

# RLSA 설계를 위한 주기적으로 배열된 슬롯을 통한 결합의 효율적인 해석

## Efficient Analysis of Couplings through Periodically Arranged Slots in a Radial Line Slot Antenna

이중원 · 김용훈 · 박종국 · 남상욱

Jungwon Lee · Yonghoon Kim · Jongkuk Park · Sangwook Nam

### 요 약

DBS(Direct Broadcast Satellite) 수신용 radial-line slot antenna(RLSA)의 설계를 위한 슬롯을 통한 결합 특성을 해석하였다. RLSA에서 이미 제안된, narrow wall이 주기 경계 조건(periodic boundary condition)을 만족시키고 wide wall에 슬롯이 주기적으로 배열되어 있는 구형 도파관 모델을 이용하였다. 가장 적분 방정식과 필요한 그린 함수를 유도하여 모멘트 법으로 풀었다. 이때 수치 해석의 효율을 극대화하고 그린 함수에 의한 특이점 문제를 해결하기 위해 entire domain 기저 함수와 sub-domain 기저 함수를 모두 사용하였다. 한편 그린 함수를 빠르게 계산하기 위한 가속화 방법으로 구형 도파관 영역은 Ewald합 기법을, 반공간 영역은 Shanks 변환을 이용하였다. 시뮬레이션 결과로부터 RLSA의 설계에 이용되는 다양한 변수들이 결합에 미치는 영향을 예측할 수 있었다.

### Abstract

The slot coupling characteristics was analysed in a radial-line slot antenna for its design. The previously proposed waveguide model with a periodic boundary condition on its narrow walls and periodically arranged slots on its wide wall was used. The magnetic field integral equation and two dyadic Green's functions for respective regions was derived and the method of moments was used. To maximize the efficiency of numerical analysis and to extract singularities, two different kinds of basis functions, the entire domain basis function and the sub-domain one, are used. In addition, the Ewald sum technique for the rectangular waveguide and the Shanks transform for the half space were used to accelerate the computation of the slowly convergent potential Green's functions. Simulation results expressed the effects of the various design parameters on the slot coupling.

### I. 서 론

Radial-line slot antenna(RLSA)는 위성 방송 수신용으로 제안된 일종의 평면형 slotted waveguide 형태의 안테나로 알려져 있다.<sup>[1]</sup> 이는 기존의 마이크

로스트립을 이용한 안테나에 비해 도체 손실이 작아 훨씬 더 높은 이득과 효율을 가질 수 있다. RLSA의 특징은 radial 방향의 진행파가 공진 길이보다 작은 길이의 슬롯을 여기(excitation)시켜 슬롯을 통한 결합(coupling)이 일어나는 것인데, 안테나

「이 논문은 2001년도 두뇌한국21사업에 의해서 지원되었음.」

서울대학교 전기컴퓨터공학부(School of Electrical Engineering & Computer Science, Seoul National Univ.)

· 논문 번호 : 20010616-079

· 수정완료일자 : 2001년 8월 29일

설계의 관점에서 볼 때 이 결합의 정도를 제어하는 것이 무엇보다 중요하다. 왜냐하면 슬롯의 길이와 배열 방법, 도파관의 높이 그리고 도파관 내부 물질의 유전율 등 여러 변수가 결합 정도에 미치는 영향으로부터 그 값들을 최적화 할 수 있기 때문이다. 이러한 해석을 위해서는 우선 RLSA의 내부 필드를 표현할 모델이 필요한데, 많은 슬롯으로 구성된 배열을 갖는 radial 도파관을 주기적인 경계조건을 갖는 구형 도파관으로 근사하였다. 다음으로 등가 이론과 영상 이론을 이용하여 슬롯에서의 필드에 대한 적분방정식을 세우고 이를 모멘트 법으로 풀게 되는데, 이 경우 주기 경계 조건(periodic boundary condition)을 갖는 구형 도파관 영역과 반공간 영역에 대한 포텐셜 그린 함수가 필요하다. 전자는 일반적인 구형 도파관 그린 함수와 마찬가지로 이중 무한 급수의 형태로 나타나는데 이는 전원점과 관측점이 매우 가까이 위치한 경우 수렴 상태가 나빠지게 된다. 본 논문에서는 주기적인 전원 분포에 의한 포텐셜을 계산하는데 매우 효율적인 것으로 알려져 있는 Ewald합 기법을 이용하여 이를 효율적으로 계산할 수 있는 기법을 사용하였다.<sup>[3]-[6]</sup> 한편 후자의 경우도 수렴 상태가 나쁜 무한 급수를 계산하는데 효율적인 것으로 알려진 비선형 Shanks 변환을 이용하여 빨리 수렴하게 할 수 있다.<sup>[7]</sup> 계산된 결과로부터 RLSA의 설계에 있어 여러 변수의 영향을 효율적으로 해석할 수 있다.

