

論文2000-37TC-3-4

# 테이퍼 전송선 이론을 이용한 마이크로파 여파기 설계

## (Microwave Filter Design using Tapered Transmission Line Theory)

權珍旭\*, 崔烘碩\*, 張昊星\*

(Jinwook Kwon, Hongsuck Choi, and Hosung Chang)

## 요약

본 논문에서는 선형화된 리카티(Riccati) 방정식에 후리에 변환을 적용하여 주파수 특성함수와 불균일 테이퍼 전송선상의 새로운 임피던스 분포를 구한다. 리카티 방정식을 선형화 함으로써 발생할 수 있는 오차를 보상하기 위해 임의의 Taylor 급수를 임피던스 항에 추가한다. 추가된 항은 불균일 전송선 양단의 임피던스 불연속을 제거하는 역할을 한다. 설계과정을 통해서 여파기의 과녁 주파수 특성에 접근해 가는 것을 측차법을 통해서 보이며, 위상함수의 역할을 예제를 통해서 보인다. 본 논문에서 제시한 설계법은 불균일 테이퍼 전송선의 설계에 뛰어난 융통성을 제공하므로, 임의의 주파수 대역특성을 만족시키는 여파기 및 임피던스 정합회로 설계에 응용할 수 있다.

## Abstract

In this paper, we derive a spectral function and a new impedance profile of non-uniform tapered transmission lines by applying the Fourier transform to a linearized Riccati equation. We compensate the error which is from a linearized Riccati equation by adding a Taylor series to the impedance profile. Added terms remove discontinuities in the impedance profile at both ends of the non-uniform section. We show that a calculated spectrum approaches a target spectrum of filter by an iterative method and numerical examples are given to illustrate the role of the phase function. As the design method which is shown in present paper provides a excellent adaptability for the design of non-uniform tapered transmission lines, the present method can be applied to design filters and impedance matching circuits with various passband characteristics.

## I. 서론

테이퍼 전송선에 대한 연구는 임피던스 정합회로, 여

\* 正會員, 漢陽大學校 電波工學科

(Dept. of Radio Science and Engineering, Hanyang University)

※ 본 연구는 1998년 한국 학술진흥재단의 한양대학교  
부설연구소 지원과제 중 제 5 세부과제 지원에 의  
하여 수행되었음.(과제번호: 1998-005-E00270)

接受日字:1999年2月26日, 수정완료일:1999年12月23日

파기, 결합기, 서큘레이터 등 다양한 응용분야가 말해주  
듯 지난 반세기에 걸쳐 활발히 진행되어져 왔다. 테이  
퍼 전송선을 정합회로나 여파기 설계에 사용함으로써  
다단 임피던스 변환기의 제약된 대역폭에 비해 넓은  
대역폭을 가지므로 현재의 고속 신호처리 요건을 충족  
시킬 수 있다.

테이퍼 전송선의 설계는 불균일 전송선의 입력 임피  
던스와 반사계수의 관계로부터 유도되는 비선형 리카  
티 방정식으로부터 시작되었다.<sup>[1]</sup> 비선형 리카티 방정  
식은 테이퍼 전송선 내에서 거리에 따른 임피던스 변  
화폭이 작으므로 전송선 내에서 반사를 무시할 수 있

다고 가정하여 선형화된 리카티 방정식으로 근사화 되었다. 이러한 선형화된 리카티 방정식의 근사해를 얻기 위해 임피던스 분포와 주파수 응답 사이의 관계에 후리에 변환이 적용되었다.<sup>[1-5]</sup> 또한, 후리에 변환을 이용함으로써 임피던스 분포와 주파수 응답 사이의 관계를 묘사하는 주파수 특성함수를 유도할 수 있다. 이러한 주파수 특성함수는 설계하고자 하는 대역에서 등 리플(equal ripple)과 같은 형태로 최적화된 테이퍼 구간을 생성할 수 있다.<sup>[6]</sup> 그러나, 고전적 방법에서의 주파수 특성은 임의의 주파수 특성을 갖기보다는 이미 정해진 대역특성 또는 지수 함수형(exponential), 삼각형 함수형(triangular) 등의 임피던스 분포에서 크게 벗어나지 않는 형태를 가지므로, 임의의 주파수 특성을 갖는 불균일 테이퍼 전송선 설계에 종래의 후리에 변환법이 적합하지 않은 문제점을 가진다. 불균일 전송선을 이용하여 여파기를 설계한 또 다른 예는 cubic spline interpolation<sup>[7]</sup>과 evolutionary 엘러리즘<sup>[8]</sup>을 이용하여 전송선의 임피던스 분포를 최적화하는 설계 방법이 제안되었다. 전자의 경우는 계산이 복잡하며 이산 점들로 구성되므로 절단 오차(truncation error)를 보상해주어야 하며, 후자의 경우는 임피던스 정합과 여파기 특성을 동시에 가지도록 CAD를 이용하여 설계되었으나 저역통과 여파기의 최적화된 특성에서 양단의 임피던스가 같지 않은 특성을 가진다.

