

도파관 급전 구조를 가진 마이크로스트립 안테나의 해석

正會員 최 상 훈*, 남 상 옥**

Analysis of Microstrip Antenna with Waveguide Feeding Structure

Sang Hoon Choi*, Sang Wook Nam** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 도파관 슬롯 결합 마이크로스트립 안테나를 마이크로스트립 안테나의 개선된 급전 구조로서 제안하고 해석을 수행하였다. 해석 과정에서 스트립과 슬롯 사이의 유전체 기판의 존재가 충분히 고려되었다. 안테나 특성 파악을 위해 스트립의 전류 분포와 슬롯의 자류 분포를 알아내기 위한 수치해석 방법으로 모멘트법과 공간 주파수 영역법이 사용되었다. 해석 결과, 제안된 구조는 개선된 특성과 대량 생산의 용이함으로 인하여 배열 안테나의 설계시 우수한 단위요소로 쓰일 수 있음을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, A waveguide-fed slot-coupled microstrip antenna is proposed as enhanced feeding structure of microstrip antenna and an analysis is presented. The presence of dielectric substrate between a strip and a slot is explicitly taken into account in this analysis. The evaluation of the antenna characteristics is carried out using the method of mements and the spectral domain approach in terms of the electric current distribution on the strip and the magnetic current distribution on the slot. From the results, we can conclude that the proposed structure is adequate for array antennas, due to ease of mass production and enhanced antenna performance.

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 소형, 경량, 제조상의 용

이함이라는 특징 때문에 많은 분야에서 사용되고 있다. 반면 유전체 기판의 특성상 급전 손실이 크고 작은 전력만을 취급할 수 있다는 단점도 존재한다. 한편 도파관 슬롯 안테나는 손실이 작고 대 전력을 다룰 수 있다는 이점으로 인해 레이더 등의 평면형 배열 안테나에서 기본 소자로 쓰이고 있다[1].

본 논문에서는 마이크로스트립 안테나와 도파관

*서울대학교 전기공학부 박사과정

**서울대학교 전기공학부 부교수

論文番號:97202-0617

接受日字:1997年 6月 17日

슬롯 안테나의 장점을 결합하려는 시도를 통해 새로운 마이크로스트립 안테나의 급전 구조를 제안하고자 한다. 아울러 제안한 급전 구조의 해석을 수행한다. 본 논문의 급전 구조는 마이크로스트립과 도파관 슬롯의 결합 형태를 띠고 있다. 또한 마이크로스트립 안테나의 구조상 스트립과 급전 도파관 사이에 유전체 기판을 가지고 있어서 유전체 두께의 변화를 통해 특성을 바꿀 수 있으므로, 특정한 조합의 경우, 기존의 구조에 비해 향상된 성능을 보일 것으로 기대된다.

이와 관련된 연구 결과를 살펴 보면, 일부 문헌에서는 슬롯위에 올려진 스트립이 2차 안테나 요소로 작용하여 안테나 특성이 개선되는 것을 보였다[2]. 또한 스트립 다이폴이 부착된 도파관 슬롯 안테나가 제안되어, 적당한 구조에서 원형편파를 만들 수 있음도 보고된 바 있다[2, 3]. 하지만 전자의 경우, 이상적인 전류원과 무한 도체평면위에 아무런 지지물질이 없이 존재하는 이상적인 다이폴이 결합된 구조를 대상으로 하였기 때문에, 도파관 급전 슬롯과 마이크로스트립 등과 같은 실제 안테나 구성과 거리가 멀다는 점을 지적할 수 있다. 후자의 경우도 원형 편파 생성에 주안점을 둔 까닭에 안테나로서의 특성 개선의 측면에서는 충분하지 못한 결과를 제시하였다. 물론 안테나 성능에 영향을 주는 유전체 기판의 효과도 고려되지 않았다.

본 논문에서 제안된 안테나는 급전 슬롯이 가공되어 있는 도파관과 슬롯 위의 유전체 기판, 제일 위의 스트립 다이폴로 이루어져 있다. 이러한 구조에서 유전체 기판의 존재는 실제적인 스트립 다이폴 지지물질로서의 역할과 동시에 안테나 특성의 개선에도 지대한 영향을 미친다. 해석면에서는 유전체 기판의 효과를 고려하기 위한 공간 주파수 영역의 그린 함수를 사용하였다[4]. 아울러 슬롯상의 전장을 구하는 과정에서 도파관내의 그린함수로서 종전의 스티븐슨 그린 함수[1, 5]대신 Rahmat-Samii 그린 함수[6]를 이용하였다. 이 경우 벡터 포텐셜 함수를 매개로 전자장을 전개하여 범용성이 확보되며, 그린 함수의 수렴 가속화 기법의 적용이 용이하다[6].

