

論文95-32A-8-7

# 손실을 갖는 테이퍼 전송선로의 합성

## (Synthesis of Lossy Tapered Transmission Line)

朴義俊 \*

(Eui Joon Park)

### 요약

통과대역내에서 원하는 주파수특성을 갖는 테이퍼 전송선로 합성시 손실을 고려한 합성법을 새로이 제안하였다. 기존의 손실을 고려하지 않은 합성법을 탈피하고, 푸리에 변환쌍과 일반화된 Taylor 합성법을 이용하여 주파수 및 거리의 함수인 손실이 고려된 합성을 최적화 과정을 통하여 구현하였다. 이 과정은 테이퍼선로의 주파수특성 즉, 주파수의 함수인 입력반사계수의 영점을 적절한 알고리즘을 이용하여 제어하므로써 이루어진다. 제안한 합성법을 마이크로스트립 임피던스 변환기 설계에 적용, 해석하므로써 타당성을 보였다.

### Abstract

A new method is presented for the synthesis of lossy tapered transmission line having prescribed frequency characteristic in the passband. The theory of lossy case extends lossless cases suggested by Klopfenstein and others, and a special optimization process based on the Fourier transform pair and generalized Taylor's procedure is proposed for exact designs of frequency-dependent and distance-dependent lossy tapered line. The process is achieved by control of zero points of lobe-like input reflection coefficient. The validity of the suggested method is confirmed by synthesizing a lossy microstrip transformer and analyzing the simulation results.

### I. 서론

테이퍼선로는 임피던스 변환기, 여파기, 결합기등의 (M)MIC 및 고속, 고집적 디지털회로에서 정합용 전송선로로 많이 사용되고 있다. 지금까지 원하는 주파수 응답을 갖는 테이퍼선로의 합성은 무손실에서 구현되어 왔기 때문에 손실을 고려할 경우 설계된 테이퍼선

로의 주파수특성에 오차가 발생한다. 1955년 Taylor<sup>[1]</sup>는 특정한 sidelobe 레벨을 갖도록 연속적인 line-source 법에 의한 안테나 패턴합성법을 발표하였고, 이를 Klopfenstein<sup>[2]</sup>은 1956년에 테이퍼선로에 적용시켜 테이퍼선로의 입력반사계수가 Dolph-Chebyshev 응답을 갖도록 하는 테이퍼선로의 특성임피던스 합성을 실현시켰다. 1968년에 Hyneman<sup>[3]</sup>은 Taylor의 line-source 법을 이용하여 임의의 원하는 sidelobe 레벨을 구현할 수 있도록 하기 위해 패턴함수의 영점을 perturbation 시킬 수 있는 알고리즘을 개발하였다. 이 방법은 다시 1990년 테이퍼선로에 적용되어 테이퍼선로의 입력반사계수가 나타내는 주파수

\* 正會員, 金鳥工科大学校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Kumoh National Univ. of Tech.)

接受日字: 1994年11月30日, 수정완료일: 1995年8月16日

응답을 일반화된 Taylor의 line-source 법을 이용하여 임의로 조절할 수 있도록 하므로써 원하는 주파수 응답을 갖는 테이퍼선로의 특성임피던스 합성을 실현하였다<sup>[4]</sup>. 그러나 이 방법들은 일정한 위상정수, 즉 TEM 모드에 제한적으로 사용된다. 일반적으로 전파정수는 주파수의 함수이며 또한 테이퍼선로를 진행함에 따라 거리의 함수이기도 하다. 1989년 Pramanick과 Bhartia<sup>[5]</sup>는 테이퍼의 주파수응답과 선로를 따라 변화하는 특성임피던스 값을 구하기 위해 위상정수의 주파수 의존성이 고려된 푸리에 변환쌍<sup>[6]</sup>을 도입하였으며 Kobayashi<sup>[7]</sup>는 1992년 마이크로스트립 테이퍼선로를 따라 변화되는 주파수 의존 실효유전율을 고려한 주파수응답을 위해 푸리에 변환쌍을 이용하였다. 그러나 이들 방법들은 무손실의 가정 하에서 지수함수 혹은 Chebyshev 응답과 같은 특정한 주파수응답을 목표로 특성임피던스를 합성하였기 때문에 손실이 고려될 경우 푸리에 변환쌍만으로 합성하기에는 어려운 점이 있다. 왜냐하면 손실은 주파수 및 거리의 함수이고 원하는 주파수응답을 만족하도록 하기 위해서는 주파수응답 즉 입력반사계수의 영점의 적절한 선정은 최적화 기법이 사용되어야 하며 이는 무손실인 경우에서 일단 합성된 선로가 손실에 의해 다른 주파수응답을 야기시키기 때문이다.

