

# 일차원 역산란 패턴 제어와 그 응용

## Control of One Dimensional Inverse Scattering Pattern and Its Applications

최종인 · 박의준

Jong-In Choi · Eui-Joon Park

### 요 약

원하는 역산란 패턴을 만족시키는 일차원 비선형 분포함수를 합성하는 방법을 제안하였다. 이 방법은 일차원 역산란 문제로부터 유도된 Riccati 방정식의 해의 역변환에 기본을 두고 있다. 그 해는 collinear 배열 안테나에서의 배열인자 혹은 정규화된 공간인자와 유사한 형태를 가지므로 연관된 비선형 분포함수를 구하기 위해 line-source 법에 입각한 패턴 합성법을 사용하였다. 이 과정들은 최적화 기법에 의해 수행되며, 분산특성을 갖는 매질내에서 임의의 전송선로를 특정 주파수 대역내에서 합성하는 예와 저항성 스트립의 산란패턴 제어 등의 예로부터 제안한 방법의 타당성을 수치적으로 입증하였다.

### Abstract

A method for the synthesis of one-dimensional nonlinear distribution function is presented for the desired inverse scattering pattern. This method is based on the inverse transform of the solution of the Riccati equation derived from one-dimensional inverse scattering problem. Since the solution is analogous to the array factor or normalized space factor in collinear array antenna, the synthesis method for field pattern is applied for the construction of the involved line-source nonlinear distribution function. The suggested method is carried out under the optimization process, and is numerically verified by synthesizing the dispersive transmission line profile within the specified frequency band and control of scattered field on resistive strip.

### I. 서 론

일반적으로 역산란 문제란 산란패턴을 분석하여 물체의 형태나 특성을 복구(reconstruction)하는 과정이라 볼 수 있다. Rayleigh<sup>[1]</sup>와 Born<sup>[2]</sup> 등에 의해 산란체와 산란장(scattered field)과의 선형적

연관성이 존재함이 발견된 이래 일차원 역산란 이론에 대한 많은 연구가 진행되어왔다<sup>[3]~[6]</sup>. 특히 Ladouceur<sup>[7]</sup> 등은 일차원적으로 분포된 무손실 유전체의 유전율 분포형태를 입력반사계수의 푸리에 변환으로부터 복구할 수 있는 공식을 유도한 바 있으며, D. B. Ge<sup>[8]</sup> 등은 적층된 도전성 매질의 도전율을 복구하는 방법을 제시하였다. 그러나 이들

금오공과대학교 전자공학부(School of Electronic Engineering, Kurnoh National University of Technology)

· 논문 번호 : 981207-127

· 수정완료일자 : 1999년 1월 14일

방법들은 매질 특성 복구에 주된 관심을 두므로써 원하는 산란특성을 만족시키는 산란체의 특성을 합성하는데는 어려운 점이 있다.

$x \geq 0$ 인 영역에 존재하는 임의의 매질에 횡방향 성분을 갖는 전계  $E$ 를 갖는 평면파가 입사평면에서 입사각  $\phi$ 로 입사되면 자유공간 ( $x < 0$ )의 파수를  $k$ 라 했을 때 다음의 헤름홀쯔 방정식이 성립된다.

$$\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} + k^2 \left[ \epsilon_r(x) - \frac{j\sigma(x)}{\epsilon_0 \omega} - \sin^2 \phi \right] E = 0 \tag{1}$$

$x < 0$ 의 영역에서 전계는

$$E(x) = e^{-jkx \cos \phi} + r_\phi(\omega) e^{jkx \cos \phi} \tag{2}$$

가 되며 여기서  $r_\phi(\omega)$ 는 입사각  $\phi$ 에서의 반사계수를 나타낸다. WKB(Wentzel-Kramer-Brillouin) 근사법<sup>[2]</sup>을 사용하면  $r_\phi(\omega)$ 에 대한 비선형 1계 Riccati 방정식이 유도되며 그 해는  $r_\phi^2(\omega) \ll 1$  일 경우 collinear 배열 source에 의한 배열인자(array factor) 혹은 line-source에 의한 정규화된 공간인자(space factor)<sup>[9]</sup>와 같은 형태가 된다.

본 연구에서는 Riccati 방정식의 해가 갖는 lobe형 역산란 패턴을 임의로 원하는 목표치로 두고 그 목표치를 만족시키는 일차원 비선형 line-source형 분포함수를 합성하는 방법을 제시하고자 한다. 이 방법의 타당성을 검증하기 위해 두 가지 예를 보였다. 첫째는 분산특성을 갖는 전송선로의 입력 반사계수를 임의로 두고 그 반사계수의 주파수 특성을 만족시키는 실효 비유전율을 합성하고 결과적으로 주파수 의존성 특성임피던스를 합성시키는 방법을 예로 들었다. 특히 기존의 임피던스 변환선로 설계 방법과는 달리 최적화 기법을 통한 분포함수 즉 일차원적으로 분포된 특성임피던스 profile을 합성하는 방법을 제공하고 입력반사계수가 갖는 lobe형 패턴을 특정 주파수 대역내에서 자유로이 제어하는 방법을 보였다. 둘째 예로서 스트립

도체의 전류분포를 Galerkin 법을 사용하여 구하고 이 전류의 비선형적 분포를 효율적으로 합성하므로써 원하는 RCS 패턴을 구현하는 예를 보였다. 이때 비선형적 전류분포의 물리적 실현을 위해 기하 광학적으로 유도된 스트립상의 전류분포와 저항분포의 관계를 사용하였으며, 결과적으로 스트립상에 비선형적으로 저항을 분포시키므로써 RCS 패턴을 제어하는 방법을 예시하였다.

