

論文2002-39TC-7-5

# 최대경사 적분법을 이용한 지면위 큰 대형 표적의 산란 특성

## (Scattering of arbitrarily large targets above a ground using steepest descent path integration)

李承學\*, 金彩英\*, 李昌源\*

(Seung Hak Lee, Che Young Kim, and Chang Won Lee)

## 요 약

본 논문은 손실 매질 내에 매설된 선 전류 안테나에 의한 크기가 큰 완전도체 표적의 산란파를 해석하기 위한 전장적분식을 도출하였다. Sommerfeld 형태의 적분은 어떤 해석영역에 대하여 계산의 어려움과 제약들을 가지고 있으며, 많은 계산시간이 필요하다. 반면 최대 경사적분은 빠른 결과의 산출을 제공하였으며, 또한 그 계산 결과는 모든 해석 영역에 적용 가능하다. 임의의 완전도체 표적의 산란파는 최대경사적분법과 MOM 방법이 사용되었으며, 계산 결과는 가우시안 구적법과 GPOF 방법에 의해 비교되었다.

## Abstract

This paper derives the electric field integral equation to calculate scattering from arbitrary large target above and radiating of an electric line source within a lossy ground. Sommerfeld's type integral requires a lot of time to calculate and has some difficulties and limitations for an analysis region. But SDP (steepest descent path) integration gives fast calculation of the integral, and the result shows that SDP integration has the validity for all over the analysis region with fast evaluation. Moment method with SDP integration is used to calculate the scattering of an arbitrary large conducting target and the results are compared with that of the numerical integration with Gaussian quadrature rule and GPOF (generalized pencil of function) method.

**Keywords** : EFIE, GPOF, SDP, Scattering, Large target.

## I. 서 론

무한 반평면의 손실매질 내에 위치한 안테나에 의한 복사 전자계는 Sommerfeld 적분식으로 표현된다. 이 적분식의 산출시는 파수의 실수축을 따라서 음의 무한대에서 양의 무한대까지의 적분하여야 한다. 그러나 Som-

merfeld 적분식은 피적분 함수에 포함된 특이점과 진동 특성으로 인해 수치적분 시에 긴 수행시간을 필요로 하는 어려움을 갖고 있다<sup>[1]</sup>. 이러한 어려움을 극복하기 위한 여러 가지 방법이 제시되었으며, 대표적 방법으로는 Cauchy 복소 적분법에 기반을 둔 복소 영상법(Complex image method)과 GPOF등이다<sup>[2]</sup>. 이러한 GPOF방법은 실수 축상의 특이점을 지나지 않는 경로를 따라 적분하게 되며, 일반적으로 Sommerfeld 항등식에 의하여 닫힌 형태로 표현이 된다. 그러나 이 GPOF 방법은 관측점이 근거리에 있을 때 타당한 기법이며, 대략 2.0λ보다 작은 구조물에 적용 가능하다. 이 방법은 크기가 큰 구조물의 해석에는 부정확한 결과를 주게된다<sup>[3]</sup>. 따라서 본

\* 正會員, 慶北大學校 電子電氣컴퓨터學部  
(School of Electrical Engineering and Computer Science Kyungpook National University)  
接受日字:2001年9月3日, 수정완료일:2002年6月10日

논문에서는 근거리 영역과 원거리에 걸쳐 정확하고 계산 수행시간이 빠른 최대 경사법을 이용하였다. 이 방법은 Cauchy 복소 적분법에 기반을 두고 있으며, 적분식에 포함된 지수함수의 빠른 감쇄특성을 가지는 saddle 점을 따라 적분한다. 그 결과 관측점의 거리에 제한이 없으며, GPOF 방법을 적용한 수치 결과보다 더욱 향상된 수치해를 보인다<sup>[4-5]</sup>.

본 논문에서는 전장 적분식을 사용하여 손실 매질 내에 매설된 선전류 안테나에 의한 복사파와 표적에 의한 산란파를 계산하였다. 임의 표적의 유도 전류 계산시는 MoM 방법을 이용하였고, 이로부터 표적에 의한 산란파를 계산하였다. 지면의 해석 구조물은 원형, 직사각형 실린더, 및 스트립이며, 구조물의 이동에 따른 수신전계의 절대값과 위상을 산출하였다. 지면위 0.5λ에 위치한 각 구조물의 수신전계의 절대값은 모두 유사한 결과를 보였지만, 원형 실린더의 수신전계 위상은 서서히 변화였고 다른 두 구조물의 수신전계 위상은 유사한 결과를 보였다.

