee and R. J. Langley, "Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence," *IEE Proc.*, Pt. H, no. 6, pp. 395-399, Oct. 1985
- [7] T. K. Wu, *Frequency selective surface and grid array*, John Wiley & Sons, Inc. pp. 118-124, 1995
- [8] 고지환, 정승우, 강성춘, 조영기, 손현, "주기적인 도체 패치 배열에서의 전자파 산란," '96년도 추계 마이크로파 및 전파 학술발표대회 논문집, pp. 184-187, 1996.
- [9] 고지환, 박광량, 김재명, 조영기, 손현, "십자형 다이폴로 배열된 Frequency Selective Surface 설계," *전자공학회 논문지*, 부고중, Feb. 1997.
- [10] Mittra R., C. H. Chan and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces," *Proc. IEEE*, vol. 76, no. 12, pp. 1593-1615

### 저 자 소 개

高知煥(正會員) 第33卷 A編 第8號 參照



嚴萬錫(正會員)

1964년 4월 19일생. 1987년 2월 중앙대 전자공학과 졸업(학사). 1989년 2월 중앙대 전자공학과 졸업(석사). 1992년 8월 ~ 현재 한국전자통신연구원 탑재장치연구실, 선임연구원