## II. 임의의 공간인자가 갖는 비선형 분포함수 도출

$x$ 방향으로 총길이  $L$ 의 일차원 소스(source)가 임의의 매질 내에서 연속적으로 분포되어 있을 경우 그 분포함수를  $f(x)$ 라 하자. 이 분포함수에 의해 형성되는 원거리에서의 공간인자는 그림 1과 같은 좌표계에서 다음과 같이 표현된다.

$$S(\nu) = k \int_{-L/2}^{L/2} f(x) e^{jkx \cos \phi} dx \tag{3}$$

여기서  $\nu$ 는 각주파수  $\omega$  혹은  $\phi$ 의 함수 표현되며  $k$ 는 매질이 갖는 파수이다.  $p = -2\pi x/L$ 과  $u = kL \cos \phi / 2\pi$ 로 치환하면 식 (3)은 다음과 같이 된다.

$$S(u) = \frac{Lk}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(p) e^{-ipu} dp \tag{4}$$

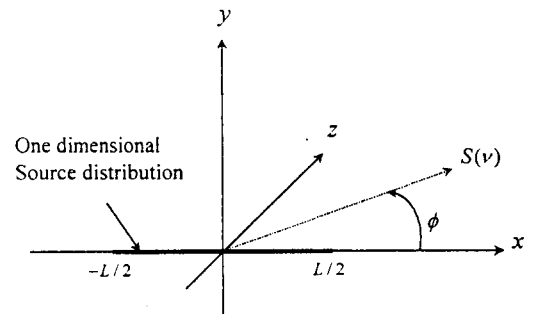


그림 1. 일차원 소스분포를 위해 설정한 좌표  
Fig. 1. Coordinate for one dimensional source distribution.

식 (4)에서 적분항을 다음과 같이 공간인자  $F(u)$ 로 둔다면 line source 법<sup>[10]</sup>에 의해  $F(u)$ 는  $f(p)$ 의 값에 의해 결정되는, 주기적으로 null 점을 갖는 정규화된 lobe형 패턴을 나타낸다.

$$F(u) = \int_{-\pi}^{\pi} f(p) e^{-ipu} dp \quad (5)$$

null점을 갖는 lobe형 패턴 혹은 부분적으로 리플값을 갖는  $F(u)$ 는 다음과 같이 일반화될 수 있다<sup>[9]-[11]</sup>.

$$F(u) = C \frac{\sin \pi u}{\pi u} \cdot \frac{\prod_{n=n_s}^{N_s} \left(1 - \frac{u}{u_n - jv_m}\right) \left(1 + \frac{u}{u_n + jv_m}\right)}{\prod_{n=n_s}^{N_s} \left(1 - \left(\frac{u}{n}\right)^2\right)} \quad (6)$$

여기서  $n \geq m$ ,  $n_s = 1, 2, 3, \dots$ 이  $N = N_s - n_s + 1$ 은 교란(perturbation)될  $u_n$ 의 개수를 의미한다.  $u_n$ 과  $v_m$ 은 Dolph-Chebyshev 패턴만을 만족시키는 Taylor<sup>[10]</sup>의 해석적 방법과는 달리 최적화 기법에 의해 구할 수 있다. 즉 임의의 원하는  $F(u)$ 의 크기를 얻는 문제는 적절한  $u_n$ 과  $v_m$ 을 구하는 과정이라 볼 수 있다. 여기서  $v_m = 0$ 라 두면  $u_n$ 은 완전한 null을 갖는 lobe패턴을 만들어 주며,  $v_m \neq 0$ 이면 null점 대신  $m$ 개의 dip 점을 갖도록 하여  $F(u)$ 의 크기는  $u$ 영역에서 부분적으로 리플을 갖도록 한다.  $F_p(u)$ 를  $p$ 차 피크치라 두고  $F_d(u)$ 를  $d$ 차 dip값이라 두고서 오차함수를 다음과 같이 정의하였다.

$$E(\mathbf{X}_l) = \sum_{p,d=n_s}^{N_s} (|\ln(F_p(\mathbf{X}_l)/S_p(u))|^2 + |\ln(F_d(\mathbf{X}_l)/S_d(u))|^2) \quad (7)$$

여기서  $\mathbf{X}_l = (\mathbf{U}_l, \mathbf{V}_l)$ 이며  $l$ 은 반복회수를 의미한다. 그리고  $p = n_s, \dots, N_s$ ,  $p \geq d$ 이며  $\mathbf{U}_l = [U_{n_s}, \dots, U_{N_s}]_l$  그리고  $\mathbf{V}_l = [V_{n_s}, \dots, V_{N_s}]_l$

를 나타낸다. 위 오차함수는 목표치에 해당하는 피크치와 dip값을 나타내는  $S_p$  및  $S_d$ 와 매 반복시 계산된  $F_p$  및  $F_d$ 값과의 각각의 차를 대수적으로 표현한 것이며 최소자승법을 사용한 것이다. 수렴 조건을  $E < \epsilon$ 로 두면  $E$ 가  $\epsilon$ 보다 작을 때 해당되는  $\mathbf{U}$ 와  $\mathbf{V}$ 에 의해 원하는 피크치와 dip 값을 갖는  $F(u)$ 의 크기가 산출된다. 반복법을 적용시켜 오차함수를 최소화하는 과정은 다음 식에 의해 이루어진다.

$$\mathbf{X}_{l+1} = \mathbf{X}_l - \alpha_l \cdot \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{X}_l) \cdot \nabla[E(\mathbf{X}_l)] \quad (8)$$

여기서  $0 < \alpha_l < 1$ 이며  $\mathbf{H}$ 는 Hessian 행렬을 의미한다. 예로서 식 (6)에서  $C=1$ ,  $n_s=1$ 로 두고  $N_s=10$ 으로 두면  $u$ 영역에서 10개의 lobe가 제어될 수 있다.  $S_{p(1-10)}(u)$ 를  $-20$ [dB]로 두고  $S_{d(4-6)}(u)$ 를  $-30$ [dB]로 두면 이 목표치를 만족하는  $F(u)$ 의 크기는  $\mathbf{U} = [u_1, u_2, \dots, u_{10}]$ 과  $\mathbf{V} = [v_4, v_5, v_6]$ 의 최적값을 구하므로써 이루어질 수 있다. 초기 치는  $\mathbf{U}_0 = [1, 2, \dots, 10]$   $\mathbf{V}_0 = [0.01, 0.01, 0.01]$ 로 두었으며 식 (8)에 의해 반복적으로 교란되므로써 식 (7)의 오차함수가 수렴될 수 있다. 이때  $\epsilon = 10^{-8}$ 로 두었다. 그 결과를 그림 2(a)에 보였다.