II. 이 론

해석할 구조는 그림 1과 같다. 우선 구형 도파관의

넓은 쪽 면에 길이 $2l_s$, 폭 w_s 인 슬롯이 존재하며, 도파관의 가장자리로부터 측정된 슬롯의 오프셋은 y_0 이다. 그리고 슬롯 위에 유전체 기판의 두께에 해당하는 d 만큼의 거리를 두고 길이 $2l_d$, 폭 w_d 인 스트립이 있다. 도파관은 공기로 채워져 있으며, 넓은 쪽과 좁은 쪽의 치수는 각각 a 와 b 이다. 마이크로스트립 안테나의 구조상 마이크로스트립의 얇은 접지면이 슬롯이 가공되는 도파관의 넓은 면의 역할을 담당할 수 있도록 제작 가능하기 때문에 도파관 벽 두께의 영향은 무시할 수 있다. 아울러 슬롯이 가공되어 있는 도파관의 넓은 면, 즉 마이크로스트립의 접지면은 충분히 넓은 평면이라고 가정하였다.

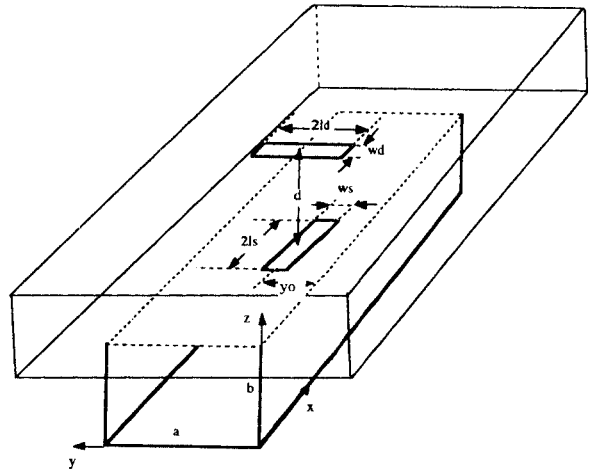


그림 1. 도파관 급전 마이크로스트립 안테나의 구조

이러한 구조의 특성 해석을 위해서는 슬롯에서의 전장과 스트립에서의 전류를 구해야 할 필요가 있다. 슬롯상의 전장은 등가원리에 의해 자유로 치환될 수 있으며, 이 자유와 적당한 그린 함수의 적용을 통해 도파관 내의 전자장과 유전체 기판에서의 전자장을 유도해 낼 수 있다. 게다가 스트립상의 전류 또한 같은 방법으로 유전체 기판에서의 전자장을 생성하게 된다. 본 해석의 경우, 도파관 영역에서 Rahmat-Samii의 포텐셜 그린 함수를 사용하고, 유전체 기판 영역에서는 공간 주파수 영역의 그린 함수를 사용하였다. 이 과정을 통해 유도된 각 영역에서의 전자장으로부터 슬롯에서의 등가 자유와 스트립에서의 전류를 구

하기 위한 식은 슬롯과 스트립의 전자장 경계 조건에 의해 만들어지며, 이 결합식은 모멘트 방법에 의해 풀 수 있다.

슬롯에서의 자유와 스트립에서의 전류를 구하면 안테나 공진길이, 어드미턴스를 비롯한 안테나의 특성을 알아내는 것이 가능한데, 일반적으로 슬롯과 스트립의 길이가 각각의 폭에 비해 큰 치수를 가지도록 설계되므로, 자유와 전류는 길이방향 성분만을 가진다고 가정한다. 또한 유전체 영역에서의 해석을 위해 자유와 전류의 Fourier 변환형태를 사용할 수 있다.