## II. 본 론

### 1. 전장 적분방정식

그림 1은 해석구조이다. 매질 1은  $\epsilon_1 = \epsilon_0$ ,  $\mu_1 = \mu_0$ 인 공기이며, 매질 2는  $\epsilon_2 = \epsilon_0 \epsilon_r$ ,  $\mu_2 = \mu_0 \mu_r = \mu_0$ , 전도도  $\sigma$ 에 의해 기술되는 손실매질이다. 그림 1은 무한 반 평면이다. 표적은 완전도체이며 공기 중에 놓여 있으며, 크기는  $3\lambda$  이상이다. 그림 1에서 선전류원은 손실매질 내 깊이  $z = z'$ 에 매설되어 있으며  $z' < 0$ 이다.

본 논문의 구조를 해석하기 위해서 전장적분 방정식

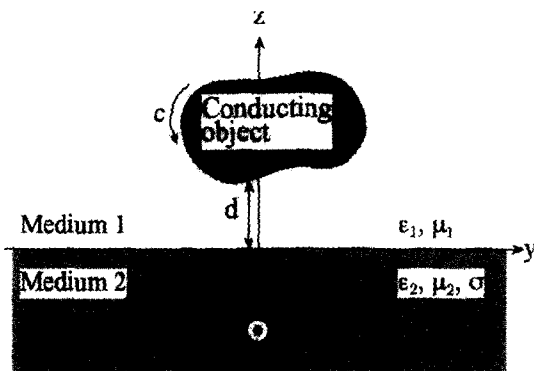


그림 1. 해석 구조  
Fig. 1. Analysis structure.

을 사용하며, 매질 1에 놓인 도체 표면상에서 다음의 경계조건이 만족된다.

$$E_{n1}^i(y, z) + E_{n1}^s(y, z) = 0 \quad (y, z) \in C \quad (1)$$

식 (1)의 첫째 항은 매설된 선전류원인  $\vec{J}_s = \hat{x} I_s \delta(y) \delta(z - z')$ 에 의한 입사 전장이며 다음과 같다<sup>[6]</sup>.

$$E_{n1}^i(y, z) = -\frac{w\mu_1 I_s}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2e^{-ik_2 z'}}{k_{z2} + k_{z1}} e^{ik_2 y + ik_{z1} z} dk_y \quad (2)$$

여기서  $k_{z1} = \sqrt{k_1^2 - k_y^2}$ 은 매질 1의 z 방향 파수이고,  $k_{z2} = \sqrt{k_2^2 - k_y^2}$ 는 매질 2의 z 방향 파수이다. 그리고 매질 1의 파수는  $k_1 = \omega\sqrt{\epsilon_1 \mu_1}$  이고, 매질 2의 파수는  $k_2 = k_1 \sqrt{\hat{\epsilon}_2}$ 이며  $\hat{\epsilon}_2 = \epsilon_2 + i\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$ 이다. 또한  $e^{-i\omega t}$ 를 사용하였다. 또한 식 (2)는 표적의 입사파가 전장이 되며, TM 편파이다.

식 (1)의 둘째 항은 산란체에 의한 매질 1에서의 산란 전장이고 이는 산란체의 유기 전류로부터 계산되어진다. 그 유기 전류는 펄스의 기저함수를 사용하여 표현할 수 있으며, 다음 식과 같다. 식 (4)는 매질 2에서의 산란 전장이다.

$$E_{z1}^s = -\frac{w\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{N_s} J_n h \int_{-\infty}^{\infty} (e^{ik_{z1}(z-z_n)} + \frac{k_{z1} - k_{z2}}{k_{z2} + k_{z1}} e^{ik_{z1}(z+z_n)}) \frac{e^{ik_1(y-y_n)}}{k_{z1}} dk_y \quad (3)$$

$$E_{z2}^s = -\frac{w\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{N_s} J_n h \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2e^{-ik_{z2} z}}{k_{z2} + k_{z1}} e^{ik_1(y-y_n) + ik_{z1} z_n} dk_y \quad (4)$$

식 (3)과 (4)에서  $J_n$ 은 산란체 각 세그먼트 상의 전류밀도를 나타내고,  $h$ 는 각 세그먼트의 길이이다. 그리고  $N_s$ 은 세그먼트의 총 개수이며,  $z_n$ 은 각 세그먼트의 중심이다. 식 (3)의 첫째 항은 산란체 유기 전류에 의한 1차 전장이며, 둘째 항은 매질 반사파이다. 식 (3)과 (4)에 주어진  $J_n$ 은 MOM 방법을 이용하여 구할 수 있으며, 시험함수는 펄스함수이다<sup>[7]</sup>.