한편  $F(u)$ 의 크기가 임의로 정해지면 식 (5)의  $f(p)$ 는 역 푸리에변환에 의해 구해질 수 있으며 이때  $f(p)$ 는 다음과 같이 푸리에급수 형태로 표현될 수 있다.

$$f(p) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n e^{inp} \quad -\pi \leq p \leq \pi \quad (9)$$

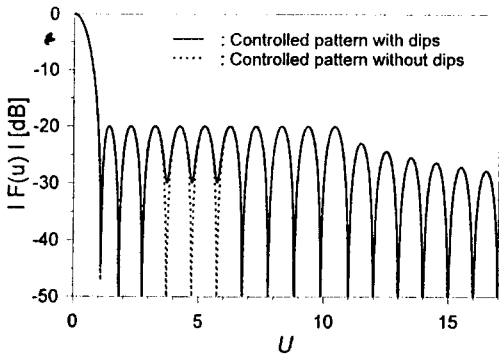
식 (5)와 식 (6)으로부터  $F(u)$ 는 복소수로 표현되어지므로  $F(u) = F_1(u) - jF_2(u)$ 로 나타낼 수 있으며 식 (9)를 식 (5)에 대입하면  $D_n = D_n^*$ 의 관계로부터  $F(u)$ 는 다음과 같이 표본화된 값의 합으로 나타낼 수 있다<sup>[12]</sup>.

$$F(u) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(n) \frac{\sin \pi(u-n)}{\pi(u-n)} \quad (10)$$

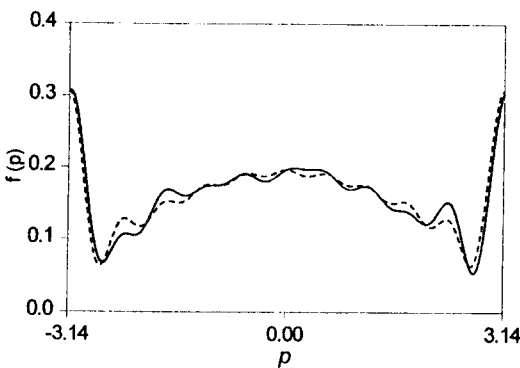
여기서  $F(n)$  은  $u=n$  일 때  $F(u)$  의 표본화 값이며 위 계산과정에서  $F(n) = 2\pi D_n$  의 관계가 있다. 식 (9) 를 삼각함수 급수전개로 변환하면

$$f(p) = \sum_{n=0}^{\infty} (a_n \cos np + b_n \sin np) \quad (11)$$

가 되며  $n \neq 0$  인 경우는  $D_n = (a_n - jb_n)/2$  로,  $n = 0$  인 경우는  $D_0 = a_0$  로 둘 수 있다. 따라서 식



(a)



(b)

그림 2. 최적화 기법에 의해 제어된 패턴과 비선형 분포함수

Fig. 2. Controlled patterns and nonlinear distribution functions by optimization technique.

(6) 으로부터  $F(u) = F_1(u) - jF_2(u)$  를 계산하므로써  $F(0) = 2\pi a_0$ ,  $F(n) = \pi(a_n - jb_n)$  로부터 분포함수 식 (11) 을 계산할 수 있다. 이때 식 (6) 으로부터  $N$  을 무한대로 할 수 없으므로  $n \geq N_s + 1$  인 경우  $a_n = b_n = 0$  으로 제한되며 이 결과는  $u$  영역에서 제한된 범위 내에서 null점 및 dip점의 최적화가 가능함을 의미한다.  $n \geq N_s + 1$  의 범위에서는  $u_n = n$ ,  $v_n = 0$  가 되며 그 lobe 패턴은 식 (6) 으로부터  $C \sin \pi u / \pi u$  의 형태를 따르게 된다. 그림 2(a) 의  $F(u)$  로부터 계산된  $a_0$ ,  $a_n$  및  $b_n$  으로부터  $f(p)$  를 합성한 결과를 그림 2(b) 에 보였다. 결과적으로 그림 2(a) 의 패턴을 위한 그림 1 의 소스 분포는  $p$  영역에서 그림 2(b) 와 같은 형태가 된다.

### III. 일차원 역산란 제어예와 결과분석

#### 3-1 분산 매질의 역산란 제어

그림 3(a) 와 같이 분산 특성을 갖는 무손실 비균질(inhomogeneous) 매질을 생각해 보자. 파수  $k$  를 갖는 정현적인 평면파가 왼쪽 자유공간에서 입사각  $\theta$  로 입사되면  $x$  와  $x + dx$  사이의 영역에서 반사계수는 그림 3(b) 와 같은 신호흐름도로 표현될 수 있다. 여기서  $dx$  는 물리적 길이를 의미하며  $S(x, \omega, \theta) = \epsilon_r(x, \omega) - \sin^2 \theta$  로 두면 E-편파와 H-편파 각각에 대한 미소 반사계수는 다음과 같다<sup>[13]</sup>.

$$dr_E = \frac{\sqrt{S(x, \omega, \theta)} - \sqrt{S(x+dx, \omega, \theta)}}{\sqrt{S(x, \omega, \theta)} + \sqrt{S(x+dx, \omega, \theta)}} \quad (12)$$

$$dr_H = \frac{\epsilon_r(x+dx, \omega) \sqrt{S(x, \omega, \theta)} - \epsilon_r(x, \omega) \sqrt{S(x+dx, \omega, \theta)}}{\epsilon_r(x+dx, \omega) \sqrt{S(x, \omega, \theta)} + \epsilon_r(x, \omega) \sqrt{S(x+dx, \omega, \theta)}} \quad (13)$$

