

TEM 혼 안테나용 테이퍼 도파관의 임피던스 해석

김석훈*, 최재연**, 김수균***

요약

임펄스 형태의 전자파를 감지할 수 있는 광대역 TEM 혼 안테나 시스템을 위한 테이퍼된 도파관의 특성임피던스를 해석한다. 비균일 전파시스템은 안테나 입력 신호의 반사를 최소화 하기 위하여 안테나의 특성임피던스를 최적 변화시키는데 이러한 특성임피던스의 최적 변화식을 유도한다. 입력단과 출력단의 임피던스 불연속 문제를 해결하기 위해 Hecken이 제시한 방법을 이용하여 주어진 길이와 반사계수에 대해 임피던스 불연속이 없는 수정된 최적 테이퍼를 계산하고, 이로부터 안테나의 특성임피던스 변화를 구한다.

Analysis of the Characteristic Impedance of Tapered Waveguide for TEM Horn Antenna

Seok-Hun Kim*, Jae-Yeon Choi**, Soo-Kyun Kim***

ABSTRACT

The Characteristic impedance of the tapered waveguide for the TEM horn antenna is analyzed. The optimum variation function for the characteristic impedance is introduced. the numerical and experimental investigations of the modified optimal taper is observed and calculated for the discontinuity of the impedance. According to the calculated results, the variation of the characteristic impedance for the antenna can be found. The results show improved impedance value of the antenna and a wider range of frequencies.

Key Words : Tapered Waveguide, Characteristic Impedance, TEM Horn Antenna,

* (주)파라곤베이스(☐vambition@paran.com)

** 남서울대학교 정보통신공학과

*** 배재대학교 게임공학과

· 제1저자(First Author) : 김석훈 · 교신저자(Correspondent Author) : 김수균

· 접수일(2010년 6월 2일), 수정일(1차 : 2010년 7월 5일), 게재확정일(2010년 7월 9일)

1. 서 론

전자파의 오동작을 야기하는 잡음의 형태 중 임펄스 특성을 갖는 잡음은 매우 빠른 상승시간과 넓은 대역폭을 갖는데 이런 특성을 갖는 전자계를 측정하기 위해서는 광대역이면서 비분산 특성을 갖는 안테나 시스템이 필요하다.[1] 광대역과 비분산 특성을 유지 하면서 임펄스 형태의 전자파를 감지할 수 있는 센서로 개발된 비반사 다이폴 안테나의 개념을 이용한 저항성 부하를 갖는 다이폴 안테나[2]는 지향성과 효율이 낮은 단점이 있다. 지향성과 효율을 보다 더 향상시킬 필요성에 의해 제안된 안테나 시스템이 전도성 TEM 혼 안테나이나 광대역특성을 얻기 위해서는 안테나의 크기가 매우 커져야 하는 단점이 있다. 본 연구에서는 안테나에 입력되는 신호의 반사를 최소화시키기 위하여 안테나 부분의 특성임피던스를 최적변화시킨 시스템을 제안하고, 유도된 안테나 특성임피던스의 최적 변화치를 실제로 구현하기 위해서 평행평판스트립 선로를 이용한다. 이상적인 펄스를 원하는 정도에 따라 근사화 할 수 있는 가우시안분포를 이용하여 광대역 특성을 해석한다.

II. 특성 임피던스 최적 변화

안테나에서 입력신호의 반사를 최소화시키기 위해서는 안테나의 특성임피던스가 연속적으로 변화해야 한다. [3]. 그러나 안테나부분에서는 임피던스가 연속적으로 변화하지만 안테나의 입력단과 최종단에서는 임피던스 불연속을 갖는다. 이러한 임피던스의 불연속은 고차모드 발생에 따른 리액턴스를 발생시키며 이를 보상하기 위해서는 설계가 복잡해지는 문제점을 가지고 있다. 따라서 입력단과 출력단의 임피던스 불연속 문제를 해결하기 위해서 Hecken이 제시한 방법을 이용하여 주어진 길이와 반사계수에 대해 임피던

스 불연속이 없는 수정된 최적 테이퍼를 계산하고, 이로부터 안테나의 특성임피던스 변화를 구한다.[4].