존 실효유전율에 의해 분산특성을 갖는 마이크로스트립 테이퍼선로의 합성에 적용, 분석하므로써 그 타당성을 입증하였다.

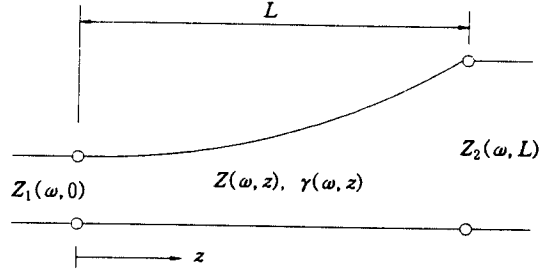


그림 1. 테이퍼 전송선로  
Fig. 1. Tapered transmission line.

II. 손실을 갖는 테이퍼선로의 해석과 합성

주파수 및 거리의 함수인 전파정수  $\gamma(\omega, z) = \alpha(\omega, z) + j\beta(\omega, z)$ 와 특성임피던스  $Z(\omega, z)$ 를 갖는 테이퍼 전송선로 형태는 그림1과 같다. 입력단의 임피던스를  $Z_1(\omega, 0)$ , 출력단의 임피던스를  $Z_2(\omega, L)$ 이라 하고  $\bar{Z} = Z(\omega, z) / Z_1(\omega, 0)$ 로 둔다. 잘 알려진 Riccati 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d\Gamma(\omega, z)}{dz} - 2\gamma(\omega, z)\Gamma(\omega, z) + \frac{1}{2}(1 - \Gamma^2(\omega, z)) \frac{d \ln \bar{Z}}{dz} = 0 \quad (1)$$

여기서  $\Gamma(\omega, z)$ 는  $z$  위치에서의 반사계수를 의미한다. 이 비선형 방정식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{1}{1 - \Gamma^2} \frac{d\Gamma}{dz} = 2\gamma \frac{\Gamma}{1 - \Gamma^2} - \frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{dz} \quad (2)$$

식(2)로부터

$$\frac{d}{dz} [\tanh^{-1}(\Gamma)] = \frac{1}{1 - \Gamma^2} \frac{d\Gamma}{dz} \quad (3)$$

$$\frac{1 - \Gamma^2}{\Gamma} \tanh^{-1}(\Gamma) = 1 - \frac{2}{3}\Gamma^2 - \dots \approx 1 \quad (4)$$

를 이용하고  $\rho(\omega, z) = \tanh^{-1}[\Gamma(\omega, z)]$  라 두면 다음과 같다.

$$\frac{d\rho(\omega, z)}{dz} = 2\gamma(\omega, z) \cdot \rho(\omega, z) - \frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{dz} \quad (5)$$

본 연구에서는 테이퍼선로의 입력반사계수가 원하는 주파수응답을 갖도록 하기 위해서는 응답의 영점을 조절하므로써 가능하다는 점을 보이고 주파수 및 거리의 함수인 손실을 고려한 응답이 원하는 주파수응답에 접근될 수 있는 새로운 테이퍼 합성법을 제안하였다. 테이퍼선로에 대한 Riccati 방정식<sup>[6]</sup>의 해를 보다 정확히 하고, 무손실에 대한 기존의 푸리에 변환쌍을 Taylor의 line-source 패턴 합성법에 적용하여 합성된 특성임피던스를 초기치로 하여 손실이 고려된 Riccati 방정식의 해를 구하는데 사용한다. 주파수영역에서 계산된 이 해는 입력반사계수의 주파수응답을 나타내며 이 응답이 손실에 의해 주어진 조건에 만족하지 않으면 특성임피던스의 값을 반복법을 이용하여 update시켜감에 따라 주어진 조건에 접근할 수 있도록 하는 알고리즘을 개발하였다. 개발한 최적화 알고리즘으로부터 주파수 및 거리의 함수인 손실을 갖는 테이퍼선로의 합성이 가능하다. 응용예로서 주파수 및 거리의 함수인 감쇄 및 위상정수를 가지며 주파수의

식(5)의 선형미분방정식의 해는 다음과 같다.

$$\rho(\omega, z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{d \xi} \exp \left\{ - \int_z^{\xi} 2\gamma(\omega, \xi') d \xi' \right\} d \xi \quad (6)$$

입력반사계수를  $\rho_i(\omega)$ 라 두면  $z = 0$ 에서 다음과 같이 표현된다.

$$\rho_i(\omega) = \int_0^L \frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{dz} \exp[ -a(\omega, z)] \cdot \exp[ -jb(\omega, z)] dz \quad (7)$$