전자장 경계조건을 적용할 경우, 슬롯에서는 자장의 접선 성분의 연속조건이 부과되며, 스트립에서는 전장의 접선성분이 0이라는 조건이 부과된다. 이러한 경계조건에 의해 만들어진 각 경계에서의 전장과 자장의 식은 다음과 같다.

$$\hat{n}_{\text{slot}} \times [\vec{H}^{\text{inc}} + \vec{h}_w(\vec{M})] = \hat{n}_{\text{slot}} \times [\vec{h}^d(-\vec{M}) + \vec{h}_d(\vec{J})] \text{ on slot} \quad (1)$$

$$\hat{n}_{\text{strip}} \times [\vec{e}_d(-\vec{M}) + \vec{e}_d(\vec{J})] = 0 \text{ on strip} \quad (2)$$

여기에서 H^{inc} 는 도파관의 입사모드로 TE_{10} 모드를 가정하였고, 종단에서 정합되어 반사없이 진행하는 진행파의 형태를 가진다. 또한 h_w 는 도파관의 그린함수를 사용하여 구한 자장, h_d, e_d 는 유전체 영역에서의 공간 주파수 영역 그린 함수를 사용하여 구한 자장과 전장이다.

먼저 h_w 는 슬롯상의 자유 M 의 함수로서 그 형태는 다음과 같다.

$$\vec{h}_w(\vec{M}) = \frac{1}{j\omega\mu} [k^2 \vec{F} + \nabla(\nabla \cdot \vec{F})] \quad (3)$$

여기서 F 는 자기 벡터 포텐셜로서 자유 M 은 길이 방향, 즉 x 방향만을 가정했으므로, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{F} = \hat{x} \iint M_x G_{Fx} ds' \quad (4)$$

이 식에서 G_{Fx} 는 전기벡터포텐셜 다이어덕 그린 함수의 x 성분이다.

$$G_{Fx} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \epsilon_n}{2ab\gamma_{mn}} e^{-\gamma_{mn}|x-x'|}$$

$$\cos \frac{m\pi y}{a} \cos \frac{m\pi y'}{a} \cos \frac{m\pi z}{a} \cos \frac{m\pi z'}{a} \quad (5)$$

γ_{mn} 는 도파관 mn 모드의 전파상수로서 다음의 값을 가진다.

$$\gamma_{mn} = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k^2}, & \text{if } \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 > k^2 \\ j\sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

아울러 Neumann number ϵ_m 은 다음과 같다.

$$\epsilon_m = \begin{cases} 1, & m=0 \\ 2, & m>0 \end{cases} \quad (7)$$

이러 각 경계면의 전류원, 자유원에 의한 유전체 영역의 전자장 h_d, e_d 는 아래의 식(8)처럼 표현할 수 있다.

$$\vec{h}_d(\vec{M}) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q^{\text{HM}} \tilde{M} e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (8a)$$

$$\vec{h}_d(\vec{J}) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q^{\text{HJ}} \tilde{J} e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (8b)$$

$$\vec{e}_d(\vec{M}) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q^{\text{EM}} \tilde{M} e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (8c)$$

$$\vec{e}_d(\vec{J}) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q^{\text{EJ}} \tilde{J} e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (8d)$$

여기에서 $Q^{\text{HM}}, Q^{\text{HJ}}, Q^{\text{EM}}, Q^{\text{EJ}}$ 는 각각 자유와 전류에 의한 자장과 전장의 공간 주파수 영역 그린함수[4]이며, \tilde{M} 과 \tilde{J} 는 자유와 전류의 Fourier 변환이다.

모멘트 방법을 적용하는 단계에서 기저함수로는 roof-top 함수를, 시험함수로는 펄스 함수를 사용하여 line-testing을 수행하였다[6]. roof-top 함수의 식은 다음과 같다.

$$\Lambda_i(\vec{r}') = \Lambda_i^+(\vec{r}') + \Lambda_i^-(\vec{r}') \quad (9)$$

$$\Lambda_i^+(\vec{r}') = \begin{cases} \hat{u}_i \left(\frac{u'}{2U_i} + \frac{1}{2} \right), & \text{if } |u'| \leq U_i, |v'| \leq V_i \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10a)$$

$$\Lambda_i^-(\vec{r}') = \begin{cases} \hat{u}_{i+1} \left(\frac{-u'}{2U_{i+1}} + \frac{1}{2} \right), & \text{if } |u'| \leq U_{i+1}, |v'| \leq V_{i+1} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10b)$$

line-testing을 위한 펄스형태의 시험함수는 식(11), (12)에 나타내었다.

$$\overline{\overline{\Pi}}_i(\vec{r}') = \overline{\overline{\Pi}}_i^+(\vec{r}') + \overline{\overline{\Pi}}_i^-(\vec{r}') \quad (11)$$

$$\overline{\overline{\Pi}}_i^+(\vec{r}') = \begin{cases} \hat{u}_i & , \text{if } 0 \leq u \leq U_i, v = 0 \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (12a)$$

$$\overline{\overline{\Pi}}_i^-(\vec{r}') = \begin{cases} \hat{u}_{i+1} & , \text{if } 0 \leq u \leq U_{i+1}, v = 0 \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (12b)$$

여기서 \hat{u}_i, \hat{v}_i 는 i 번째 세그먼트 패치의 중심을 원점으로 하는 국부좌표계의 단위벡터들이다.