그림 3(b) 로부터 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$r = dr + \frac{[1 - (dr)^2](\Gamma + d\Gamma)}{1 + dr(\Gamma + d\Gamma)} \quad (14)$$

$$\Gamma = r \exp(-2jk\sqrt{S} dx) \quad (15)$$

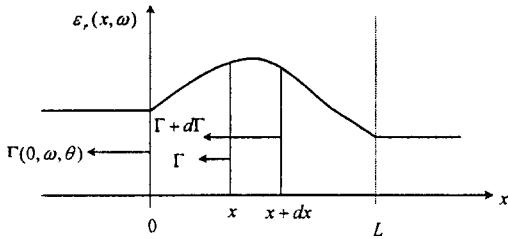
위 식을 식 (12)와 식 (13)에 대입하면 다음과 같이 근사화된다.

$$dr_E \approx -\frac{d\varepsilon_r(x, \omega)}{4S(x, \omega, \theta)} \quad (16)$$

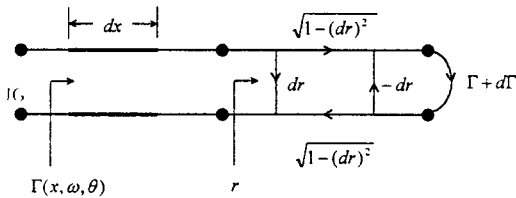
$$dr_H \approx -\frac{\varepsilon_r(x, \omega) - 2\sin^2 \theta}{4\varepsilon_r(x, \omega)S(x, \omega, \theta)} d\varepsilon_r(x, \omega) \quad (17)$$

식 (14)와 식 (15)의 관계로부터 E-편파 및 H-편파 각각에 대해 다음과 같은 일반형이 유도된다.

$$\frac{d\Gamma}{dx} = j2k\sqrt{S(x, \omega, \theta)}\Gamma - (1 - \Gamma^2)\frac{dr}{dx} \quad (18)$$



(a)



(b)

그림 3. (a) 분산 매질로부터의 입력반사계수 모델  
(b) 매질의  $x$ 와  $x + dx$  사이 영역에서의 반사계수에 대한 등가신호 흐름도

Fig. 3. (a) Input reflection coefficient model for a dispersive medium.

(b) Equivalent signal flow for reflection coefficient between  $x$  and  $x + dx$  inside medium.

$\Gamma^2 \ll 1$ 일 경우  $\Gamma^i(x, \omega, \theta) = \tanh^{-1}[\Gamma(x, \omega, \theta)]$ 로 두면  $x=0$ 에서의 입력반사계수  $\Gamma^i$ 에 대한 해는 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma^i(0, \omega, \theta) = \int_0^L \frac{dr}{dx} \exp[-2jk \int_0^x \sqrt{S(x', \omega, \theta)} dx'] dx = e^{-j\pi u} F(u) \quad (19)$$

$$F(u) = \int_{-\pi}^{\pi} f(p) e^{-jpu} dp \quad (20)$$

$$f(p) = \frac{dr}{dp} \quad (21)$$

여기서  $u$ 와  $p$ 는 다음과 같이 치환되었다

$$u = \frac{k}{\pi} \int_0^L \sqrt{S(x, \omega, \theta)} dx \quad (22)$$

$$p = 2\pi \left[ \frac{\int_0^x \sqrt{S(x', \omega, \theta)} dx'}{\int_0^L \sqrt{S(x, \omega, \theta)} dx} - \frac{1}{2} \right] \quad (23)$$

만약 입사각  $\theta$ 를 고정시킨 상태에서  $x$ 와 주파수의 함수로 입력반사계수를 표현한다면 식 (6)으로부터 원하는 패턴을 만족시키는  $u_n$ 과  $v_n$ 값을 구한 후 식 (11)과 식 (21)로부터 분포함수  $f(p)$ 를 계산할 수 있다. 계산된  $f(p)$ 로부터  $S(x, \omega)$ 를 쉽게 계산할 수 있으므로 이 과정은 역산란에 의해 매질의 유전율을 합성하는 과정이라 볼 수 있다. 따라서 위에서 언급한 본 연구에서의 과정은 원하는 역산란 패턴을 만족케 하는 매질의 비선형적 분포를 합성하는 과정이라 볼 수 있다. 일례로 분산이 존재하는 전송선로를 생각해 보자. 입사각  $\theta$ 는  $0^\circ$ 이며 전송선로를 진행하면서  $\varepsilon_r(x, \omega)$ 는 주파수 의존성 실효 비유전율로 볼 수 있으며 식 (21)은  $f(p) = d[\ln Z(p, \omega)]/2dp$ 로 둘 수 있다. 여기서  $Z(p, \omega)$ 는  $p$ 점에서의 주파수 의존성 특성임피던스를 의미한다. 이 경우  $F(u)$ 는 입력반사계수  $\Gamma^i(0, \omega, 0)$ 의 크기를 의미하며 식 (20)의 크기는 경계조건  $\Gamma^i(L, \omega, 0) = 0$ 를 만족시키면 소위 임피던스 변환선로의 입력반사계수의 크