2.1 비균일 도파관에서의 반사

그림 1.은 비선형 도파관의 한 부분을 나타낸 것이다. 입력단의 임피던스를 Z_1 이라 하고 출력단에서의 임피던스를 Z_2 라 한다. 파동임피던스가 무한대나 영이 아니면 도파관 내의 임의의 점에서 전자계는 $+x$ 방향 진행파 성분(A)과 $-x$ 방향 진행파 성분(B)으로 표현된다.

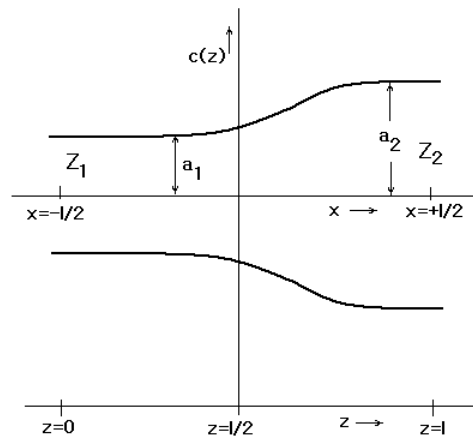


그림 1. 비균일 도파관 부분
Fig. 1. Nonuniform waveguide part

비균일 도파관이 오직 하나의 모드, 즉 주모드만 여기되고, 주모드를 제외한 모든 고차 모드를 무시할 수 있고, 복소 반사계수는 다음식으로 주어진다.

$$R = \frac{B}{A}$$

비선형 도파관 내에서 반사계수 R은 다음과 같은 미분 방정식을 만족한다.

$$\frac{dR}{dz} - 2j\beta_1(z)R + (1 - R^2)F_1(z) = 0 \quad (1)$$

여기서 $\beta_1(z)$ 는 주모드의 전파상수이고, $F_1(z)$ 는 단위길이당 국소 반사계수로서, 주모드의 파동임피던스 $Z_1(z)$ 와 관련되며 다음 식으로 주어진다.

$$F_1(z) = \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \ln Z_1(z) \quad (2)$$

두 도체로 된 무손실 전송선로 불연속 부분에서 고차 모드를 무시하면 식(1)과 동일한 방정식이 적용될 수 있으며, 이 때 파동 임피던스와 전파상수는 다음 식으로 주어진다.

$$Z_1(z) = Z_c = \sqrt{\frac{L(z)}{C(z)}} \quad (3a)$$

$$\beta_1(z) = \omega \sqrt{L(z)C(z)} \quad (3b)$$

식(2)의 단위 길이당 국소 반사계수를 식(3)을 이용하여 나타내면 다음과 같이 된다.

$$F_1(z) = \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \left(\ln \sqrt{\frac{L(z)}{C(z)}} \right) \quad (4)$$

여기서 $L(z)$ 는 단위길이당 인덕턴스이며, $C(z)$ 는 단위길이당 커패시턴스이다. $R^2 \ll 1$ 이라 가정하면 근사해를 구할 수 있다. Klopfenstein[3]이 제시한 결과와 비교하기 쉽게 z 를 다음과 같이 좌표변환한다.

$$x = z - \frac{l}{2} \quad (5)$$

반사계수 $R(z)$ 는 $\rho(x)$ 로 되고, 이를 크기항과 위상항으로 표현하면

$$\rho(x) = r(x)e^{j2\psi(x)} \quad (6)$$

이 된다. 여기서 $r(x)$ 와 $\psi(x)$ 는 실함수이다. 이 변환식을 식(1)에 대입하면 다음과 같은 두 개의 결합된 비선형 방정식이 된다.

$$\frac{dr}{dx} = -F(x)\cos 2\psi(x)(1 - r^2) \quad (7)$$

$$2r \left\{ \frac{d\psi}{dx} - \beta(x) \right\} = F(x)\sin 2\psi(x)(1 + r^2) \quad (8)$$