모멘트 방법의 적용에 의해 만들어진 행렬식은 다음과 같은 형태를 가진다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ O \end{bmatrix} \quad (13)$$

이 행렬식의 각 요소는 아래의 식으로 표현된다.

$$A_{mn} = \frac{1}{j\omega\mu} \int_{S_m} M_m \hat{x}k^2 \int_{S_n} M_n G_{F_x} ds' + \nabla \cdot (\nabla \cdot \hat{x} \int_{S_n} M_n G_{F_x} ds) dl + \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{M}_m^* Q^{HM} \tilde{M}_n dk_x dk_y \quad (14a)$$

$$B_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{M}_m^* Q^{HJ} \tilde{J}_n dk_x dk_y \quad (14b)$$

$$C_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_m^* Q^{EM} \tilde{M}_n dk_x dk_y \quad (14c)$$

$$D_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_m^* Q^{EJ} \tilde{J}_n dk_x dk_y \quad (14d)$$

$$I_m = \int_{S_m} M_m H_{inc} ds \quad (14e)$$

행렬식에서 v_n 과 i_n 는 각각 자류와 전류 기저함수의 미지 계수이며, 이들은 역행렬을 구하여 행렬곱셈을 하는 과정을 거쳐 구해진다. 각 행렬식의 요소를 실제적으로 구하는 작업에서 효율적인 적분 계산을 위해 몇가지 기법을 사용하였다. 우선 도파관내 그린함수에 나타나는 무한급수를 빠르게 계산할 수 있도록 Kummer의 급수변환을 활용한 수렴 가속화 기법[6]이 이용되었다. 또한 적분에서 전원점과 전장점이 동일한 지점에 있을 때 발생하는 특이점(Singularity)에 의

해 야기되는 문제점을 해결하기 위해, 특이점에 해당하는 부분은 따로 떼어내어 해석적으로 계산하고, 나머지 부분만을 수치적으로 계산하여 두 결과를 더해 주는 방법을 사용하였다. 유전체 영역의 그린함수가 포함된 적분에서는 표면파를 야기시키는 극점(pole)의 처리를 위해 유수 이론(residue theory)을 이용하였고, 적분은 극좌표 영역에서 수행하였다[4].

III. 결 과

주어진 여러 변수 $a, b, l_s, l_d, w_s, w_d, d, y_o, f$ 를 근거로 앞서 설명한 작업을 수행하기 위한 수치 해석 프로그램을 만들어 자류와 전류의 분포를 차례대로 구하였다. 해석에 사용된 인치 단위의 길이는 다른 변수들과 함께 표 1에 정리하였다.

표 1. 안테나의 기하학적 변수

a	0.90 inch
b	0.40 inch
l _s	0.33 inch
l _d	0.31 inch
w _s , w _d	0.038 inch
y _o	0.11 inch
d	0.079 inch
er	2.5

구해진 자류와 전류로부터 복사 패턴, 입력 임피던스 등의 안테나 특성을 계산할 수 있는데, 이보다 먼저 프로그램의 타당성을 검증하기 위해 기존의 실험 자료와 비교하는 과정을 거쳤다. 다음 그림 2는 도파관 슬롯위에 상대 유전율 2.62의 유전체만 더여 있을 때 오프셋에 따른 공진길이를 그래프로 나타낸 것으로, 기존 결과와 동일한 특성을 나타내었다[7].

그림 3은 실제 본 논문의 구조에서 주파수가 9GHz 이고 슬롯의 길이가 0.50[λ]로 고정되어 있을 때, 스트립의 길이에 따른 입력 어드미턴스의 변화를 나타낸 것으로 susceptance의 값이 0이 되는 점으로부터 스트립의 공진길이가 0.48[λ]임을 알 수 있다.