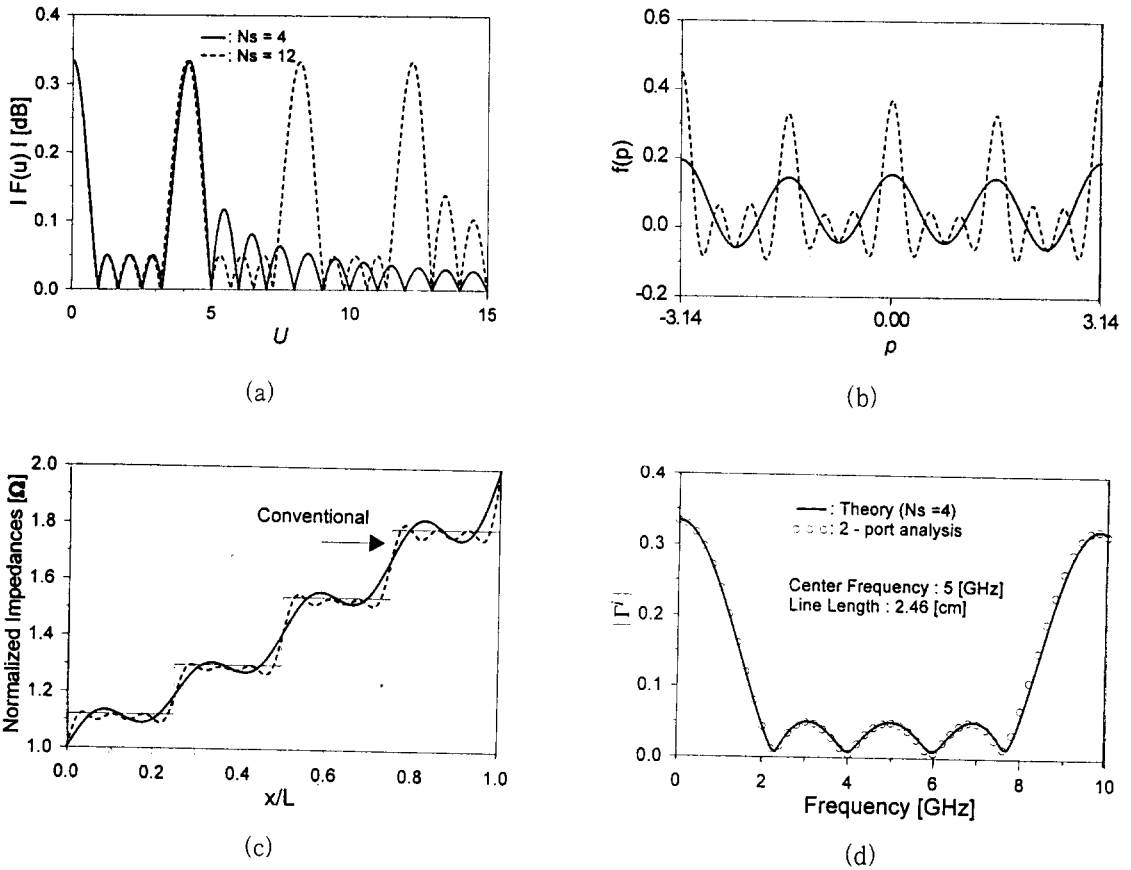


그림 4. 4-section 임피던스 변환기 설계에의 적용예

Fig. 4. Examples of applications to 4-section impedance transformer.

기를 의미한다. 그림 4는 통과대역내에서  $Z_0 = 50 [\Omega]$  과  $Z_L = 100 [\Omega]$  을 정합시키기 위해 동일한 lobe의 피크치를 갖는 4-section 체비셰프 임피던스 변환기를 역산란 제어에 의해 계산한 결과를 보이고 있다. 여기서 통과대역내의 피크치들을 0.05로 두었으며 식 (6)에서  $n_s = 1$ ,  $N_s = 4$  와  $n_s = 1$ ,  $N_s = 12$  의 두 가지 경우를 고려하였고  $C = 1/2 \cdot \ln(Z_L/Z_0)$  로 두므로써  $n > 4$  과  $n > 12$  인 경우에 각각 지수함수형 패턴을 갖도록 하였다. 그리고  $v_n = 0$  로 두었다. 그림 4(b)는 식 (11)을 사용하여 계산된 비선형 분포함수를 나타낸 것이며 그림 4(c)는  $f(p) = d[\ln Z(p)]/2dp$  를 사용하여 합성된 특성임피던스를 보이고 있다. 위 임피던스

변환기의 예는 역산란 제어에 의한 일차원 비선형 분포함수 합성에 대한 일례이다. 만약  $N_s \rightarrow \infty$  로 한다면 정확한 특성임피던스가 합성되어야 하나 합성된 특성임피던스는 급격한 불연속점을 가지게 되므로 WKB 해가 근사적으로 만족되어질 조건, 즉 식 (21)의 크기가 작을수록 정확하게 된다는 조건을 만족시키지 못한다<sup>[14]</sup>. 따라서 임피던스 프로필이 연속적인 형태가 될 때 거의 정확하게 된다. 그러나  $N_s = 12$  인 경우에서 보듯이 특성임피던스 프로필에 존재하는 불연속화에 의한 영향을 해석적인 방법에 의한 기존의 정확한 프로필과 비교하였을 때 크지 않음을 알 수 있다.  $N_s = 4$  일 경우 합성된 특성임피던스 profile은 연속적인 분포