여기서 $\beta(x) = \beta_1(z)$ 이고 $F(x) = F_1(z)$ 이다. 만약 $|r| \neq 1$ 이면 식(7)은 변수분리와 적분을 통해 다음 식으로 된다.

$$\tan^{-1}h(r) = - \int_{-\frac{l}{2}}^x F(x') \cos 2\psi(x') dx' + \tan^{-1}h \left[r \left(- \frac{l}{2} \right) \right] \quad (9)$$

식(9)에서 우변의 적분항을 $y(x)$ 로 바꾸면

$$y(x) = - \int_{-\frac{l}{2}}^x F(x') \cos 2\psi(x') dx' \quad (10)$$

이 되고, 따라서 $r(x)$ 는 다음 식으로 된다.

$$r(x) = \tanh \left\{ y(x) + \tan^{-1}h \left[r \left(- \frac{l}{2} \right) \right] \right\} \quad (11)$$

식(8)로부터 $r \neq 0$ 인 경우

$$\psi(x) - \psi \left(- \frac{l}{2} \right) = \int_{-\frac{l}{2}}^x \beta(x') dx' + \frac{1}{2} \int_{-\frac{l}{2}}^x F(x') \sin \psi(x') \left(\frac{1 + r(x')^2}{r(x')} \right) dx' \quad (12)$$

이다. 도파관 테이퍼의 경우, 차단 주파수 부근의 주파수에서는 전파상수 β 와 파동임피던스 Z 가 테이퍼 부분을 따라서 급격하게 변화하기 때문에 식(12)를 간단화 할 수 없고, 더 이상의 근사화가 불가능하다. 따라서 식(10)과 식(12)는 수치해석적으로 계산되어야 한다. 하지만 차단 주파수 이상에서는 테이퍼의 변화가 점진적인 것으로 가정할 수 있으며, 이 경우 식(12)에서 우변의 두 번째항은 무시하여 다음식을 얻는다.

$$\psi(x) = \psi\left(-\frac{l}{2}\right) + \int_{-\frac{l}{2}}^x \beta(x') dx' \quad (13)$$

이고, 식(10)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y = -Re \left[\int_{\psi_0}^{\psi} \frac{F}{\beta} e^{-2j\beta s'} d\psi' \right]$$

여기서 ψ 는 보조 변수이다.

2.2 테이퍼된 전송선 정합부

두 도체 전송선에서 매질이 균일하고 TEM모드를 가정하면, 전파상수 β 는 x 의 함수가 아니라 ω 의 함수이다. ω 가 영에 접근하면 모든 x 에 대해서 β 는 영에 접근한다. 주파수가 매우 낮은 경우 $\psi_0 = 0$ 이며 식(10)으로부터

$$y(x) = - \int_{-\frac{l}{2}}^x F dx', \quad \omega = 0$$

이다. $x = -\frac{l}{2}$ 에서 입력 반사계수는 다음과 같다.

$$r\left(-\frac{l}{2}\right) \Big|_{\omega=0} = 0, \quad r_0 = \tanh \left(\ln \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \right) \quad (14)$$

식(14)는 전송선 정합부의 길이가 0인 경우와 같기 때문에 반사계수는 다음과 같이 된다.

$$r_0 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (15)$$

반면에 $\omega > 0$ 일 경우에는 $\psi(x) \cong \psi_0 + \beta x + \beta \frac{l}{2}$ 이 되므로 $\psi(x)$ 를 (10)에 대입하고, $\psi_0 = -\beta \left(\frac{l}{2}\right)$ 이므로 $y(x)$ 에 대한 식은 다음과 같이 된다.

$$y(x) = -Re \left[\int_{-\frac{l}{2}}^x F(x') e^{-2j\beta x'} dx' \right]$$

전송선의 끝단에서 정합되었다고 가정하면, $r\left(+\frac{l}{2}\right) = 0$ 이므로 입력 반사계수는

$$r\left(-\frac{l}{2}\right) = \tanh Re \left[\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} F(x) e^{-2j\beta x} dx \right] \quad (16)$$

이 된다. $\omega = 0$ 인 경우 식(15)의 결과와 일치하기 때문에 식(16)의 근사가 타당함을 알 수 있다.