## II. RLSA와 해석을 위한 모델

DBS 수신용으로 제안된 RLSA의 구조는 그림 1과 같다.<sup>[2]</sup> 여기서 안테나 효율을 증가시키기 위해서는 각각의 슬롯을 통한 방사가 동위상으로 더해지기 위해 슬롯을 통한 결합을 조절하는 것이다. 그러나 수백~수천 개의 슬롯들이 방사상으로 배열되어 있는 경우, 모든 슬롯들을 고려한 실제의 구조로는 상용 시뮬레이터나 수치 해석적 방법으로 효율적인 해석이 어렵다. 그래서 슬롯을 통한 결합이 약한 보통의 RLSA의 동작 영역에만 적용될 수 있는 그림 2와 같은 간단한 모델이 제안되어 있어 이를 이용해 효율적인 해석을 하기로 한다.<sup>[1]</sup>

약한 결합(weak coupling) 가정 하에 임의의 위치

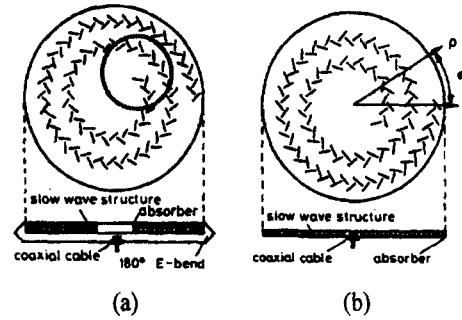


그림 1. DBS 수신용 RLSA

(a) 이중 RLSA(DL-RLSA)

(b) 단층 RLSA(SL-RLSA)

Fig. 1. Structure of RLSA for DBS reception.

(a) Double layered RLSA(DL-RLSA)

(b) Single layered RLSA(SL-RLSA)

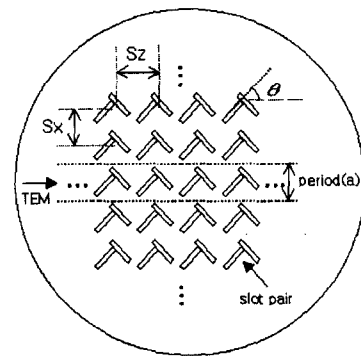


그림 2. 해석을 위한 모델(그림 1의 동그라미 부분)

Fig. 2. Model for analysis(circled region in Fig. 1).

z에 있는 슬롯에서의 필드는 다음과 같이 근사된다.

$$E(z) \sim \exp\left(-jk_0 \frac{z}{\zeta} - \alpha z\right) \quad (1)$$

여기서  $\alpha$ 는 슬롯을 통한 결합으로 인해 생기는 내부 필드 진폭의 단위 길이 당 감쇄 정도를 나타내는 coupling factor( $1/m$ )이고,  $\zeta$ 는 내부 필드 파장의 감소 정도를 나타내는 slow wave factor이다. RLSA의 설계에서 중요한 이 두 변수는 수치 해석으로 구한 슬롯 여기 계수를 위의 함수로 fitting하여 찾아 낼 수 있다. 한편, 모델에서 내부 필드를 표현하기 위해 그림 3과 같이 주기 벽(periodic wall)을 갖는

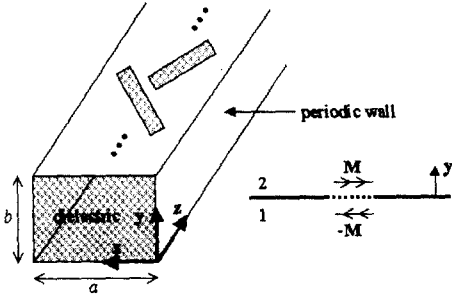


그림 3. 등가 구형 도파관  
Fig. 3. Equivalent rectangular waveguide.