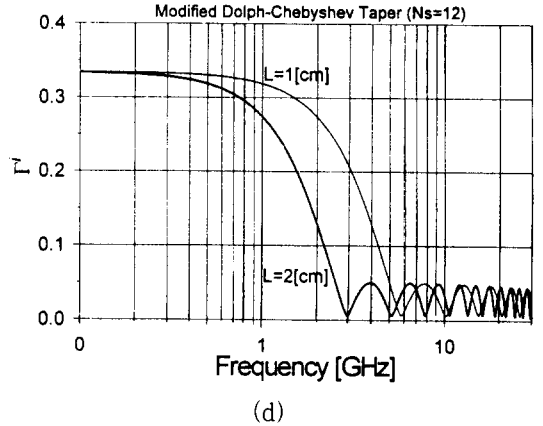
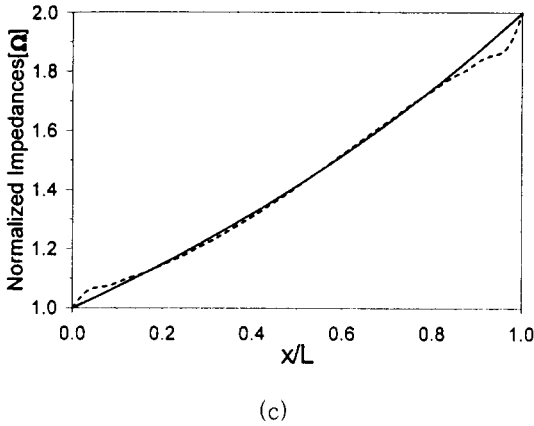
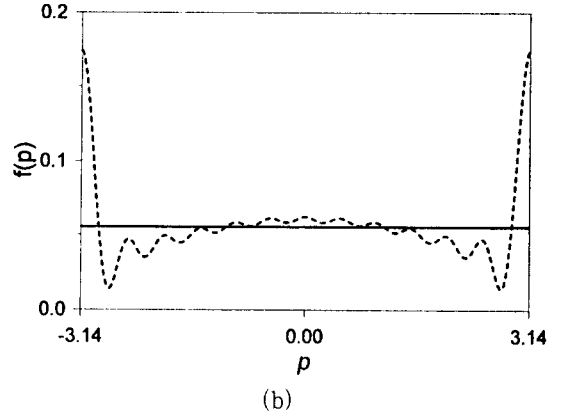
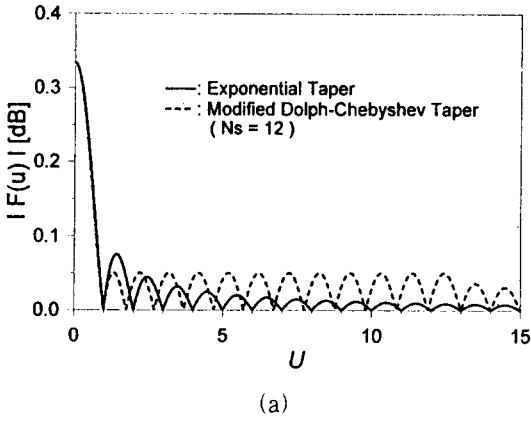


그림 5. 테이퍼 선로 설계에의 적용예

Fig. 5. Examples of applications to tapered line.

를 갖게 되므로 선로상에 불연속을 제거할 수 있다. 그림 4(d)는 합성된 특성임피던스를 비유전율  $\epsilon_r = 10.2$ , 기판높이  $h = 0.635$  mm인 마이크로스트립 선로로 구현했을 때 주파수영역에서의 입력반사계수를 식 (20)~(23)을 사용하여 나타낸 것으로써 중심주파수를 5 GHz로 두었다. 여기서 원하는 주파수특성을 갖도록 하기 위해서는 식 (22)로부터 길이  $L$ 을 적절히 조절하므로써 가능해진다. 왜냐하면 주파수 의존성을 고려하지 않았을 경우의 그림 4(a)의  $u$  영역에서의 패턴 궤적은 주파수 의존성 실효 비유전율과  $L$ 의 함수로 표현되기 때문이다. 반복법에 의해 결정된 길이는

$L = 2.46$  [cm]이며 그림 4(c)의 점선에 해당하는 선로를 600개의 segment로 분할하여 2-포트 해석한 결과를 그림 4(d)에 보였다. 연속적인 임피던스 프로필을 갖는 임피던스 변환기 구현을 위한 또 하나의 대표적인 방법은 테이퍼 선로이며,  $N_s = 12$ 인 경우 지수함수형 테이퍼 및 제한된 주파수영역 범위에서의 Dolph-Chebyshev 테이퍼 선로의 합성예를 그림 5에 보였다. 그림 5(a)는 제어된 lobe 패턴을 보인 것이다. 그림 5(b)는 각각의 분포함수를 보인 것이며 그림 5(c)는 합성된 임피던스 프로필을 보인 것이다. 그림 5(d)는 주파수 영역에서  $L = 1$  cm일 경우와  $L = 2$  cm일 경우 Dolph-Che-

byshev 테이퍼선로의 입력반사계수를 도시한 것으로써 길이의 변화에 의해 주파수 특성을 조절할 수 있음을 보이고 있다. 따라서 기존의 테이퍼선로 설계에 비해 보다 일반성을 가지며 분산 특성을 쉽게 고려할 수 있는 설계법이란 점에서 그 장점을 찾을 수 있다.

3-2 스트립 도체의 산란 패턴 제어

평면파가  $xz$  평면상에서  $z$  축 방향으로 무한히 뻗어 있는 스트립에 입사되면 표면 전류를 유지시키고 그것은 다시 산란계를 형성한다. 스트립의 모서리(edge) 부분에 저항을 연속적으로 적절히 분포시켜 유지되는 모서리 전류를 줄이고, 안테나의 접지판 모서리에 유지되는 전류에 의한 불필요한 산란패턴을 줄이기 위해 저항을 분포시키는 연구가 진행된 바 있다<sup>[15]</sup>. 이와 같이 스트립도체상에 저항성분을 적절히 분포시켜 원하는 산란 패턴을 얻을 수 있을 것이다.

본 연구에서는 예로 원하는 bistatic RCS 패턴을 얻기 위해 전류분포를 효과적으로 합성하고, 기하광학 근사식을 사용하여 그 합성된 전류분포로부터 저항분포를 결정하였다. 이 과정은 TM 산란에 대한 것만 고려하였으나 bistatic RCS 패턴의 경우 TE 산란에 대해서도 똑같이 적용될 수 있다<sup>[16]</sup>. 그 전류분포 합성은 공간인자가 포함된 RCS 패턴식에 내재된 null 점의 적절한 교란에 의해 이루어진다.