여기서

$$a(\omega, z) = \int_0^z 2\alpha(\omega, z') dz' \quad (8)$$

$$b(\omega, z) = \int_0^z 2\beta(\omega, z') dz' \quad (9)$$

이며,  $a$ 와  $b$ 는 각각 감쇄정수 및 위상정수이다. 기존의 연구<sup>[5][7]</sup>에서는  $\rho_i$ 가 지수함수 혹은 Chebyshev 응답을 갖도록 하는 특정한 주파수응답을 위해  $Z$ 를 합성하였으며, 더우기 손실이 고려되지 않았다. 왜냐하면  $a(\omega, z)$ 에 의해 야기되는 손실은  $Z$ 가 합성되어야만 예측할 수 있고, 주파수응답이 감쇄에 의해 원하는 응답을 만족시키지 못하는 결과를 초래하기 때문이다. 한편  $\rho_i \ll 1$ 인 경우  $\Gamma_i \approx \rho_i$ 이고 대개의 임피던스 변환은 서서히 이루어지므로  $\Gamma_i$  대신  $\rho_i$ 를 사용한다. 그러나 급격한 임피던스 변환이나  $Z_1$ 과  $Z_2$ 가 주파수에 따라 변화하는 정도와 테이퍼선로의 특성임피던스가 주파수에 따라 변화하는 정도와 차이가 커지면  $\rho_i$  대신  $\Gamma_i$ 를 이용하는 것이 더 정확한 값을 가질 것이다. 본 연구에서는 임피던스 변환이 서서히 이루어지는 일반적인 경우를 다루었다. 무손실인 경우 잘 알려진 푸리에 변환쌍<sup>[6]</sup>은 식(11) 및 (12)와 같다.

$$\rho_i(\omega) = \exp \left[ -j \int_0^L \beta(\omega, z) dz \right] \cdot f(u) \quad (10)$$

$$f(u) = \int_{-\pi}^{\pi} g(p) e^{-jpu} dp \quad (11)$$

$$g(p) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(u) e^{jpu} du = \frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{dp} \quad (12)$$

여기서

$$p = 2\pi \left\{ \frac{\int_0^z \beta(\omega, z') dz'}{\int_0^L \beta(\omega, z) dz} - \frac{1}{2} \right\} \quad (13)$$

$$u = \frac{1}{\pi} \int_0^L \beta(\omega, z) dz \quad (14)$$

이며  $|f(u)|$ 는 입력반사계수의 크기를 의미한다.  $z$ 는  $p = 2\pi(z/L - 1/2)$ 로 치환되었으며  $z/L$ 을 전기적 길이로 표현한 것이 식(13)이다. 식(10)은 위상항을 포함하고 있는데  $\beta(\omega, z)$ 는 일반적으로 비균질 매질에서 비선형적 분산특성을 가지므로 입력반사계수의 위상은 주파수에 대해 비선형적으로 나타나지만 임피던스 정합시 입력반사계수의 크기는 매우 작으므로 위상은 본 연구에서 고려치 않는다. 또한 위상정수의 비선형성에 의해 펄스와 같은 여러개의 고조파 성분을 포함한 신호 전송시 group delay 혹은 펄스 왜곡현상등이 발생할 수 있으나 본 연구에서는 효율적인 임피던스 정합에 국한시킨다. 지수함수 혹은 Chebyshev 테이퍼 등의 특정한 테이퍼의 특성임피던스는 주어지므로 식(14)로부터 전기적 길이를 계산할 수 있다. 따라서 전기적 길이에 대한 주파수응답을 식(11) 혹은 식(7)로부터 구할 수 있다. 만약 원하는 주파수응답이 임의로 주어질 경우는 테이퍼의 형태가 주어지지 않으므로 식(13), (14)에서  $p$ 와  $u$ 를 계산하기 어려운 점이었다. 이를 해결하기 위해 다음의 일반화한 Taylor 합성법을 이용하였다.

$$f(u) = \frac{1}{2} \left( \ln \frac{Z_2}{Z_1} \right) \frac{\sin \pi u}{\pi u} \frac{\prod_{n=1}^N \left( 1 - \left( \frac{u}{u_n} \right)^2 \right)}{\prod_{n=1}^N \left( 1 - \left( \frac{u}{n} \right)^2 \right)} \quad (15)$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