등가 도파관이 사용되며 그 주기성은 그린 함수에 반영된다.

### III. 정식화(Formulation)

슬롯에 의한 결합 특성을 구하는 것은 구형 도파관 wide wall에 뚫린 개구(aperture)에 의한 전자파 산란 문제로 생각할 수 있다. 등가원리에 의해 각각의 슬롯은 그림 3의 오른쪽 그림처럼 완전 도체벽(PEC) 위에 놓인 자기 전류( $\vec{M}$ )로 등가될 수 있다. 그러면 주어진 모델을 주기 경계 조건을 갖는 구형 도파관 영역(영역 1)과 반공간 영역(영역 2)으로 구분할 수 있다. 또한 자기 점 전원에 의해 생기는 전기 벡터 포텐셜( $\vec{F}$ )에 대한 다이아드 그린함수를  $\vec{G}$ 라 하면, 다음의 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} \vec{M} &= \vec{E} \times \hat{y} \\ \vec{G} &= \hat{x}\hat{x}G_{xx} + \hat{y}\hat{y}G_{yy} + \hat{z}\hat{z}G_{zz} \\ \vec{F} &= \int_s \vec{M} \cdot \vec{G} ds' \\ \vec{H} &= \frac{1}{j\omega\mu} [k^2 \vec{F} + \nabla(\nabla \cdot \vec{F})] \end{aligned} \quad (2)$$

경계면에서 자장의 접선 성분에 대한 연속 조건을 적용하면

$$\hat{y} \times (\vec{H}^i + \vec{H}_1^s) = \hat{y} \times \vec{H}_2^s \quad (3)$$

이 성립한다. 여기서 위 첨자  $i$ 는 입사파를  $s$ 는 산란파를 의미한다. 식 (2)를 식 (3)에 대입하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} & \hat{y} \times \vec{H}^i \\ & + \frac{1}{j\omega\mu_0} \sum_j \left( \hat{y} \times [k^2 \int_{s_j} (-\vec{E}_j \times \hat{y}) \cdot \vec{G}_1 ds' \right. \\ & \left. + \nabla(\nabla \cdot \int_{s_j} (-\vec{E}_j \times \hat{y}) \cdot \vec{G}_1 ds') \right) \\ & = \frac{1}{j\omega\mu_0} \sum_j \left( \hat{y} \times [k_0^2 \int_{s_j} (\vec{E}_j \times \hat{y}) \cdot \vec{G}_2 ds' \right. \\ & \left. + \nabla(\nabla \cdot \int_{s_j} (\vec{E}_j \times \hat{y}) \cdot \vec{G}_2 ds') \right) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $\vec{G}_1, \vec{G}_2$ 는 각 영역에서의 그린함수로 식 (5)~(6)으로 각각 표현된다.

• 영역 1 (주기 경계 조건을 갖는 구형 도파관)

$$\vec{G}_1 = \hat{x}\hat{x}G_{1xx} + \hat{y}\hat{y}G_{1yy} + \hat{z}\hat{z}G_{1zz},$$

여기서 각 항들은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} G_{1xx} &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \epsilon_n}{2ab\gamma_{mn}} e^{-\gamma_{mn}|z-z'|} \cdot \cos \frac{2m\pi(x-x')}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{n\pi y'}{b} \\ G_{1yy} &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \epsilon_n}{2ab\gamma_{mn}} e^{-\gamma_{mn}|z-z'|} \cdot \cos \frac{2m\pi(x-x')}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{n\pi y'}{b} \end{aligned}$$

$$G_{1zz} = G_{1xx},$$

여기서  $\gamma_{mn}, \epsilon_i$ 는 모드들의 축( $z$ )방향 전파상수 및 Neumann 수로서 각각 다음의 식들로 정의된다.

$$\begin{aligned} \gamma_{mn} &= \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k^2} \\ \epsilon_i &= \begin{cases} 1, & i=0 \\ 2, & i>0 \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

• 영역 2 (반공간)

$$\vec{G}_2 = \hat{x}\hat{x}G_{2xx} + \hat{y}\hat{y}G_{2yy} + \hat{z}\hat{z}G_{2zz} = \vec{I}G_0.$$