### 2. 최대경사 적분법

식 (2)-(4)의 피적분 함수에는 특이점과 빠른 진동특성이 내포되어 있다. 이러한 특이점들과 진동특성으로 인해 실수 축상을 따른 적분이 어렵다.  $k_{z1}$  특이점은 적분 변수  $k_y$ 를  $k_1 \sin \alpha$ 로 변수 치환하면 소거될 수 있다. 그러면 실수 축상의 적분은 다음과 같은 적분 형태를

가지게 된다.

$$E = \int_{\Gamma} P(\alpha) e^{ik_1 R \cos(\alpha - \theta)} d\alpha \quad (5)$$

여기서  $R$ 은 전원항에서 관측점까지의 거리이고,  $\sin \theta = \frac{(y-y')}{R}$ 로서 관측각이다. 그리고  $\Gamma$ 는  $\alpha$ 평면에서의 원 적분 경로이다. 식 (5)의 코사인 함수를 다음과 같이 변수치환 할 수 있다.

$$\cos(\alpha - \theta) = 1 + is^2 \quad (6)$$

단  $\alpha = \alpha' + ia''$ 이다. 이는  $\alpha = \theta$ 에 대해 Taylor 급수의 근사와 같다.

식 (6)으로부터  $\alpha$  평면에서 최대경사 경로는  $s$ 의 함수로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\alpha_{sdp} = \theta - i \ln \{ (1 + is^2) - s(1+i)\sqrt{1 + is^2/2} \} \quad (7)$$

식 (7)의 변수  $s$ 가  $-\infty$ 에서  $\infty$ 의 값을 가질 때 최대경사 경로는 그림 2의 경로와 반대 방향의 궤적을 보인다. 이는 #2와의 교점을 구하기 위해 편의상 이 방향의 경로를 선택하였다.

$k_{22}$ 의 branch 점과  $\text{Im}(k_{22})=0$ 인 branch 경로의 표현식은 식 (8) 및 (9)와 같이 표현할 수 있고, 식 (7)의 SDP 궤적이  $\alpha_b$ 를 지나갈 때 관측각인 임계각은 식 (10)과 같이 표현된다.

$$\alpha_b = \frac{\pi}{2} - i \ln [\sqrt{\hat{\epsilon}_{r2}} + \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - 1}] \quad (8)$$

$$\alpha_{bcp} = \frac{\pi}{2} - i \ln [\sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - t^2} \pm \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - 1 - t^2}] \quad (9)$$

$$\theta_c = \alpha_b' - \arccos \left( \frac{1}{\cosh(\alpha_b'')} \right) \quad (10)$$

여기서 첨자  $b$ 는 branch 점,  $bcp$ 는 branch 경로를 의미한다. 식 (9)는  $\alpha$  평면에서  $\text{Im}(k_{22})=0$ 의 경로를  $\alpha$  평면에서  $t$ 의 함수로 표현한 것이고, “+”는 top-sheet에 “-”는 bottom-sheet에 놓인 branch 경로를 의미한다. 그림 2는  $\alpha$ 평면에서 임의의 관측점에 대한 식 (7), (8) 그리고 (9)의 적분 경로를 나타내며, 관측각이 임계각보다 큰 경우이다. 그림에서 #1은 bottom-sheet에 놓인 branch 경로이고 #2는 top-sheet에 놓인 경로이다. 최대경사경로가 이 두 경로를 가로지를 때  $\text{Im}(k_{22})$ 의 부호가 바뀌게 되어 복사조건을 위배한다.

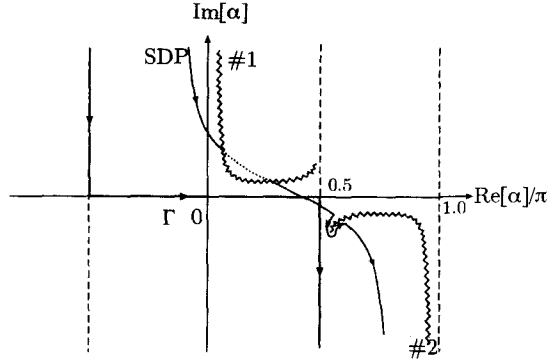
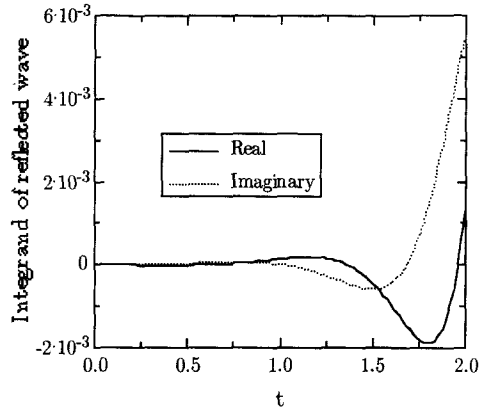
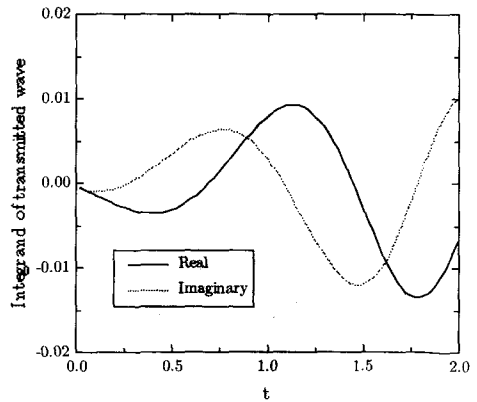


그림 2. 복소  $\alpha$  평면에서의 최대경사경로와 branch 경로.  
Fig. 2. The steepest descent path and branch cut on a complex  $\alpha$  plane.