$E$ -편파의 경우,  $L$ 의 폭 ( $-L/2 < x < L/2$ )을 갖는 스트립 선로로부터의 산란계는 다음과 같이 표현된다.

$$E^s = \frac{k\eta}{4} \int_{-L/2}^{L/2} J_z(x') H_0^{(2)}(k|x-x'|) dx' \tag{24}$$

이때  $k$ 는 파수이고  $\eta$ 는 고유임피던스이다. 원거리 필드를 고려하면, Hankel함수의 근사에 의해 스트립에 수직입사 ( $\phi_i = 90^\circ$ )되는 TM파에 대한

bistatic RCS의 최종 방정식은 다음과 같다.

$$\sigma(\phi) = \frac{k\eta^2}{4} \left| \int_{-L/2}^{L/2} J_z(x') \exp(jkx' \cos \phi) dx' \right|^2 \tag{25}$$

$p = -2\pi x'/L$  과  $u = kL \cos \phi / 2\pi$  으로 치환하면, 식 (25)는 다음과 같이 된다.

$$\sigma(\phi) = \frac{k\omega^2 \eta^2}{16\pi^2} \left| \int_{-\pi}^{\pi} J_z(p) \exp(-jpu) dp \right|^2 \tag{26}$$

여기서 절대치 안의 적분방정식은 식 (5)의  $F(u)$  와 같으며  $J_z(p)$  는  $f(p)$  에 대응한다.

TM파 ( $|E_z^i|^2 = 1$ )가  $L = 6\lambda$ 인 완전도체 스트립에 수직으로 입사될 경우 유지되는 표면전류밀도  $J_z(x)$  를 우선 펄스함수를 사용하여 Galerkin 법에 의해 구하였다. 그림 6 점선과 그림 7 점선은 각각 전류밀도의 크기와 대응하는 bistatic 산란패

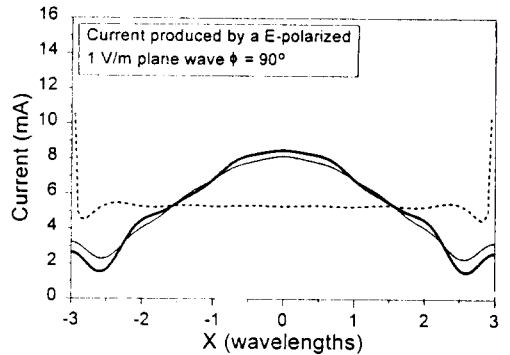


그림 6. 완전도체 스트립에 유지된 표면 전류밀도 (----), 30 dB sidelobe를 만족하는 bistatic RCS 패턴을 위한 최적화된 표면전류밀도 (—), 그리고 부분적으로 50 dB sidelobe를 만족하는 bistatic RCS 패턴을 위한 최적화된 표면전류밀도(—)

Fig. 6. Induced surface current density on perfectly conducting strip(----), Optimized surface current densities for prescribed bistatic RCS patterns with 30 dB sidedbes(—), and with partially with 50 dB sidelobes(—).



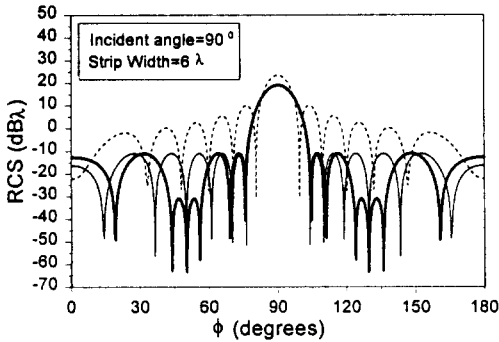


그림 7. 완전도체 스트립에 대한 bistatic 산란패턴 (----)과 30 dB sidelobe를 만족하는 합성된 패턴(—) 및 부분적으로 50 dB를 sidelobe를 갖도록 합성된 패턴(—)

Fig. 7. Bistatic scattering pattern for perfectly conducting strip(----), synthesized pattern satisfying 30 dB sidelobe(—), and 30 dB sidelobe pattern partially with 50 dB sidelobes(—).

턴을 나타낸 것이다. 그림 7 실선은  $N_s = 9$ 인 경우에 sidelobe가 mainlobe에 비해 30 dB 낮도록 제어된 패턴이다. 그림 7 굵은 실선은 부분적으로 50 dB sidelobe를 갖는 제어된 패턴이다 ( $v_n = 0$ ). 여기서 제어된 main lobe의 크기는 완전도체보다 8.3 dB 감소된 것을 볼 수 있다. 이는 다음에 설명될 합성된 저항분포에 의한 결과이다. 그 감소치 계산은 참고문헌<sup>[17]</sup>을 참조하였다. 두 경우의 각각에 대한 합성된 전류분포를 그림 6에 보였다. 이러한 분포는 스트립에 저항을 적절히 분포시킴으로써 얻어질 수 있다. 그러나 그림 6으로부터 스트립 중간에서의 합성된 전류밀도가 완전도체의 경우보다 큰 것을 알 수 있다. 이는 합성된 전류분포의 모서리 부분의 값이 유한한데 기인한 것이며 기존의 안테나 접지판의 경우와 유사한 결과를 얻을 수 있다<sup>[15]</sup>. 이러한 관점에서, 스트립상의 표면저항  $R_s(x)$ 가 계산되어야 하며 이는 가하광학 개념<sup>[17]</sup>에 의해 유도된 다음과 같은 관계식으로부터 계산될 수 있다.

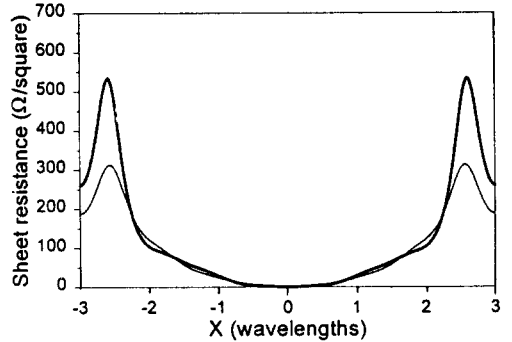


그림 8. 정규화시킨 저항분포(30 dB sidelobe를 만족하는 경우(—)와 부분적으로 50 dB sidelobe를 갖는 경우(—))

Fig. 8. Normalized resistance distribution.(Case of 30 dB sidelobes(—) and case of partially 50 dB sidelobes(—)).