여기서

$$\begin{aligned} G_0 &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{e^{-\beta_n R}}{2\pi R_n} \\ \vec{I} &= \hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \hat{z}\hat{z} \\ R_n &= \sqrt{(x-nx')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \end{aligned} \quad (6)$$

식 (5)는 스펙트럴 영역의 전개로 전원점과 관측

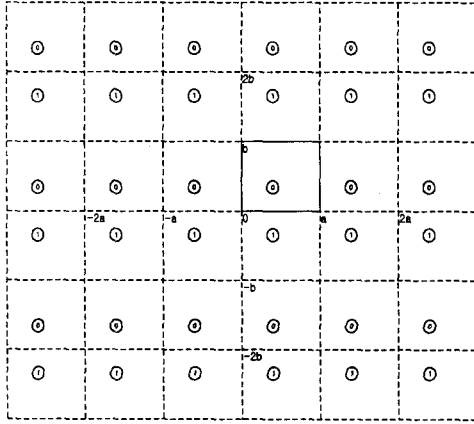


그림 4. 도파관 내의 점전원 및 그 영상 분포  
Fig. 4. A point source in the rectangular waveguide and its image distribution.

점이 매우 가까운 경우 그 수렴상태가 매우 나빠지게 되는 문제가 있다. 그린함수를 나타내는 또 하나의 방법이 공간영역의 전개로서, 그린 함수는 그림 4와 같이 도파관 벽에 의해 형성되는 무한 개의 영상(image) 전류에 의한 포텐셜의 합으로 나타난다.

즉,

$$G_{1xx} = \frac{1}{4\pi} \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{e^{-jkR_{i, mn}}}{R_{i, mn}}$$

$$G_{1yy} = \frac{1}{4\pi} \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} A_i^{yy} \frac{e^{-jkR_{i, mn}}}{R_{i, mn}}$$

$$\begin{cases} A_0^{yy} = +1 \\ A_1^{yy} = -1 \end{cases}$$

$$G_{1zz} = \frac{1}{4\pi} \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{e^{-jkR_{i, mn}}}{R_{i, mn}} \quad (7)$$

$$R_{0, mn} = [(x-x' + ma)^2 + (y-y' + 2nb)^2 + (z-z')^2]^{1/2}$$

$$R_{1, mn} = [(x-x' + ma)^2 + (y+y' + 2nb)^2 + (z-z')^2]^{1/2}$$

식 (7)은 Ewald합 기법을 이용하여 다음과 같이 효율적으로 계산될 수 있다.<sup>[3]~[6]</sup> 우선  $G_{1xx}$ 의 경우,

$$G_{1xx} = \frac{1}{4\pi} \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{e^{-jkR_{i, mn}}}{R_{i, mn}}$$

$$= G_{1xx1} + G_{1xx2}$$

여기서

$$G_{1xx1} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \epsilon_n}{4ab\gamma_{mn}} \cos \frac{2m\pi}{a} (x-x') \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot \cos \frac{n\pi y'}{b} \times \left\{ \frac{\exp[\gamma_{mn}Z] \operatorname{erfc}[\gamma_{mn}/2E + ZE]}{\gamma_{mn}} + \frac{\exp[-\gamma_{mn}Z] \operatorname{erfc}[\gamma_{mn}/2E - ZE]}{\gamma_{mn}} \right\}$$

$$G_{1xx2} = \frac{1}{4\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\operatorname{Re}[\exp(jkR_{i, mn}) \operatorname{erfc}(R_{i, mn}E + jk/2E)]}{R_{i, mn}} \quad (8)$$

으로 계산되며  $G_{1yy}, G_{1zz}$ 도 마찬가지로 계산될 수 있다. 즉,

$$G_{1yy} = G_{1yy1} + G_{1yy2},$$

여기서

$$G_{1yy1} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m \epsilon_n}{4ab\gamma_{mn}} \cos \frac{2m\pi}{a} (x-x') \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot \sin \frac{n\pi y'}{b} \times \left\{ \frac{\exp[\gamma_{mn}Z] \operatorname{erfc}[\gamma_{mn}/2E + ZE]}{\gamma_{mn}} + \frac{\exp[-\gamma_{mn}Z] \operatorname{erfc}[\gamma_{mn}/2E - ZE]}{\gamma_{mn}} \right\}$$

$$G_{1yy2} = \frac{1}{4\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} A_i^{yy} \frac{\operatorname{Re}[\exp(jkR_{i, mn}) \operatorname{erfc}(R_{i, mn}E + jk/2E)]}{R_{i, mn}} \quad (9)$$

그리고,

$$G_{1zz} = G_{1zz} \quad (10)$$

위의 식 (8), (9)에서  $Z = |z-z'|$ 이며,  $\operatorname{erfc}$ 는 상보오차함수(complementary error function)이다.