(a)



(b)

그림 3. top-sheet의 원 branch 경로를 따른 피적분 함수 궤적 (a) 반사파 (b) 투과파  
Fig. 3. Behavior of the integrand along the original branch cut on top-sheet. (a) reflected field (b) transmitted field

이는 곧 적분 경로가 항상 top-sheet에 있어야 함을 의미한다. bottom-sheet의 #1 branch 경로에 의한 최대 경사경로는 top에서 top으로 되돌아오는 경로를 형성하고 있기 때문에 복사조건을 부여하지 않고 원적분 경로를 따라 적분한다. 그러나 #2에 해당하는 branch 경로 근처의 최대경사경로는 branch 경로를 넘지 않고 그림 2의 원 branch 경로를 따라 적분을 수행하여야 한다. 이 branch 경로를 따른 적분시 최대경사경로와 branch 경로와의 교점을 정확하게 계산하여야 한다. 그림 2에서  $\text{Im}(k_{z2})=0$  경로를 따른 top-sheet의 피적분 함수의 궤적은 그림 3과 같다. 그림 3(a)은 반사파의 피적분 함수 궤적을 나타내고, 그림 3(b)는 투과파의 궤적을 나타낸다. 그림 3은 장점의 좌표가  $(2\lambda, 0.5\lambda)$ 인 지점의 결과이며 적분 구간내에서 수렴하지 않는다. 장점이 표적으로부터 멀어질 때 궤적은 더욱 빠른 진동을 하게 되어 더 많은 계산 시간이 요구된다.

따라서 적분 계산 시간을 단축하고 계산의 복잡성을 극복하기 위해서, 다음과 같은 최대 경사경로법을 적용한다. 이를 위하여 먼저  $\alpha = \alpha_b$ 에 대한 Taylor 급수 전개를 한다.

$$\cos(\alpha - \theta) = \cos(\alpha_b - \theta) + it^2 \quad (11)$$

식 (11)의 변형된 branch 경로는  $\alpha$  평면 상에서 변수  $t$ 에 대한 함수로서 다음과 같이 표현된다.

$$\alpha_{mbcp} = \theta - i \ln[\cos(\alpha_b - \theta) + it^2 + i\sqrt{\sin^2(\alpha_b - \theta) + t^4 - 2it^2 \cos(\alpha_b - \theta)}] \quad (12)$$

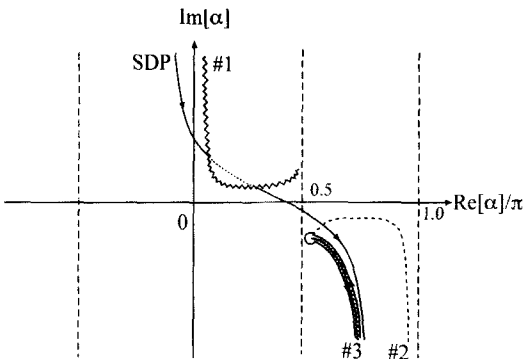


그림 4. 복소  $\alpha$  평면에서 최대경사경로 및 변형된 branch 경로  
 Fig. 4. The steepest descent path and modified branch cut on a complex  $\alpha$  plane.

$\alpha$  평면에서 관측각이 임계각보다 클 경우 식 (9)의 적분 경로대신 식 (12)의 적분경로를 사용하고, 전장 적분 식은 그림 4와 같은 적분 경로를 따라 적분한다.

$k_y$  평면의 식 (2)-(4)를  $\alpha$  평면 위의 최대경사경로를 따른 적분으로 치환을 하면 다음과 같이 표현된다.