이 식은  $u_n = n$  일 경우 지수함수 형태의 테이퍼에 대한 주파수응답을 포함하고,  $u_n$ 의 값에 따라 다양한 형태의 주파수응답을 표현할 수 있다. 이 때  $N$ 은 통과역을 결정한다. 예를 들어  $N = 5$ 인 경우 5.5:1의 통과역을 나타내며 통과역의 범위 밖에서는 지수함수 테이퍼의 주파수특성을 따른다. 무손실인 경우 임의로 설정한 원하는 주파수응답의 피크치들이 통과대역 내에서  $N$ 개라 하고 이 피크치가 목표치라 할 때 목표치에 부합하는 주파수응답을 갖도록  $u_n$ 을 선정해야 한다. 이는 최적화 기법으로부터 실현될 수 있다.  $f(u)$ 는 영점을 가지는 lobe 형태로 나타나므로  $m$ 차 피크치를  $f_m(u)$ 라고 하면 오차함수  $E(u)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$E(u) = \sum_{m=1}^N | \ln(f_m(u) / S_m(\omega)) |^2 \quad (16)$$

$$m = 1, 2, \dots, N$$

여기서  $l$ 은 반복회수를 의미하고  $u = [u_1 u_2 u_3 \dots u_N]$

을 의미한다. 오차함수는 최소자승법을 이용하였으며  $f(u)$ 의 피크치들이 목표로 하는 피크치  $S_m(\omega)$ 와 일치될 수 있도록  $u$ 를 계속 update시켜  $E(u) \leq \epsilon$ 가 되도록 한다. 이 때  $u$ 는 다음 식으로부터 update된다.

$$u_{i+1} = u_i - \alpha_i \cdot H^{-1}(u_i) \cdot \nabla [ E_i(u_i) ] \quad (17)$$

여기서  $H^{-1}$ 는 Hessian 행렬의 역행렬이며  $\alpha_i$ 은  $E_i(u_{i+1})$ 을 최소화시키도록  $0 < \alpha_i < 1$ 의 범위에서 정해진다. 그리고 식(17)을 계산하기 위해 역행렬의 과정을 근사화시키는 Davidon-Fletcher-Powell 알고리즘을 이용하였다. 예로서 지수함수 테이퍼와  $N = 5$ 일 때 피크치들이 통과대역에서 0.1인 경우(테이퍼1)와 0.02, 0.02, 0.05, 0.05, 0.02인 경우(테이퍼2)를 목표로 한  $u$ 영역에서의 입력반사계수를 그림2에 보였다. 테이퍼1(#1)과 테이퍼2(#2)의 최적화된 영점  $u_n$ 은 표1에 보였고 이 과정에서  $\epsilon$ 은  $10^{-10}$ 으로 하였다. 테이퍼1과 테이퍼2의 합성을 위해 임의로 설정한 목표치에 부합되도록 하는  $u_n$ 의 최적점을 식(15)~(17)로부터 구한 것이고 식(12)로부터 합성된 특성임피던스는 그림3에 보였다.

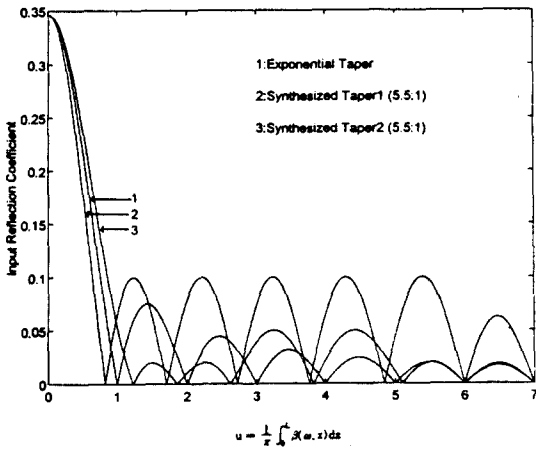


그림 2. 무손실 경우에서 합성된 테이퍼의 입력반사계수 ( $Z_2/Z_1 = 2.0$ )

Fig. 2. Input reflection coefficients of synthesized taper in the lossless case.

이 때  $u$ 영역에서 구현한 응답곡선의 궤적은 임의의  $u$ 값에 대한 응답값을 모두 포함<sup>[7]</sup>하므로 시뮬레이션 시  $u = \beta L / \pi$ 로 두고, 물리적 길이  $L$ 의 특정한 값을 사용하지 않은 채 임의의 전기적 길이  $\beta L$ 이 0에서부

터 변화할 수 있도록  $u$ 영역을 구현하였다. 따라서  $\beta(\omega, z)$ 의 값이 알려지지 않은 상태에서  $u$ 스케일에 대한 주파수응답을 구할 수 있고  $f$ 영역에서의 주파수 특성은 합성된  $Z(\omega, z)$ 의 값을 이용하여 식(7)에서부터 직접 계산할 수 있다. 결과적으로 임의의 형태의 주파수응답을 구하기 위한  $u_n$ 의 최적 점을 구할 수 있다는 점과  $u$ 영역 및  $f$ 영역간의 상호관계로부터 손실이 존재할 경우에 대한 합성이 가능하다는 것을 알 수 있다. 왜냐하면 손실에 의해 주파수응답이 변화하면 피크치들의 변화를 가져오고 피크치들이 목표치에 부합하도록  $u_n$ 을 적절히 변화시키면 되기 때문이다.