식 (8)~(10)에서  $G_{1xx1}, G_{1yy1}$ 은 스펙트럴 영역에서의,  $G_{1xx2}, G_{1yy2}$ 는 공간영역에서의 그린 함수에 해당하며, 이들이 혼합된 형태로 그린함수를 계산할 때는 주기적인 그린 함수의 계산을 빠르게 하는데 혼

히 사용되는 원리이다. 또 식에 사용된  $E$ 는 Ewald 합 기법에서 사용되는 조절 인자로 스펙트럴 영역과 공간영역에서의 계산을 적절하게 조화시키는 역할을 한다. Ewald합 방법에서 모드전개에 의한 급수( $G_{1xx1}$ ,  $G_{1yy1}$ )에서는  $\gamma_{mn}$ 에  $1/E$ 이 곱해진 형태이며, 영상전개에 의한 급수( $G_{1xx2}$ ,  $G_{1yy2}$ )에서는  $R_{mn}$ 에  $E$ 가 직접 곱해진 형태이기 때문에, 일반적으로  $E$ 의 값을 크게 잡으면 영상전개에 의한 급수가 빠르게 수렴하는 대신 모드전개에 의한 급수의 수렴속도가 느려지고,  $E$ 의 값을 작게 잡으면 이와는 반대의 경향을 보이게 된다. 따라서, 전체적인 계산량을 최소화하도록  $E$ 의 값을 선택해야 하는데, 2차원 주기구조의 경우 최적의 값은  $E = \sqrt{\frac{\pi}{ab}}$  임이 알려져 있다.<sup>[8]</sup>

또한 식 (6)역시 도파관 그린 함수의 경우와 마찬가지로 무한 급수의 형태로 이루어져 있어 적절한 수렴 가속화 기법을 이용한 빠른 계산이 요구된다. 본 논문에서는 이러한 기법 중 Shanks 변환을 이용해 주어진 급수의 수렴 값을 빠르게 찾아내었다. 이 변환의 원리를 대략적으로 기술하면, 무한 급수의 수렴 여부는 그 부분합(partial sum)에 극한을 취했을 때 이것의 수렴 여부와 같은데 Shanks 변환은 빨리 수렴하지 않는 무한 급수의 부분합들로 이루어진 수열을 훨씬 더 빨리 수렴하는 새로운 부분합들의 수열로 비선형 변환시켜, 작은 개수의 부분합으로도 무한 급수의 수렴 값을 찾아낼 수 있도록 하는 방법이다.<sup>[7]</sup>

한편 식 (4)를 선형 방정식으로 간단히 하기 위해서 모멘트 법을 이용하는데, 먼저 슬롯에서의 전장이나 자기 전류를 entire domain 기저 함수를 이용하면 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\vec{E}_j = a_j f(u_j) \hat{n}_j \quad (11)$$

식 (11)에서  $a_j$ 는 결정해야 할 슬롯 여기 계수고,  $f(u_j)$ 는  $\sin[k_0(l/2 - |u_j|)] / \sin(k_0 l/2)$ 의 형태를 지니는 함수이며  $\hat{n}_j$ 는 각 슬롯에서 폭 방향의 단위 벡터이다. 한편, 본 논문에서는 모멘트 법에서 임피던스 행렬을 계산할 때 self term과 non-self term을 각각 다른 방법으로 계산한다. 먼저 non-self term의