$$E_{x1}^i(y, z) = -\frac{W\mu_1 I_s}{4\pi} \left[ -e^{ik_1 r} \int_{-\infty}^{\infty} T(\alpha_{sdp}) \alpha(s) e^{-k_1 r s^2} ds + U(\theta - \theta_c) e^{ik_1 r \cos(\theta_s - \theta)} \int_0^{\infty} T^{\mp}(\alpha_{mbcp}) \beta(t) e^{-k_1 r t^2} dt \right] \quad (13)$$

$$E_{x1}^s = -\frac{W\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{N_M} J_n h_n \left\{ \pi H_0^{(1)}(k_1 r_n) - e^{ik_1 R_n} \int_{-\infty}^{\infty} R_{12}(\alpha_{sdp}) \alpha(s) e^{-k_1 R_n s^2} ds + U(\theta - \theta_c) e^{ik_1 R_n \cos(\theta_s - \theta)} \int_0^{\infty} R_{12}^{\mp}(\alpha_{mbcp}) \beta_n(t) e^{-k_1 R_n t^2} dt \right\} \quad (14)$$

$$E_{x2}^s = -\frac{W\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^{N_M} J_n h_n \left[ -e^{ik_1 \rho_n} \int_{-\infty}^{\infty} T(\alpha_{sdp}) \alpha(s) e^{-k_1 \rho_n s^2} ds + U(\theta - \theta_c) e^{ik_1 \rho_n \cos(\theta_s - \theta)} \int_0^{\infty} T^{\mp}(\alpha_{mbcp}) \beta(t) e^{-k_1 \rho_n t^2} dt \right] \quad (15)$$

여기서,

$$\alpha(s) = \frac{i-1}{\sqrt{1+is^2/2}}, \quad \beta(t) = \frac{-2it}{\sqrt{1-(\cos(\alpha_{bp}-\theta)+it^2)^2}}$$

$$T(\alpha_{sdp}) = \frac{2\cos\alpha_{sdp} e^{-ik_1 z \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{sdp}}}}{\cos\alpha_{sdp} + \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{sdp}}}$$

$$T^{\mp}(\alpha_{mbcp}) = \frac{4\cos\alpha_{mbcp}}{1-\hat{\epsilon}_{r2}} \left[ i\cos\alpha_{mbcp} \sin(k_1 z' \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{mbcp}}) + \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{mbcp}} \cos(k_1 z' \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{mbcp}}) \right]$$

$$R_{12}(\alpha_{sdp}) = \frac{\cos\alpha_{sdp} - \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{sdp}}}{\cos\alpha_{sdp} + \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{sdp}}}$$

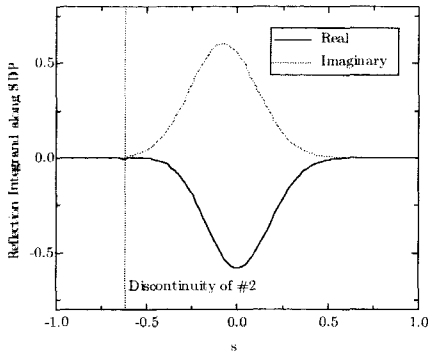
$$R_{12}^{\mp}(\alpha_{sdp}) = \frac{4\cos\alpha_{sdp} \sqrt{\hat{\epsilon}_{r2} - \sin^2\alpha_{sdp}}}{1-\hat{\epsilon}_{r2}}$$

$$R_n = \sqrt{(y-y_n)^2 + (z+z_n)^2}, \quad r_n = \sqrt{(y-y_n)^2 + (z-z_n)^2}$$

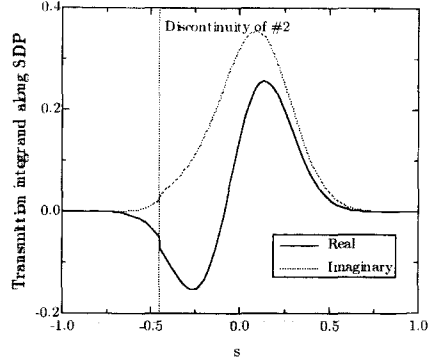
$$\rho_n = \sqrt{(y-y_n)^2 + (z_n)^2}$$

이다. 그리고  $T^{\mp}$ 와  $R^{\mp}$ 는 변형된 branch 경로인 그림 4의 #3을 따른 투과계수와 반사계수이다.

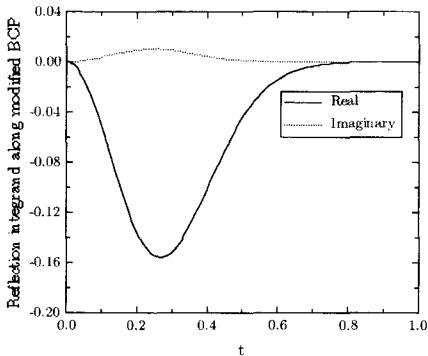
그림 5는 반사파 피적분 함수의 궤적으로 장점 위치가  $(2.0\lambda, 0.5\lambda)$ 에 있고, 전원이 0.5λ에 있을 때 결과이며, 그림 5(a)는 최대경사 경로를 따른 궤적이다. 특히



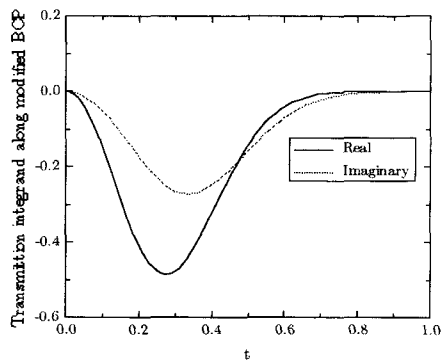
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 5. 복소  $\alpha$  평면의 각 경로를 따른 반사파 피적분 함수의 궤적 (a) 최대경사경로 (b) 변형된 branch 경로

Fig. 5. Behavior of the integrand of reflected field along each path on a complex  $\alpha$  plane. (a) The steepest descent path (b) The modified branch cut.