표 1. 영점  $u_n$ 의 초기치와 최적치  
Table 1. Initial and optimum values of zero point  $u_n$ .

	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$
$u_{n,0}$	1	2	3	4	5
#1	0.83198	1.71024	2.72194	3.76768	4.83998
#2	1.23293	1.86008	2.61598	3.83528	5.10789

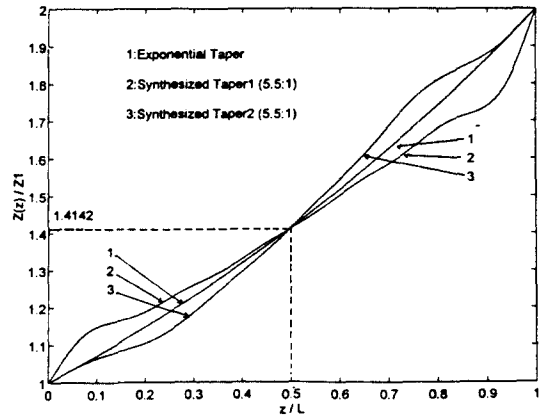


그림 3. 손실이 고려되지 않았을 경우 합성된 특성임피던스

Fig. 3. Synthesized characteristic impedances in the lossless case.

손실이 고려될 경우 무손실일 경우에서 합성된 특성임피던스를 초기치로 하여 식(7)을 구하고 손실에 의해 감소된 피크치들의 감소 크기를 초기 목표치에 더해준다. 변화된 목표치에 부합될 수 있도록 식(15)~

(17)로부터  $u_n$ 의 최적점을 구하고 특성임피던스를 합성한다. 식(7)로부터 구한 결과가 초기 목표치에 부합될 때까지 반복한다. 반복시 변화되는 목표치는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$S_m^{k+1}(\omega) = D_m(\omega) - R_m^k(\omega) + S_m^k(\omega) \quad m=1, 2, \dots, N \quad (18)$$

여기서  $k$ 는 반복회수이며  $S_m^{k+1}(\omega)$ 는 식(16)에 적용된다. 이 목표치들은  $m$ 차 피크치로 구성되며 여기서  $D_m(\omega)$ 는 초기 목표치이고  $R_m(\omega)$ 는 식(7)로부터 계산한  $m$ 차 피크치를 의미한다.  $S_m^0(\omega)$  즉 변화되는 목표치의 초기상태는  $D_m(\omega)$ 로 한다. 이상의 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

- 1) 통과대역과 주파수응답의 피크치에 대한 목표치  $D_m(\omega)$ 를 선정한다.
- 2) 무손실인 상태에서 식(15)~(17)로부터  $u$ 영역에서 최적한  $u_n$ 을 구한다. 그리고 식(12)로부터  $Z(\omega, z)$ 를 합성한다. 최적화시  $S_m^0(\omega)$ 는  $D_m(\omega)$ 로 한다.
- 3) 식(7)에 합성된  $Z(\omega, z)$ 를 적용하여  $f$ 영역에서  $|\rho_i(\omega)|$ 를 계산하고 리플의  $m$ 차 피크치  $R_m(\omega)$ 를 계산한다.
- 4) 식(18)로부터 변화된 목표치를 계산하여 2)번 항목로 가서 반복한다. 이 때

$$\sum_{m=1}^N |\ln(R_m^k(\omega) / D_m(\omega))|^2 \leq \epsilon \quad m=1, 2, \dots, N \quad (19)$$

이 될 때까지 반복한다. 여기서  $\epsilon$ 은  $10^{-8}$ 으로 두었다. 식(19)의 조건을 만족하면 그 때의 합성된  $Z(\omega, z)$ 가 손실이 고려되었을 경우 주파수응답의 초기 목표치에 부합되는 특성임피던스 프로파일이다.

### III. 응용예 및 결과 검토

그림1에서 테이퍼선로를 마이크로스트립으로 구현할 경우 주파수 및 거리의 함수인 감쇄정수와 위상정수의 주파수특성을 고려해야 한다. 즉 감쇄정수의 경우  $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ 로 표현되며  $\alpha_c$ 는 스트립도체에 의한 감쇄정수로서 Pucel *et al*<sup>[8]</sup> 등의 식을 이용하고  $\alpha_d$ 는 유전체에 의한 감쇄정수로서 다음식을 이용한다<sup>[9]</sup>.

$$\alpha_d(\omega, z) = 60\pi\sigma_s(\epsilon_r, \text{eff}(\omega, z) - 1) / [(\epsilon_r - 1)\sqrt{\epsilon_r, \text{eff}(\omega, z)}] \quad (20)$$