2.3 최적 임피던스 설계

반사계수 r 의 크기가 y 에 대한 단조함수이므로, $r\left[+\frac{l}{2}\right] = 0$ 에 대한 식(11)의 함수값이 $r\left[-\frac{l}{2}\right]$ 에 대한 함수값보다 작도록 하는 함수 $F(x)$ 를 구한다.

$$\begin{aligned} y\left(\frac{l}{2}\right) &= -\tan^{-1} h r\left(-\frac{l}{2}\right) \\ &= -Re \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} F(x) e^{2j\beta x} dx \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)에서

$$f(\beta) = \left[\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} F(x) e^{-2j\beta x} dx \right] \quad (18)$$

라 하면, $f(\beta)$ 는 $F(x)$ 의 역Fourier변환이므로

$$F(x) = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(\beta) e^{+2j\beta x} d2\beta \right] \quad (19)$$

이다. $f(\beta)$ 가 주어지면 식(19)로부터 $F(x)$ 를 구할 수 있고 $\ln[Z(x)]$ 는 $F(x)$ 를 적분함으로써 구해지기 때문에, x 좌표에 따른 특성임피던스를 구할 수 있다. 테이퍼의 최적설계(즉, 주어진 반사계수의 크기에 대해 최대 대역폭을 갖는 테이퍼)는 $f(\beta)$ 가 다음과 같을 때 가능하다.

$$f(\beta) = y_0 \frac{\cos \sqrt{\beta l^2 - A^2}}{\cosh A} \quad (20)$$

식(20)에서 리플함수를 다음과 같이 정의한다.

$$\epsilon = \frac{\cos \sqrt{\beta l^2 - A^2}}{\cosh A} \quad (21)$$

식(21)의 값은 $\beta l = 0$ 에 대하여 1이 되며, $\beta l \geq A$ 에 대해 $\pm (\cosh A)^{-1}$ 의 최대, 최소값을 갖는다. A 는 $\beta l = A$ 에서의 통과대역 리플 크기를 나타낸다. $f(\beta)$ 는 실함수이고 $y(-\frac{l}{2}) = -f(\beta)$ 이므로 반사계수의 크기는 식(16)(18)(20)과 식(21)을 이용하면 다음식으로 된다.

$$r(-\frac{l}{2}) = \tanh(y_0 \epsilon) \quad (22)$$

$\beta = 0$ 일 때의 함수값 y_0 를 포함하여, 식(18)이 모든 β 값에 대해서 만족하도록 결정되어야 한다. 식(20)에서 $y_0 = \lim_{\beta \rightarrow 0} f(\beta)$ 이고, 식(18)을 이용하면 다음과 같이 된다.

$$y_0 = \ln \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad (23)$$

임피던스 변화의 물리적 형태를 파악하려면 식(20)의 역Fourier변환을 알아야 한다. 왜냐하면 $F(x)$ 를 적분함으로써 $\ln Z(x)$ 를 얻을 수 있기 때문이다. Klopstein이 제안한 방법은 이와 같이 $F(x)$ 에 존재하는 임펄스 함수 때문에 $x = \pm \frac{l}{2}$ 에서 불연속을 갖는다. 임피던스에서 이러한 불연속은 테이퍼의 성능을 저하시키는 리액턴스를 나타나게 하므로 도파관의 테이퍼 부분 입력단에서 보상을 해주어야 한다.