본 논문에서는 선형화된 리카티 방정식에 후리에 변환을 적용하여 주파수 특성함수를 유도하고 불균일 테이퍼 전송선의 임피던스 분포를 구한다. 이 과정에서 비선형 리카티 방정식을 선형화 함으로써 발생할 수 있는 오차를 보상해주기 위하여 임의의 Taylor 급수 항을 임피던스 항에 추가한다. 추가된 항은 불균일 테이퍼 전송선 양 끝단에서 발생하는 임피던스 불연속을 제거하는 역할을 하며, 경계조건을 적용시킴으로써 구체화된다. 설계된 전송선의 해석은 500개의 같은 길이를 갖는 짧은 전송선으로 나누어 입력 반사계수를 구함으로써 수행된다. 전송선의 설계와 해석에 대한 오차는 현재 광학에서 활발히 사용되고 있는 축차법(iteration method)을 적용하여 보상한다.<sup>[9,10]</sup> 축차의 횟수는 최적화된 주파수 응답을 얻는 가장 중요한 요소로 작용하며, 전송선의 길이와 초기 위상함수 또한 중요한 요소이다. 초기 위상함수는 양의 주파수 영역에서 임의의 함수나 값으로 정의되어질 수 있으며, 선로 폭의 제한이나 임피던스 분포 값의 변화가 작은 전송선

을 생성하는 등의 설계 고려사항을 충족시킬 수 있다. 본 논문에서 새로 얻은 불균일 테이퍼 전송선의 임피던스 분포와 주파수 특성함수로부터 광대역 마이크로 파 여파기를 설계하고 해석한다.

## II. 기본이론

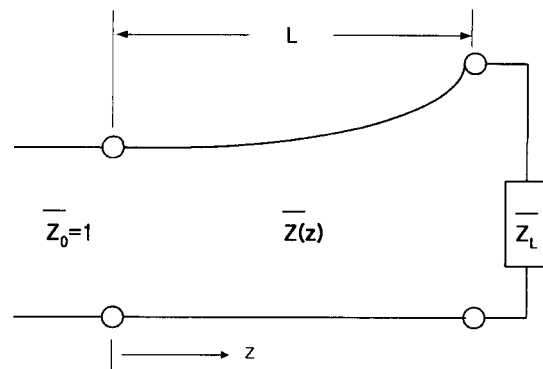


그림 1. 테이퍼 전송선  
Fig. 1. Tapered Transmission Line.

그림 1과 같이 임피던스가 연속적으로 변하는 불균일 테이퍼 전송선의 반사와 투과 특성은 입력 임피던스와 반사계수의 관계로부터 유도되는 비선형 리카티 방정식에 의해 지배된다.<sup>[11]</sup> 비선형 리카티 방정식은

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

이고,  $\bar{Z}$ 는 정규화된 임피던스 분포,  $\beta$ 는 위상정수,  $\Gamma$ 는 임의의 거리  $z$ 에 대한 반사계수이다. 식 (1)에서 전송선의 임피던스가 급격히 변하지 않는다고 가정하면, 즉  $|\Gamma|^2 \ll 1$ 이라고 하면 식 (2)와 같은 선형화된 리카티 방정식을 얻을 수 있다.

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

식 (2)에서  $k = 2\beta$ 라하고, 양변에  $\exp(-jkz)$ 를 곱하여 전 구간에 대하여 적분하면

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d(\Gamma e^{-jkz})}{dz} dz = - \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \frac{d\ln \bar{Z}}{dz} e^{-jkz} dz \quad (3)$$

와 같다. 테이퍼 구간  $[0, L]$  밖에서는 이미 임피던스

정합이 이루어지므로, 식 (3) 좌변의 피 적분항은 전송선 구간 밖에서는 0인 값을 갖는다. 그러므로, 적분의 상한과 하한은 전송선 구간  $[0, L]$ 로 축소될 수 있다. 좌변에 축소된 구간을 대입하여 경계조건  $\Gamma(L) = 0$ ,  $\Gamma(0) = \Gamma_{in}(k)$ 을 적용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\Gamma_{in}(k) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{dz} e^{-jkz} dz. \quad (4)$$