여기서  $\epsilon_r$ 은 기판의 비유전율이고  $\sigma_s$ 는 유전체의 도전율로서  $\tan \delta = \sigma_s / \omega\epsilon$ 로부터 구할 수 있다.  $\epsilon_r, \text{eff}(\omega, z)$ 는 주파수 및 거리의 함수로 표현되는 주파수 의존 실효유전율을 의미한다. 위상정수는 분산특성을 갖는  $\epsilon_r, \text{eff}(\omega, z)$ 로부터 다음과 같이 표현된다<sup>[10]</sup>.

$$\beta(\omega, z) = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_r, \text{eff}(\omega, z)} \quad (21)$$

여기서  $\epsilon_r, \text{eff}(\omega, z)$ 는 Kirschning과 Jansen<sup>[11]</sup>의 분산모델을 이용하였다. 선로를 진행함에 따라 테이퍼의 스트립폭이 변화되므로 스트립폭의 주파수특성도 고려되어야 한다. 따라서 특성임피던스의 분산모델로서 LSE모델<sup>[12]</sup>을 사용하였다.  $Z_1$ 은  $f=0$ 에서 50 [Ω]으로 두고 합성을 위한 예로서  $Z_2 / Z_1 = 2$ 로 하였다. 최적화과정에서 변화하는 테이퍼 프로파일은  $f=0$ 에서 스트립폭을 구현하므로써 결정된다. 이 때 주파수 변화에 따라 고정된 스트립폭의 특성임피던스 변화도 고려하여 시뮬레이션하였다.

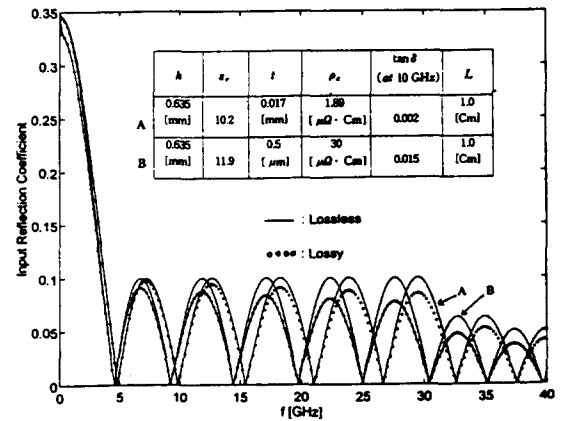


그림 4. 손실이 고려된 경우의 주파수 변화에 따른 주파수응답(테이퍼1)

Fig. 4. Frequency responses due to variation of frequency in the lossy case(taper1).

그림4는 그림2에서 무손실인 경우 합성된 테이퍼1에 대해 손실을 적용했을 경우의 주파수특성을 보인 것이다. 테이퍼1은 통과대역내에서 Chebyshev 응답을 나타내고 있다. 마이크로스트립 제원으로서  $h$ 는 마이크

로스트립 높이,  $t$ 는 스트립도체 두께,  $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho_c}$ 이며  $\rho_c$ 는 스트립도체의 저항율이다. 유전율이 높아지면 주파수가 낮은 쪽으로 주파수특성의 천이가 발생하는 것은 동일한 입력반사계수를 얻는데 있어서 높은 유전율이 낮은 유전율보다 짧은 전기적 길이를 요구함을 의미한다. 그리고 손실은 주파수영역에서 천이에는 영향을 주지 않고 감쇄에만 영향을 준다. 이는 식(7)에서 영점을 결정하는 데는 무손실상태에서의 식(14)를 활용할 수 있음을 보여준다. 그림4에서 B선로의 경우  $f=0$  근처에서의 불연속은  $f=0$ 에서의 무손실에 서, 준 정적영역에서의 도체 및 유전체 손실의 증가에 기인한 것이다. 특히 A보다는 B의 손실이 크므로 감쇄가 더 크고 주파수 샘플링을 0.2 [GHz] 단위로 하였으므로 불연속이 발생한 것이다. 그림4로부터 손실이 고려될 경우 목표치(피크치: 0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1)를 벗어나므로 목표치에 부합되도록 하기 위해서는 테이퍼선로의 특성임피던스가 수정되어야 한다. 이를 위해 식(7)~(19)로부터 손실이 고려된 합성을 하였으며 최적화시 A 및 B(그림4)에 대해 각각 6회 반복이 소요되었다. 그 결과를 그림5와 그림6에 보였다.

고려된 주파수특성은 그림6과 같다. 그림6은 목표치에 부합함을 보이고 있으며 손실이 고려된 Chebyshev 응답을 나타낸다. 그림5에서 실선은 손실을 고려하지 않고 특성임피던스를 합성하기 위한 그림2의 테이퍼 1(Chebyshev 응답)에 해당하고 A 및 B는 각각 그림4에서 손실에 의한 감쇄를 보상할 수 있도록 하는 최적화과정을 거쳐 도출된  $u$  영역에서의 주파수특성이다. 여기서 손실보상을 위한 피크치의 변화에 의해 영점이 변화되며, 이는 전기적 길이의 변화를 의미한다. 그림5의 영점을 표2에 보였다.