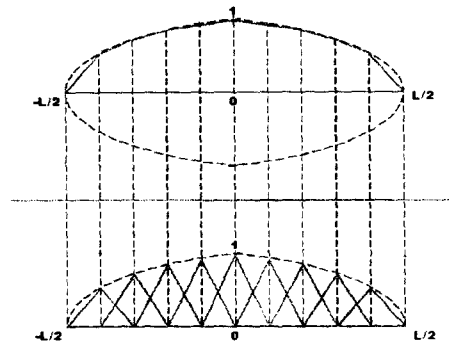
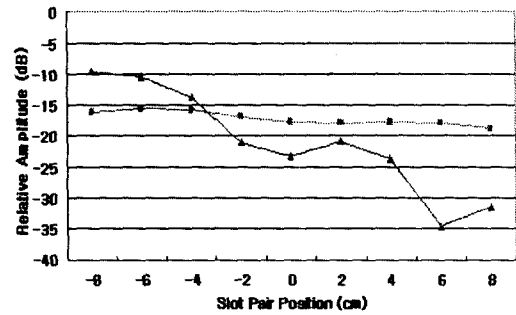
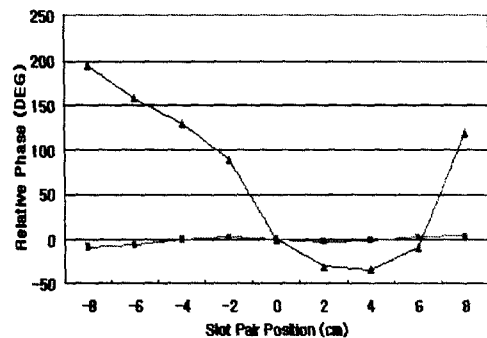


그림 5. Entire domain 기저함수의 부분 선형 근사  
Fig. 5. Piecewise linear approximation of the entire domain basis function.

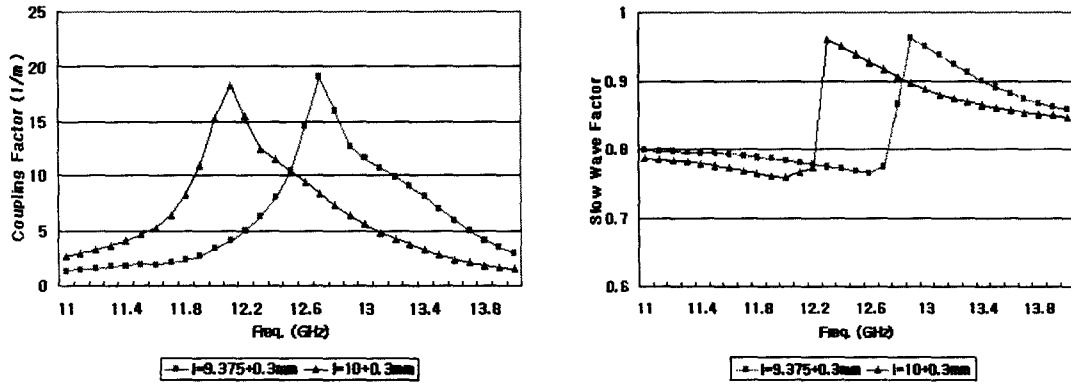


(a)

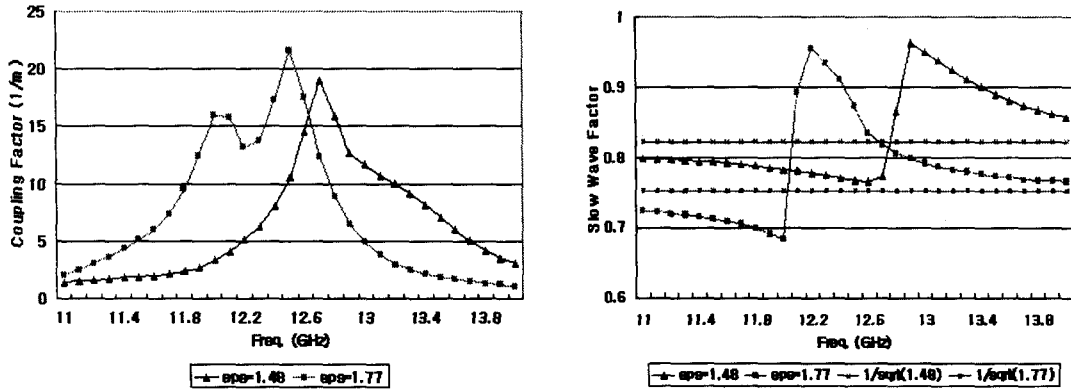


(b)