정합부의 양 끝단에 존재하는 임펄스 함수를 없애 주기 위하여 $f(\beta)$ 를 다음과 같이 가정한다.

$$f(\beta) = y_0 \frac{\cos \sqrt{\beta l^2 - A^2} - \cos \sqrt{\beta l^2 - B^2}}{\cosh A - \cosh B} \quad (24)$$

분자의 항이 Fourier변환을 포함하고 있으므로, 분자의 두 번째 항이 음의 부호를 갖기 때문에 임펄스 함수는 상쇄됨을 알 수 있다. βl 에 따른 반사계수 값의 변화를 구할 수 있고, B 에 따른 반사계수를 구할 수 있다.

임의의 B 값에 대해서 βl 이 0보다 큰 경우 리플함수의 최대값은

$$\epsilon_{\max} = \frac{B}{\sinh B} (0.21723) \quad (25)$$

와 같이 계산된다.

식(25)의 ϵ_{\max} 는 통과대역에서 반사계수의 최대리플을 결정한다. 즉,

$$r_{\max} = \tanh(y_0 \epsilon_{\max}) \quad (26)$$

이다. 따라서 테이퍼의 최소길이를 계산해보면

$$(\beta l)_{\min} = \sqrt{B^2 + 6.523} \quad (27)$$

과 같이 된다. 식(26)에서 B 가 영에 접근하면 $f(\beta)$ 는 지수테이퍼의 응답을 나타내며, $\tanh(0.21723y_0)$ 보다 더 큰 최대 허용 반사계수에 대하여 이 테이퍼는 정합부로 사용될 수 있다. 그림1.은 지수함수의 경우를 포함하여, ϵ_{\max} 의 함수로서 B 와 $(\beta l)_{\min}$ 을 보여준다. 식(18)에서 파라미터 A 는 최적 테이퍼의 최소길이를 결정하며, 이를 그림 2.에서 점선으로 표시하였다. A 와 $(\beta l)_{\min}$ 을 비교하면, 수정된 테이퍼의 최소 테이퍼 길이는 Klopenstein의 최적 테이퍼 길이보다 약 14% 길어졌다. 이는 수정된 테이퍼가 지수테이퍼와 동일해질 때 발생한다.

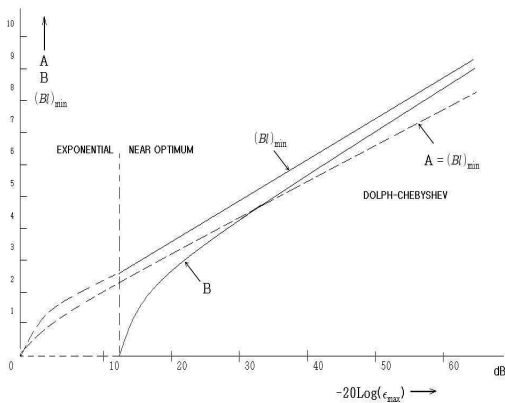


그림 2. 통과대역에서 최대 리플값 변화에 따른 B , $(\beta l)_{\min}$, A

Fig. 2. B , $(\beta l)_{\min}$, A According to the variation of maximum ripple value at the pass band

정합부의 파동 임피던스는 $f(\beta)$ 를 역Fourier변환하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{cases} F(x) = y_0 \frac{B}{\sinh B} \frac{1}{l} I_0[B\sqrt{1-(\frac{2x}{l})^2}], & \text{for } |x| < \frac{l}{2} \\ F(x) = 0, & \text{for } |x| > \frac{l}{2} \end{cases} \quad (28)$$

여기서 $I_0(z)$ 는 수정된 제1종 Bessel함수이다. 식(28)을 적분하면

$$\ln Z_c(x) = \frac{1}{2} \ln(Z_2 Z_1) + \frac{1}{2} \ln\left(\frac{Z_2}{Z_1}\right) G(B, \zeta) \quad (29)$$

이 된다. 여기서 $\zeta = \frac{2x}{l}$ 이며, $G(B, \zeta)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$G(B, \zeta) = \frac{B}{\sinh B} \int_0^\zeta I_0(B\sqrt{1-\zeta'^2}) d\zeta' \quad (30)$$

여기서 $G(B, \zeta) = -G(B, -\zeta)$ 이다.