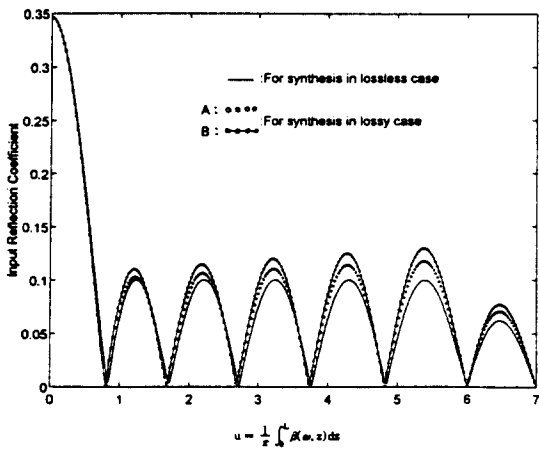


그림 5. 특성임피던스 합성을 위한  $u$  영역에서의 입력반사계수  
 Fig. 5. Input reflection coefficients in the  $u$  domain for synthesis of characteristic impedance.

그림5는 식(15)의 입력반사계수를  $u$ 영역에서 최적화과정을 통해 합성한 결과이다. 이 결과는 식(12)에 적용시켜 손실이 고려된 테이퍼선로의 특성임피던스를 합성시키는데 사용되며 합성된 테이퍼선로의 손실이

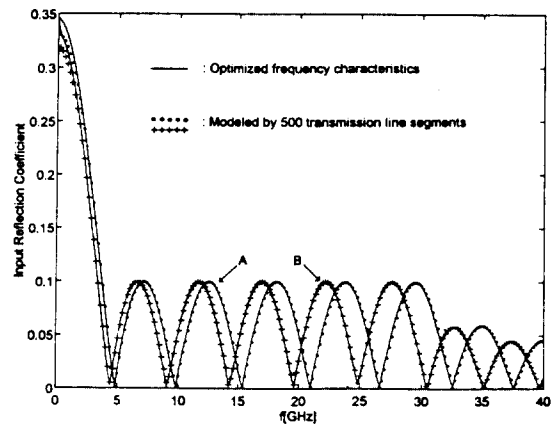


그림 6. 손실이 고려되었을 경우 합성된 주파수 특성  
 Fig. 6. Synthesized frequency characteristics in the lossy case.

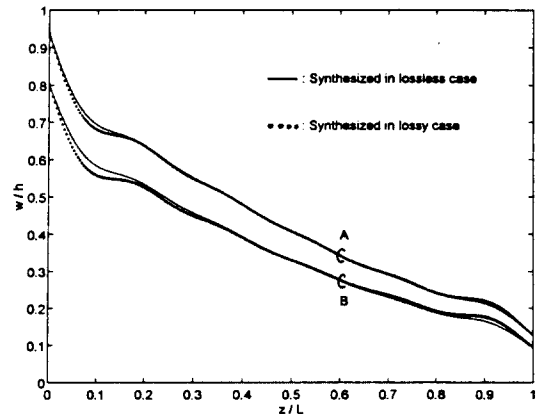


그림 7. 손실이 고려되었을 경우 합성된  $w/h$  ( $f=0$ ).  
 Fig. 7. Synthesized  $w/h$  in the lossy case ( $f=0$ ).

표 2. 손실이 고려된 영점  $u_n$ 의 초기치와 최적치

Table 2. Initial and optimum values of zero point  $u_n$  in the lossy case.

	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$
$u_{n=0}$	0.83198	1.71024	2.72194	3.76768	4.83998
A	0.81789	1.68730	2.69453	3.74130	4.81959
B	0.79808	1.67474	2.68432	3.73334	4.81370