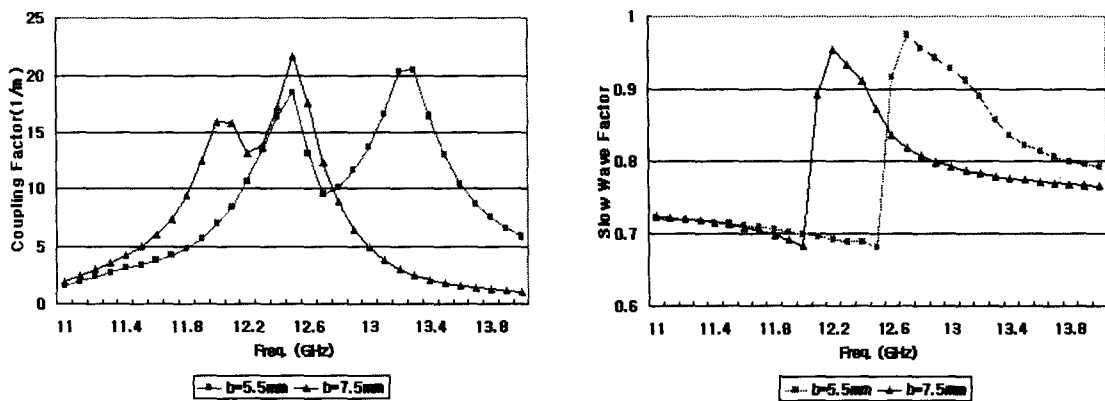
그림 6. 각 슬롯에서의 필드 분포. (a) 크기, (b) 위상  
Fig. 6. Distribution of aperture field. (a) amplitude, (b) phase.



(a) 슬롯 길이(slot length)



(b) 유전율(dielectric constant)



(c) 도파관 높이(height of waveguide)

그림 7. 설계 파라미터의 변화에 따른 주파수 특성. (왼쪽 : coupling factor, 오른쪽 : slow wave factor)  
 Fig. 7. Frequency characteristics for different design parameters (left : coupling factor, right : slow wave factor).

경우 특이점이 존재하지 않으므로 entire domain 기저함수를 써서 수치적으로 적분하여 계산을 쉽게 할 수 있다. 그러나 self term의 경우 entire domain 기저함수를 이용할 경우 특이점을 제거하기가 곤란하다. 그래서 이를 그림 5와 같이 부분 선형 근사 (piecewise linear approximation)하여 rooftop 함수를 기저함수로 사용하여 자기 전류(혹은 전장)를 전개한다.

이와 같이 sub-domain 기저함수를 사용할 경우 특이점 부분의 계산은 알려져 있는 해석적인 적분 공식을 이용하고, 나머지 부분만을 수치적으로 적분하여 행렬의 요소를 쉽게 계산할 수 있게 된다.

#### IV. 결과 논의

##### 4.1 제안된 모델의 타당성

제안된 모델의 타당성을 보기 위해 9개의 동일한 슬롯들을 z방향으로 두고 표 1과 같은 파라미터에 대해 슬롯 여기 계수를 구하였다.

그림 6과 같이 진폭과 위상 모두 비 공진 영역 (11.8 GHz)에서는 curve fitting이 잘 되나 공진 영역 (12.7 GHz)에서는 그렇지 않음을 알 수 있다. 이로써 결합이 약한 비 공진 영역에서의 RLSA 해석 및 설계에는 제안된 모델의 적용이 가능함을 알 수 있다.

##### 4.2 설계 parameter의 변화에 따른 영향

슬롯을 통한 결합이 RLSA의 설계에 이용할 수 있는 다양한 변수 값들의 변화에 따라 어떠한 영향

표 1. 해석을 위한 파라미터

Table 1. Parameters for analysis.

• 슬롯 길이 ( $l$ )	9.675mm
• 슬롯 폭 ( $w$ )	1.0mm
• 결합각 ( $\theta$ )	45°
• $S_z$	20mm
• $S_x (= a)$	12.5mm
• 유전율 ( $\epsilon_r$ )	1.48
• 도파관 높이 ( $b$ )	7.5mm
• 슬롯 쌍의 개수	9

을 받는지를 알아보기 위해 11GHz~14GHz에 걸쳐서 그 주파수 특성을 시뮬레이션 하였고, 그 결과가 그림 7에 나타나 있다. 여기서 coupling factor( $\alpha$ )는 그림 6과 같은 진폭 분포를 선형 곡선으로 fitting하여 그 경사도로부터 바로 구할 수 있고, slow wave factor( $\zeta$ )는 먼저 그림 6과 같은 위상 분포를 선형 곡선으로 fitting하여 그 경사도를 구한 후 다음의 관계식으로부터 구할 수 있다.