그림 6. 복소  $\alpha$  평면의 각 경로를 따른 투과파 피적분 함수의 궤적 (a) 최대경사경로 (b) 변형된 branch 경로

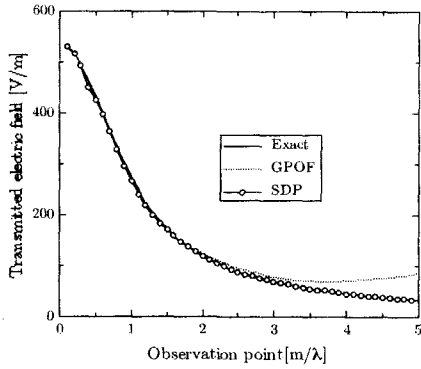
Fig. 6. Behavior of the integrand of transmitted field along each path on a complex  $\alpha$  plane. (a) The steepest descent path (b) The modified branch cut.

최대경사 경로가 branch 경로를 지날 때 불연속인 지점이 나타난다. 그리고 5(b)는 변형된 branch 경로를 따른 궤적으로 수렴도가 원 branch 적분을 따른 경로보다 향상되었음을 알 수 있다.

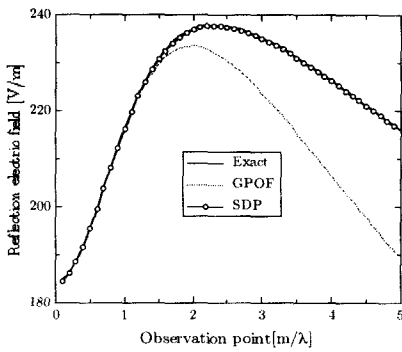
그림 6은 투과파 피적분 함수의 궤적으로 장점의 위치가  $(2.0\lambda, 0.5\lambda)$ 에 있고, 전원이  $-0.5\lambda$ 에 있을 때 결과이며, 그림 6(a)는 최대경사 경로를 따른 피적분 함수의 궤적으로 branch 경로를 가로지르는 지점에서 불연속이 나타난다. 그리고 6(b)는 변형된 branch 경로를 따른 적분의 궤적을 나타낸다.

그림 7(a)은 투과파에 대한 수치해석 결과이다. 전원 위치는  $z' = -0.2\lambda$  이고, 관측점이  $z = 0.5\lambda$ 이다.  $y$ 의 범위는  $0 \sim 5\lambda$ 이며 이 범위내에서 엄밀해, GPOF, 그리

고 최대경사 경로 적분법에 의한 결과를 상호 비교한 것이다. 그림 7(b)는 반사파에 대한 수치해석 결과이다. 전원이  $z' = 0.5\lambda$ 에 있고, 관측점이  $z = 0.5\lambda$ 이고  $y$ 의 범위가  $0 \sim 5\lambda$ 이며 이 범위내에서 엄밀해, GPOF, 그리고 최대경사 경로 적분법에 의한 결과를 상호 비교한 것이다. 두 결과로부터 GPOF는 관측점이 멀어질수록 오차가 증가하지만 최대경사 경로 적분은 전 범위에서 엄밀해와 잘 일치함을 알 수 있다. 두 결과로부터 해석 구조가  $2.0\lambda$ 이상의 크기를 가질 때 복소영상법인 GPOF 방법은 적용할 수가 없음을 알 수 있다. 그 반면 최대경사 경로 적분법은 근거리와 원거리에 걸쳐서 정확한 계산이 되며, 또한 구조물의 크기가  $2.0\lambda$ 이상일 때에도 적용 가능함을 볼 수 있다.