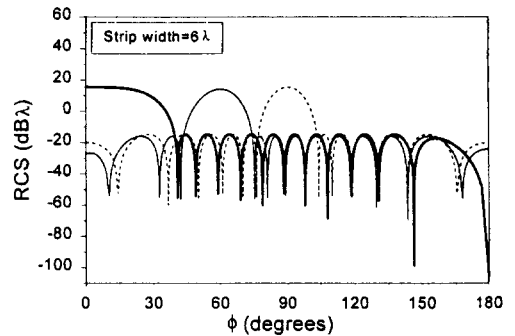


그림 9. 입사각에 따른 bistatic 산란패턴(수직입사(----), 입사각 120°(—), 그리고 입사각 150°(—))

Fig. 9. Bistatic scattering pattern for variation of incidence angle.(90°(----), 120°(—), and 150°(—)).

$$R_s(x) = \frac{\eta}{J_z(x)} - \frac{\eta}{2} \Omega/m^2 \quad (27)$$

그림 8은  $\eta$ 에 의해 정규화된 저항분포의 상대치를 보인 것이다. 그림 9는 30 dB sidelobe를 만족하는 합성된 패턴으로, 입사각에 따른 bistatic 산란패턴을 나타낸 것으로서 패턴의 피크치에는 영

향을 주지않고 천이현상에만 영향을 주는 기존의 결과<sup>[16]</sup>를 확인해 주고 있다. 그리고 Taylor<sup>[10]</sup>의 패턴합성법에 의해 bistatic 산란패턴을 합성한 결과<sup>[17]</sup>로부터  $\phi$ 가 증가함에 따라 피크치가 조금씩 감소하는 것과는 달리 정확한 sidelobe를 계산할 수 있음을 볼 수 있다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 collinear 배열 안테나의 일차원적 배열인자와 유사한 형태를 갖는 역산란 패턴식을 원하는 형태의 패턴으로 제어할 수 있는 방법을 제시하였다. 원하는 역산란 패턴을 만족시키는 일차원 비선형 line-source형 분포함수를 최적화기법을 통해 합성하였다. 그 타당성을 보이기 위해 분산특성을 갖는 전송선로의 주파수 의존성 특성인 피더스를 합성하고 무한 스트립의 bistatic 산란 패턴 제어에 대한 예를 보였다. 이 방법은 특정 주파수 대역에서 연속적인 분포함수를 구현할 수 있는 장점을 가지고 있으며 매질의 특성분석의 범주를 벗어나 역산란 lobe 패턴 제어법을 통해 소스의 일차원적 비선형 분포를 합성할 수 있음을 보이고 있다.

#### 참 고 문 헌

[1] Lord Rayleigh, "On the electromagnetic theory of light," *Philos. Mag.*, vol. 12, pp. 81-101, 1881.

[2] J. R. Wait, *Electromagnetic Waves in Stratified Media*. IEEE Press, 1996.

[3] A. G. Tijhuis and C. Vanderworm, "Iteration approach to the frequency domain solution of the inverse-scattering problem for an inhomogeneous, lossy dielectric slab," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, pp. 711-716, 1984.

[4] H. D. Ladouceur and A. K. Jordan, "Renormalization of inverse scattering theory for inhomogeneous dielectrics," *J. Opt. Soc. Amer.*, vol. A-2, pp. 1916-1921, Nov. 1985.

[5] D. L. Jaggard and Y. Kim, "Accurate one-dimensional inverse scattering using a nonlinear renormalization technique," *J. Opt. Soc. Amer.*, vol. A-2, pp. 1922-1930, Nov. 1985.

[6] T. J. Cui and C. H. Liang, "Novel approximation for inverting the conductivity profile of pure conducting medium," *Electron. Lett.*, vol. 28, pp. 1349-1351, July 1992.

[7] A. K. Jordan and H. D. Ladouceur, "Renormalization of an inverse scattering theory for discontinuous profiles," *Phys. Rev. A*, vol. 36, pp. 4245-4253, Nov. 1987.

[8] D. B. Ge and Lu-Jun Chen, "A direct profile inversion for weakly conducting layered medium," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 907-909, July 1991.

[9] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 1981.

[10] T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-3, pp. 16-23, Jan. 1955.

[11] E. J. Park, "Design of nonuniform transmission lines with arbitrary reflection properties," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 1963-1964, Nov. 1997.

[12] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw-Hill, 1966.

[13] J. A. Kong, *Electromagnetic Wave Theory*. John Wiley & Sons, 1990.

[14] A. Ishimaru, *Electromagnetic Wave Propa-*

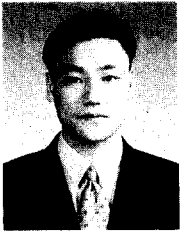
*gation, Radiation, and Scattering*. Prentice Hall, 1991.

[15] R. W. Wang and V. V. Liepa, "Reduction of the edge diffraction of a circular ground plane by using resistive edge loading," in *IEEE 1985 Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig.*, pp. 769-771.

[16] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, 1989.

[17] R. L. Haupt and V. V. Liepa, "Synthesis of tapered resistive strips," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp. 1217-1225, Nov. 1987.

최 종 인



1997년 2월: 금오공과대학교 전자공학  
학과(공학사)  
1999년 2월: 금오공과대학교 대학원  
전자공학과(공학석사)  
[주 관심분야] 전자파 수치해석, 마  
이크로파 소자 모델링 및 회로설  
계

박 의 준



1983년 2월: 동아대학교 전자공학과  
(공학사)  
1986년 9월: 고려대학교 대학원 전  
자공학과(공학석사)  
1990년 2월: 고려대학교 대학원 전  
자공학과(공학박사)  
1996년 1월~1996년 12월: 미 Cal-  
tech 객원교수

1990년~현재: 금오공과대학교 전자공학부 부교수  
[주 관심분야] 전자장이론 및 안테나, 마이크로파 전송  
선로 및 회로설계 등.