그림 4와 5는 위와 같은 공진시에 슬롯과 스트립의

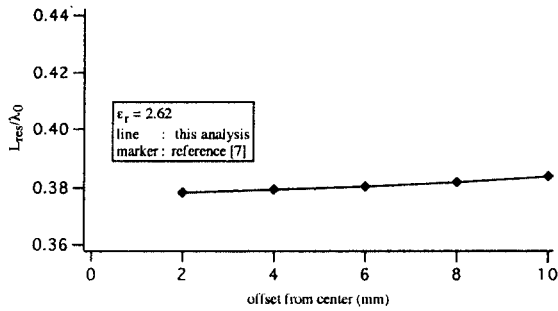


그림 2. 오프셋에 따른 공진길이

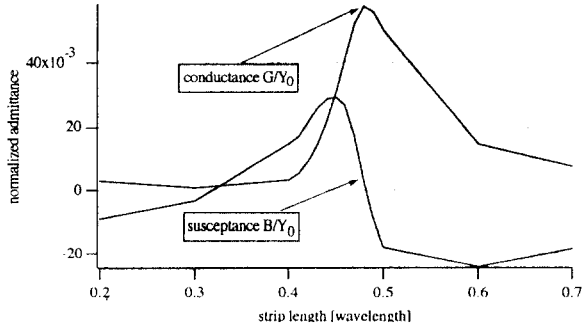


그림 3. 슬롯의 길이가 0.50[λ]로 고정되어 있을 때, 스트립의 길이에 따른 입력 어드미턴스의 변화

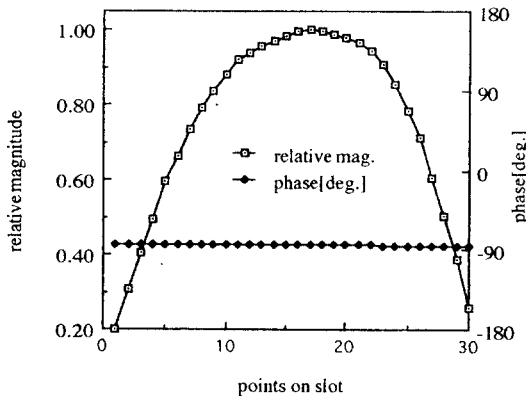


그림 4. 슬롯의 자유 분포

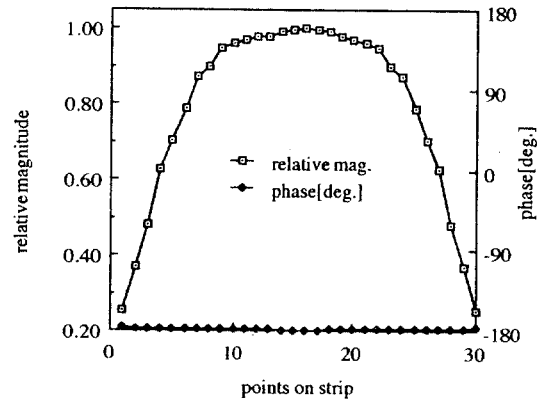


그림 5. 스트립의 전류 분포

자유와 전류 분포를 크기와 위상의 형태로 나타낸 것이다.

그림 6은 스트립의 유부와 유전체 기판의 유부에 따른 3가지 조합에 대해 복사패턴을 비교한 것이다. 스트립과 유전체 기판의 존재를 제외하고 3가지 경우 모두에 대해 기하학적 변수는 동일하다. 그림의 복사패턴에서 스트립과 유전체 기판이 있는 경우의 지향성이 가장 우수함을 확인할 수 있다.

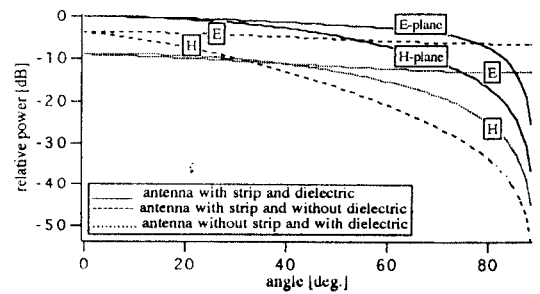


그림 6. 안테나의 복사 패턴

그림 7은 스트립이 있는 경우와 없는 경우의 유전체 기판 두께에 따른 어드미턴스 변화를 각각 나타낸 것이다. 두 경우를 비교해 보면 스트립이 없는 구조는 뚜렷한 변화가 없는 반면 스트립과 슬롯이 결합된 구조는 특정한 두께에서 첨두치를 가짐을 알 수 있

다. 결국 유전체 두께, 즉 슬롯과 스트립 간격의조정을 통해 성능의 최적화가 가능함을 보여주고 있다.