(a)

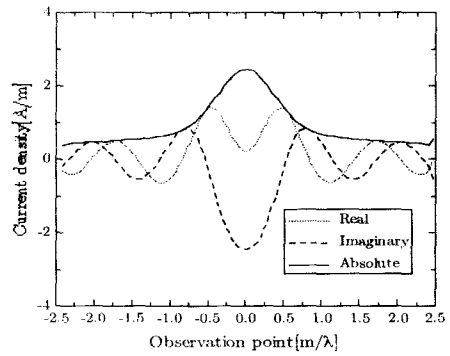


(b)

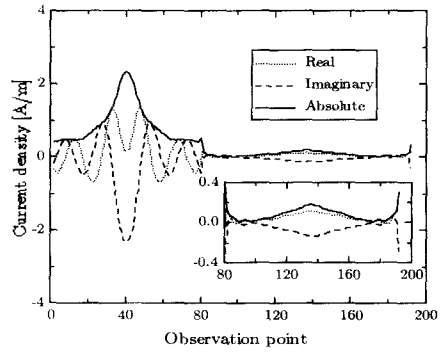
그림 7. 관측점에 따른 전장의 수치 결과 (a) 투과파 (b) 반사파

Fig. 7. Amplitude of electric field with observation point. (a) Transmitted field (b) Reflected field

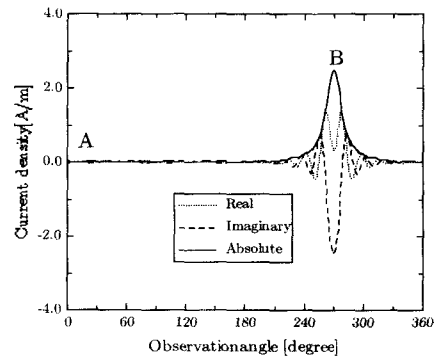
그림 8(a)는 지면에서 높이가  $0.5\lambda$ 이고 폭이  $5\lambda$ 인 스트립의 표면 전류 밀도이다. 가로축은 스트립 상의 관측점을 나타낸다. 실선은 전류밀도의 실수 값이고 점선은 허수 값이며 기호 삽입된 실선은 절대 값이다. 그리고 그림 8(b)는 지면에서 높이가  $0.5\lambda$ 이고 폭이  $5\lambda$ 이며 두께가  $1.0\lambda$ 인 직사각형 실린더 구조의 전류 밀도이다. 그림 8(b)에서 앞 부분 전류 밀도는 그림 8(a)의 스트립 구조의 전류 밀도와 같고, 뒷 부분 전류 밀도는 전파 음영지역에 해당하므로 상대적으로 전류밀도가 낮게 나타난다. 그림 8(c)의 구조는 원형 실린더 구조의 전류 밀도이다. 그림 8(c) 구조물의 중심은  $(0, 3.5\lambda)$ 이며, 반지름이  $3\lambda$ 이다. 그림 8(b)에서 B는 그림 1의 지면 위 물체가 원형 실린더일 때 선전류원과의 거리가 최단 거리에 위치한 지점을 의미하고 원형 실린더의 각도가  $27^\circ$ 를 의미하며, A는 각도가  $0^\circ$ 일 때이다. 결과로부터



(a)



(b)



(c)

그림 8. 전류밀도 (a) 스트립 (b) 직사각형 실린더 (c) 원형 실린더

Fig. 8. Induced current density. (a) strip (b) rectangular cylinder (c) circular cylinder

대부분의 전류 밀도는  $270^\circ$ 를 중심으로  $120^\circ$  범위내에 분포하고 있다.

그림 9는 매질 1에서 선전류 자체의 복사패턴과 각 도체에 의한 산란 패턴이다. 결과는 좌표 중심에서  $50\lambda$  떨어진 지점의 전장 패턴이다. 스트립과 직사각형 실린

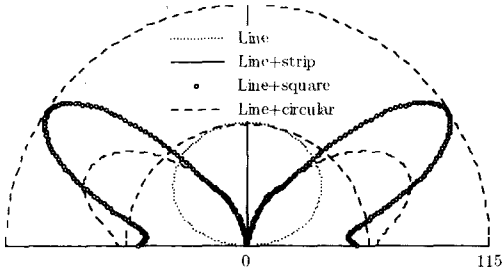


그림 9. 복사패턴  
Fig. 9. Radiation pattern.

더의 결과는 서로 거의 일치한다. 이는 원거리에서 두 구조가 같은 형태로 보이기 때문으로 여겨진다.

그림 10(a)는 표적이 +y 방향으로 이동할 때 선전류원에서의 수신 전장값의 크기이고, 그림 10(b)는 수신 전장의 위상값이다. 그림 10(a)로부터 평편한 물체가 선전류원을 완전히 덮고 있을 경우 수신 전계값이 일정함을 알 수 있다. 또한 물체의 가장자리와 선전류원의 수