III. 설계 및 고찰

초월함수 $G(B, \zeta)$ 를 그림 3.에 나타내었으며, 표1에 몇몇 실제값에 따른 파라미터 B 의 계산결과를 제시하였다.

안테나의 입력 임피던스를 50Ω, 안테나의 출력임피던스, 즉 자유공간의 임피던스를 $120\pi\Omega$ 라 할 때, 두 임피던스를 정합시키는 정합부의 반사손실이 40dB, 즉 $r_{\max} = 0.01$ 이 되도록 설계한다.

표 1. B의 변화에 따른 함수 $G(B, \zeta)$; $\zeta = \frac{2x}{l}$

Table 1. Function $G(B, \zeta)$ according to the variation of B

$20\log_{10}\left(\frac{1}{\epsilon_{\max}}\right)$	15	20	25	30	35	40
B	1.1177	2.3204	3.2136	4.0091	4.7552	5.4710
$(\beta l)_{\min}$	2.7875	3.4503	4.1046	4.7533	5.3975	6.0376
ζ	$G(B, \zeta)$					
0.00000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
0.05000	0.054734	0.066074	0.075144	0.082794	0.089499	0.095532
0.10000	0.109393	0.131863	0.149790	0.164874	0.178058	0.189890
0.15000	0.163903	0.197085	0.223451	0.245539	0.264761	0.281937
0.20000	0.218191	0.261463	0.295650	0.324117	0.348738	0.370602
0.25000	0.272183	0.324725	0.365932	0.399976	0.429186	0.454919
0.30000	0.325807	0.386610	0.433870	0.472538	0.505390	0.534046
0.35000	0.378990	0.446869	0.499068	0.541287	0.576735	0.607292
0.40000	0.431661	0.505265	0.561168	0.605781	0.642723	0.674130
0.45000	0.483752	0.561578	0.619857	0.665654	0.702979	0.734208
0.50000	0.535192	0.615603	0.674865	0.720629	0.757257	0.787348
0.55000	0.585916	0.667156	0.725974	0.770515	0.805442	0.833545
0.60000	0.635857	0.716071	0.773016	0.815208	0.847542	0.872958
0.65000	0.684952	0.762205	0.815877	0.854693	0.883687	0.905887
0.70000	0.733139	0.805435	0.854494	0.889039	0.914116	0.932758
0.75000	0.780359	0.845665	0.888859	0.918394	0.939163	0.954100
0.80000	0.826553	0.882818	0.919013	0.942977	0.959243	0.970514
0.85000	0.871666	0.916844	0.945047	0.963071	0.974833	0.982647
0.90000	0.915645	0.947714	0.967098	0.979014	0.986456	0.991169
0.95000	0.958439	0.975427	0.985343	0.991186	0.994659	0.996741
1.00000	1.000000	1.000000	1.000000	1.000000	1.000000	1.000000

식(22)에서 $DC(\beta l = 0)$ 일 때 반사계수는 $r_0 = 0.7658$ 이며, 약 2.3dB의 반사손실 값을 갖는다. 식(23)에서 $y_0 = 0.4386$ 이므로 $\epsilon_{\max} = 0.0228$ 이 된다. 식(24)로부터 B는 4.4376이고 식(26)으로부터 $(\beta l)_{\min}$ 은 5.120이다. $(\beta l)_{\min}$ 으로부터 주어진 주파수에 대하여 최소길이를 결정하고, 반면에 B는 $G(B, \zeta)$ 와 함께 임피던스 변화를 결정한다. 설계값($B=4.4376$)과 몇몇 B값의 변화에 따른, 준 최적 테이퍼의 x좌표에 대한 특성임피던스 Z_c 계산결과는 예측치와 잘 부합되었으며, 준 최적 테이퍼 정합부에 대한 반사계수와 반사손실도 설계값($B=4.4376$)에 대한 계산결과와 일치하였다.