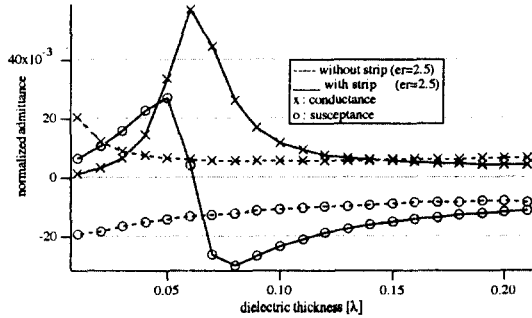


그림 7. 유전체 기판 두께에 따른 어드미턴스 변화

그림 8은 슬롯 길이 고정시 스트립의 길이에 따른 복사 전력의 변화를 나타낸 것이다. 이 결과를 통해 특정 길이에서 최대 전력이 복사되는 결합이 얻어짐을 알 수 있다. 아울러 스트립의 길이를 조정하여 결합 정도를 증감시킬 수 있으므로, 배열 안테나의 설계시 응용이 가능하게 된다.

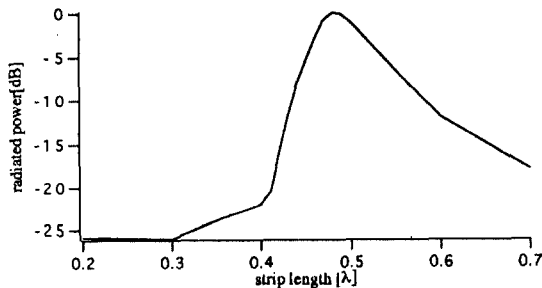


그림 8. 스트립 길이에 따른 복사 전력 변화

IV. 결 론

본 논문에서는 도파관 슬롯으로 급전하는 마이크로스트립 안테나를 제안하고, 기본적인 구조를 해석하였다. 이러한 구조는 마이크로스트립안테나와 도파관 슬롯 안테나의 결합으로 특성이 보다 향상될 것으로 기대되는데, 유전체 기판은 실제 해석의 경우,

안테나에서 스트립 지지물질로서의 역할뿐 아니라 안테나의 성능향상에도 영향을 미치는 것으로 파악되었다. 아울러 유전체 기판이 존재하는 경우에도 스트립과 슬롯의 간격이 특정한 값을 가질 때, 입력 어드미턴스가 최대가 됨을 확인하였다. 또한 슬롯이 가공되는 구형 도서관의 윗면 대응으로 마이크로스트립 안테나의 접지면을 사용할 수 있고, 여기서 애칭 기법을 이용해 한번에 여러개의 슬롯을 만들 수 있기 때문에 이를 기본 요소로 채용한 배열 안테나의 제조면에도 상당한 이점이 있을 것으로 여겨진다.

결론적으로, 제안된 구조는 낮은 급전 손실, 최적화를 위한 유전체 두께 결정, 높은 지향성을 비롯한 개선된 특성과 대량 생산의 용이함으로 인하여 배열 안테나의 설계시 우수한 단위 요소로 쓰일 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

1. George J. Stern, Robert S.Elliott, "Resonant Length of Longitudinal Slots and Validity of Circuit Representation:Theory and Experiment," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 33, pp. 124-1271, Nov. 1985.
2. J.Hur and C.W.Lee, "Effects of Polarisation of Inclined Conducting Strip located in front of Radiation Slot," Electronics letters, Vol. 26, No. 11, pp. 713-714, 24th May 1990.
3. J.Hirokawa, T. Nanbu, M. Ando and N. Goto, "Circularly-Polarized Waveguide Array with Slots and Dipoles," 1991 IEE APS International Symposium, pp. 1338-1341.
4. P.L.Sullivan and D.H.Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 34, pp. 977-984, Aug. 1986.
5. S.Choi and S.Nam, "Analysis of Waveguide-Fed Slot-Coupled Microstrip Antenna," APMC, vol. 3, pp. 1125-1128, 1994.
6. B. C. Ahn, "Moment method analysis of a narrow wall inclined slot on a rectangular waveguide," Ph. D. dissertation, Univ. Mississippi, Oxford 1992.

7. P.B.Katehi, "Dielectric-Covered Waveguide Longitudinal Slots Finite Wall Thickness," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 38, pp. 1039-1045, Jul. 1990.



최 상 훈(Sang Hoon Choi) 정회원
1988년: 서울대학교 전자공학과
학사
1992년: 서울대학교 전자공학과
석사
1992년~현재: 서울대학교 전기
공학부 박사과정
※주관심분야: 안테나, 전자파 수
치해석

남 상 욱(Sang Wook Nam)
서울대학교 전기공학부 부교수

정회원