$$-\frac{k_0}{\zeta} S_z = -2\pi + (PG)S_z$$

$$\therefore \zeta = -\frac{2\pi S_z}{-2\pi + (PG)S_z} \frac{f}{c} \quad (12)$$

여기서  $PG$  : 위상 경사도(phase gradient)

$S_z$  : 슬롯 쌍 사이의 z 방향 간격

$c$  : 빛의 속도( $=3 \times 10^8$ )

#### V. 맺음말

본 논문에서는 RLSA의 설계에 앞서, 해석적인 관점에서 주기적으로 배열되어 있는 슬롯을 통해 일어나는 결합에 대한 정보를 얻기 위한 계산을 효율적으로 할 수 있는 방법을 제시하였다. 필요한 그린 함수를 빠르게 계산하기 위한 가속화(acceleration)방법으로 Ewald함 기법과 Shanks 변환을 적용하였으며, MoM을 적용하여 적분을 계산하는 과정에서 entire domain 기저함수와 sub-domain 기저함수를 모두 이용함으로써 특이점에 의한 문제를 해결하여 빠르고 정확한 값을 얻을 수 있었다. 또 이를 이용, 다양한 설계 변수들의 영향을 살펴 본 시뮬레이션 결과는 참고문헌 [1]에서와 비슷한 결과를 보임으로써 III에서 보인 효율적인 그린함수 계산 및 해석적 적분이 타당함을 알 수 있었다.

#### 참고 문헌

- [1] J. Hirokawa, M. Ando, and N. Goto, "Analysis of slot coupling in a radial line slot antenna for DBS reception", *IEE Proc. Pt. H*, vol. 137, no. 5, pp. 249-254, 1990.
- [2] A. Akiyama, T. Yamamoto, M. Ando and N.

Goto, "Numerical optimisation of slot parameters for a concentric array radial line slot antenna", *IEE Proc. -Microw. Antennas Propagat.*, vol. 145, no. 2, 1998.

[3] R. E. Jorgenson and R. Mittra, "Efficient calculation of the free-space periodic Green's function", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 633-642, May 1990.

[4] K. E. Jordan, G. R. Richter, and P. Sheng, "An efficient numerical evaluation of the Green's function for the Helmholtz operator on periodic structures", *J. Comp. Phys.* vol. 63, pp. 222-235, 1986.

[5] P. P. Ewald, "Die berechnung optischer und

elektrostatichen gitterpotentiale", *Ann. Phys.*, vol. 64, pp. 253-268, 1921.

[6] 박면주, "Ewald합 기법을 이용한 마이크로파 차폐 및 주기구조의 효율적인 해석 연구", 서울대학교, 박사학위논문, 1998.

[7] S. Blume and V. Krebs, "Numerical evaluation of dyadic diffraction coefficients and bistatic radar cross sections for a perfectly conducting semi-infinite elliptic cone", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 3, Mar. 1998.

[8] A. Kustepeli and A. Q. Martin, "On the splitting parameter in the Ewald method", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10 no. 5, May 2000. pp. 168-170.

이 중 원



1998년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학사)  
 2000년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학석사)  
 2000년 3월~현재: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 박사과정  
 [주 관심분야] 전자기 수치 해석, 안테나 해석 및 설계

김 용 훈



2000년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)  
 2000년 3월~현재: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 석사과정  
 [주 관심분야] 전자기 수치 해석, 안테나 해석 및 설계

박 종 국



1995년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1997년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
 1997년 3월~현재: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 박사과정  
 [주 관심분야] 전자기 수치해석, 마이크로파 및 밀리미터파 수동회

로 해석

남 상 옥



1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1983년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)  
 1983년 2월~1986년 8월: 금성사 중앙연구소 주임연구원  
 1989년 5월: 미국 Texas 주립대학교 전기공학과 (공학박사)  
 1989년 6월~1989년 9월: 미국 Texas 주립대학교 Post Doc. 연구원  
 1989년 9월~1990년 1월: 금성정밀 연구소 선임연구원  
 1990년~현재: 서울대학교 전기공학부 교수