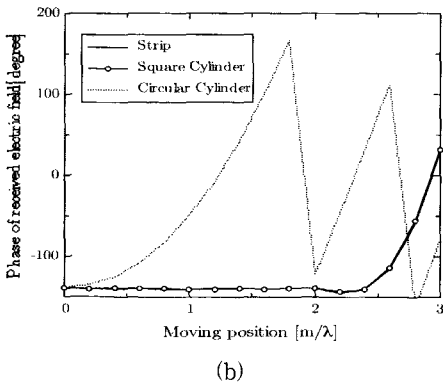
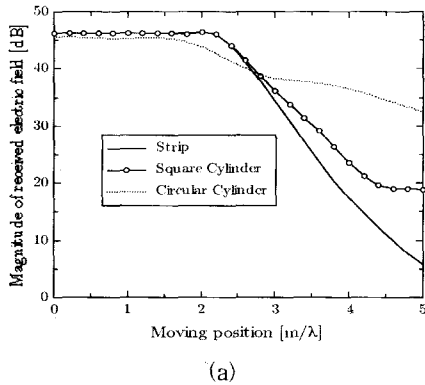


그림 10. 위치에 따른 수신 전계 (a) 크기 (b) 위상  
Fig. 10. Received electric field with moving point.  
(a) Amplitude (b) phase

평거리가 대략  $0.5\lambda$ 보다 작아질 때부터 수신전계가 감소함을 알 수 있다. 그러나 원형 실린더일 경우 안테나와의 거리가 멀어질수록 전계는 서서히 감소한다. 이 현상은 그림 10(b)의 수신전계의 위상에서도 나타난다.

III. 결 론

손실을 가진 매질 경계 근처에 놓인 안테나 문제에서, GPOF 방법은 근거리 지점에는 잘 적용되지만 원거리 지점에서는 큰 오차를 보인다. 그리고 해석 구조물의 크기가 커질수록 오차 또한 증가한다. 그러나 최대경사 적분법은 근거리와 원거리에 걸쳐 만족한 결과를 주었다. 그리고 큰 구조물의 경우에도 본 논문에서 사용한 최대경사 적분법이 빠른 계산시간과 정확한 결과를 주었다. 분석 결과, 매설 안테나의 수직 방향에 스트립이나 직사각형 실린더와 같은 구조물이 덮고 있을 경우 동일한 수신 전계값을 가졌다. 그리고 원통 실린더의 경우 안테나간의 거리가 멀어질수록 수신 전계의 크기는 서서히 감소하였고, 위상은 증가하였다.

참 고 문 헌

- [1] A. Sommerfeld, Partial Differential Equations, Academic press, pp. 246-267, 1949.
- [2] Y. L. Chow, J. J. Yang, D. H. Fang, and G. E. Howard, "Closed-form spatial Green's function for the thick substrate," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-39, pp. 588-592, Mar., 1991.
- [3] G. Dural and M. I. Aksun, "Closed-form Greens function for general sources and stratified media," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-43, pp. 1545-1552, July, 1995.
- [4] P. Parhami, Y. Rahnat-Samii, and R. Mittra, "An efficient approach for evaluating Sommerfeld integrals encountered in th problem of a current element radiating over lossy ground," IEEE Trans., AP-28, no. 1, pp. 100-104, Jan., 1980.
- [5] K. A. Michalski, "On the efficient evaluation of integrals arising in the Sommerfeld half-space problem," IEE Proceedings, vol. 132, Pt. H, no.

5, pp. 312-318, Aug., 1985.

[6] L. B. Felsen and N. Marcuvitz, *Radiation and Scattering of Waves*, Prentice-Hall, pp. 527-530, 1973.

[7] L. L. Tsai, and C. E. Smith, "Moment methods in electromagnetics for undergraduates," *IEEE Trans. on Education*, vol. E-21, no. 1, pp. 14-22, Feb., 1978.

저 자 소 개



李承學(正會員)

1996년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1998년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1998년 3월~현재 : 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정.

<주관심분야 : 전자파 산란특성, 안테나 해석 및 설계, 원격탐지, 전자파의 인체영향>

테나 해석 및 설계, 원격탐지, 전자파의 인체영향>



金彩英(正會員)

1976년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1978년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1990년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1979년 4월~1992년 9월 : 경북대 전자공학과 전임강사, 조교수, 부교수. 1992년 10월~현재 : 경북대 전자전기공학부 교수. 1985년 9월~1986년 8월 : 미국 Syracuse대학 방문 연구원. 1991년 9월~1993년 2월 : 미국 MIT 공대 연구과학자. <주관심분야 : 이동통신 전파환경, 전자파 수치해석, 전자파 이론 및 응용, 전자소자 측정기법 개발>

이론 및 응용, 전자소자 측정기법 개발>



李昌源(正會員)

1991년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1998년 8월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학박사). 1999년 7월~2000년 6월 : Illinois Urbana-Champaign 박사후 연구원. 2001년 8월~현재 : 경북대학교 전자공학과 BK 계약 교수. <주관심분야 : 전자파 산란, 안테나 설계, 전자파 수치해석, 주기구조론>

안테나 설계, 전자파 수치해석, 주기구조론>