일례로 전기적길이  $\pi u_3$ 에 대해 손실을 고려했을 경우인 A 및 B의 전기적길이는 손실을 고려하지 않았을 경우( $u_3^0$ )의 전기적길이에 비해 각각 1.007% 및 1.382% 만큼 줄어든다. 그림5의 결과와 식(12)를 이용하여 합성한 특성임피던스를 두께로 정규화한 마이크로스트립 선로폭(w)으로 구현한 형태는 그림7과 같다. 본 연구에서 사용한 분산모델<sup>[11]</sup>은  $0.1 \leq w/h \leq 100$ ,  $1 \leq \epsilon_r \leq 20$  그리고  $0 < h/\lambda_0 < 0.13$ 의 범위에서 정확한 고차모드 해석 결과와 비교하면 0.6% 이하의 오차를 나타내므로 구현된 선로의 폭은 고차모드 고려 시 타당한 범위내에 있음을 알 수 있다. 5.5 : 1 통과대역내에서 Chebyshev 응답에 대해 손실을 고려할 경우와 손실을 고려하지 않을 경우 A와 B에 대해 각각 최대 3.604% 및 7.528%의 스트립폭의 변화를 가져온다. 특히 손실이 큰 선로의 경우 집적화 추세에 부응하여 손실이 고려된 합성이 반드시 이루어져야 함을 볼 수 있다. 최적화된 결과의 타당성을 검증하기 위해 합성된 선로를 500개의 같은 길이를 갖는 짧은 전송선로로 나누어 직렬연결시켜 모델링하고 2-포트 회로 해석을 통해 입력반사계수를 계산하였다. 그 결과를 그림 6에 보였다.  $\beta=0$ 에서 정확한 값은 0.3333이므로 최적화된 결과의 0.3466은 다소의 오차를 보이고 있다. 이것은  $\rho_i \ll 1$ 인 조건하에서 최적화된 결과치이므로  $\beta=0$  근처에서 근소한 오차를 보인다.  $\rho_i \ll 1$ 인 영역에서는 최적화된 결과와 모델링에 의한 2-포트해석 결과가 잘 일치하므로써 본 연구에서의 접근방법이 타당함을 볼 수 있다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 무손실 조건하에서 특정한 주파수 응답을 갖는 테이퍼 전송선로가 주파수 및 거리의 함수

인 손실에 의해 목표치를 벗어나는 문제를 해결하기 위해 기존의 푸리에 변환쌍과 일반화한 Taylor 합성법을 이용하여 손실이 고려된 Ricatti 방정식의 해가 원하는 주파수응답을 갖도록 할 수 있는 최적화 알고리즘을 개발하였다. 이 알고리즘은 일반화한 Taylor 패턴함수식으로부터 영점의 적절한 변화를 통해 원하는 주파수응답 패턴 즉 주파수함수인 입력반사계수를 구현할 수 있는 점을 고려하여 손실에 의해 변화된 주파수응답 패턴이 무손실 상태에서 설정한 초기 목표치에 접근할 수 있도록 해준다. 이 때 영점의 변화는 전기적 길이의 변화를 의미하며 이는 무손실 상태에서 구현된 테이퍼선로의 특성임피던스가 손실을 보상한 형태로 수정된다. 예로서 임의의 통과대역에서 Chebyshev 응답을 목표로 했을 때 마이크로스트립 테이퍼선로의 경우 손실이 고려되면 무손실 상태에서 합성된 경우에 비해 테이퍼선로 프로파일 무시할 수 없을 정도로 수정되어야 함을 볼 수 있었다. 마이크로파 혹은 밀리미터파 대역에서 테이퍼선로 설계시 본 연구에서 제안한 손실을 고려한 합성법을 유용하게 사용할 수 있으리라 생각된다.

#### 참 고 문 헌

- [1] T. T Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beam width and low sidelobes," *IRE Trans. Antenna and Propagation*, vol. AP-3, pp. 16-23, Jan. 1955.
- [2] R. W. Klopfenstein, "A transmission line taper of improved design," *Proc. I.R.E.*, vol. 44, pp. 31-35, Jan. 1956.
- [3] R. F. Hyneman, "A technique for the synthesis of line-source antenna patterns having specified sidelobe behavior," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. AP-16, pp. 430-435, July 1968.
- [4] J. P. Mahon and R. S. Elliott, "Tapered transmission lines with a controlled ripple response," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp. 1415-1420, Oct. 1990.
- [5] P. Pramanick and P. Bhartia, "A

- generalized theory of tapered transmission line matching transformers and asymmetric couplers supporting non-TEM modes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp. 1184-1191, Aug. 1989.
- [6] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw-Hill, 1966.
- [7] M. Kobayashi and N. Swada, "Analysis and synthesis of tapered microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 1642-1646, Aug. 1992.
- [8] R. A. Pucel, D. J. Massè, and C. P. Hartwig, "Losses in microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-16, pp. 342-350, June 1968.
- [9] I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A designer's guide to microstrip," *Microwaves*, vol. 16, no. 5, pp.174-182, May 1977.
- [10] T. C. Edwards, *Foundations for microstrip circuit design*. John Wiley & Sons, 1981.
- [11] M. Kirchning and R. H. Jansen, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 272-273, 1982.
- [12] W. J. Getsinger, "Microstrip dispersion model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 34-39, Jan. 1973.

---

— 저 자 소 개 —

---

朴 義 俊(正會員) 第 31卷 A編 第 5號 參照

현재 금오공과대학교 전자공학과 교수