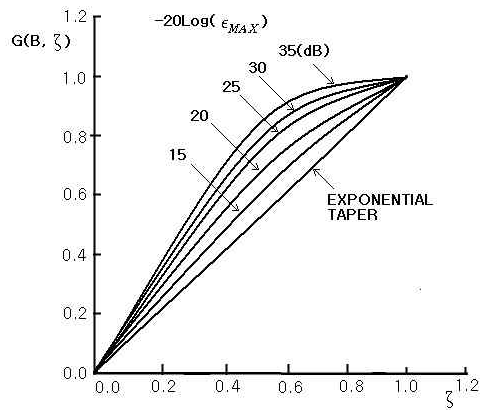


그림 3. 함수 $G(B, \zeta)$
Fig. 3. Function $G(B, \zeta)$

IV. 결론

본 논문에서는 임펄스 형태의 전자파를 측정할 수 있는 광대역 안테나를 입사되는 신호의 반사를 최소화시킬 수 있도록 특성 임피던스 값을 변화시키는 비균일 전파시스템 원리를 이용하여 설계하였다. 특성 임피던스는 Hecken의 방법을 이용하여 안테나의 입력단과 끝단에서 반사가 존재하지 않도록 최적 계산하였다. 계산된 안테나의 특성임피던스는 평행평판 스트립 선로로 구현하고, 유한한 도체판의 가장 자리에 생기는 모서리 효과로 인하여 발생하는 특성임피던스의 비선형적 변화를 등각사상법을 이용하여 해석하는데 응용이 가능하다.

참고문헌

[1] Motohisa Kanda, "The Effects of Resistive Loading of TEM Horn," IEEE Trans. EMC, Vol. EMC-24 No.2, pp.246-255, May 1982.

[2] F. N. Kong, "TEM Horn Antenna : input reflection characteristics in transmission," IEEE proceedings, vol.130 pt. H, No.6, Oct. 1983.

[3] R. W. Klopfenstein, "A transmission line taper of improved design," proc. IRE, vol. 44, pp.31-35, jan., 1965.

[4] Rudolf P. Hecken, "A Near-Optimum Section Without Discontinuities," IEEE Trans. MTT. vol.20, No.11, pp.734-739, November, 1972.[3] T. T. Wu and R. W. P. King, "The Cylindrical Antenna with Nonreflecting Resistive Loading," IEEE Trans. AP. vol. AP-13, No. 3, pp. 369-373, May 1965.

[5] F. N. Kong, "Broadband Pulse-optimised Antennas", IEEE Proceedings, vol. 128, Pt. H. No. 3, June 1981.

[6] L. B. Felsen, Transient Electromagnetic Fields, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1976.

[7] Turk, A. S., "Ultra wideband TEM horn design for ground penetrating impulse radar system," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 41, No. 5, pp.333-336, June 2004.

[8] Tom K. Liu & Kenneth K. Mei, "A time domain integral-equation solution for linear antennas and scatterers," Radio Science, vol.8 No.9, pp.797-804, 1973.

[9] C. Leonard Bennett & Gerald F. Ross, "Time-Domain Electromagnetics and its Applications," IEEE Proceedings, vol.66, No.3, Mar., 1978.

김석훈(Seok-Hun Kim)



2003년 한남대학교 컴퓨터공학과 (공학석사)
2006년 한남대학교 컴퓨터공학과 (공학박사)

2007년~현재 (주)파라곤베이스 기술이사
※ 관심분야: 웹 DB, 네트워크, VoIP, 모바일컴퓨팅

최재연(Jae-Yeon Choi)



1987년 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
1998년 한양대학교 전자통신공학과 (공학박사)
삼성종합기술원, LG정보통신연구소

1996년~현재 남서울대학교 정보통신공학과 교수
남서울대학교 정보통신연구소
※ 관심분야: MMIC, 안테나공학

김수균(Soo-Kyun Kim)



2006년 고려대학교 컴퓨터학과 (이학박사)
2006.3 ~ 2008.2 삼성전자 통신연구소 책임연구원

2008년~현재 배재대학교 게임공학과 조교수
※ 관심분야: 기하모델링, 게임그래픽, 실감미디어