식 (4)의 관계로부터 좌변의 테이퍼 입력 단에서 바라본 반사계수와 우변의 임피던스 분포의 미분항이 후리에 변환쌍을 이룬다는 것을 알 수 있다. 그러므로, 식 (4)에 후리에 역변환을 취하여 얻은 결과는 다음과 같다.

$$\frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{dz} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_{in}(k) e^{jkz} dk. \quad (5)$$

식 (5)에서 입력 반사계수  $\Gamma_{in}(k)$ 을 크기와 위상으로 나누어  $\rho(k) \exp[-j\phi(k)]$ 로 표현하면

$$\frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}}{dz} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(k) e^{j(kz - \phi(k))} dk \quad (6)$$

와 같은 식을 얻을 수 있다. 식 (6)의 좌변은 실수이며, 우변은 복소수이다. 그러므로, 좌변과 우변이 서로 일치하기 위해서는  $\rho(k)$ 는  $k$ 에 대한 우함수이어야 하며,  $\phi(k)$ 는 기함수이어야 한다. 임의의 주파수 특성함수  $Q(k) = \rho(k)$ 라 하고, 식 (6)을  $z$ 에 대해 먼저 적분하면

$$\ln \bar{Z} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q(k)}{k} \sin(kz - \phi(k)) dk \quad (7)$$

와 같은 식을 얻을 수 있다. 식 (7)은 선형화된 리카티 방정식으로부터 얻은 결과이므로, 식 (7)을 이용하여 임피던스 분포를 얻는다면 테이퍼 양단에서 발생하는 임피던스 불연속을 제거할 수가 없다. 선형화된 리카티 방정식의 해를 비선형 리카티 방정식을 만족하는 해에 가깝게 얻기 위해서는 리카티 방정식을 선형화 함으로써 발생할 수 있는 오차를 보상해 주어야 한다. 그러므로, 우변에  $z$ 에 대한 함수의 형태는 정확히 알 수 없지만, 임의의 함수를 추가시킴으로써 테이퍼 양 끝단에서 발생하는 임피던스 불연속을 제거할 수 있다. 이 임의

의 함수를  $f(z)$ 라 하고, 이를 Taylor 급수의 일부인  $az+b$ 로 근사화하면, 식 (7)은 다음과 같이 표현된다.

$$\ln \bar{Z} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q(k)}{k} \sin(kz - \phi(k)) dk + az + b \quad (8)$$

식 (8)에서 각각의 상수  $a$ 와  $b$ 는 전송선 양 끝단에서의 경계조건( $\bar{Z}(0) = 1$ ,  $\bar{Z}(L) = Z_L/Z_0$ )을 이용하여

$$b = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q(k)}{k} \sin(-\phi(k)) dk,$$

$$a = \frac{1}{L} \left\{ \ln \bar{Z}(L) - \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q(k)}{k} \sin(kL - \phi(k)) dk - b \right\}$$

와 같이 구할 수 있다. 식 (8)을 불균일 테이퍼 전송선의 거리에 따른 정규화 된 임피던스 분포로 최종 결과식을 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{Z}(z) = \exp\left\{ \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q(k)}{k} \sin(kz - \phi(k)) dk \right\} \cdot \exp(az + b). \quad (9)$$

식 (9)으로부터 임의의 주파수 특성을 갖는 불균일 테이퍼 전송선의 거리에 따른 임피던스 분포를 구할 수 있으며,  $Q(k)$ 와  $\phi(k)$ 는 양의 주파수 영역의 함수이다. 그러므로, 식 (9)로부터 임의의 주파수 특성을 갖는 여파기와 임피던스 정합회로를 설계할 수 있다.

임의의 주파수 특성을 갖도록 임피던스 분포의 설계와 해석의 차이를 줄이기 위해 본 논문에서는 광학에서 활발히 사용되고 있는 축차법을 사용하고자 한다.<sup>[9,10]</sup> 본 논문에서 설정한 축차의 과정을 기술하면 아래와 같다.

- (1)  $Q(k)$ 을 계산하기 위해서 원하는 주파수 특성함수를  $Q(k)_d$ ,  $i$  번째 축차에서 계산된 주파수 특성을  $Q(k)_i$ 라 정의한다.
- (2)  $\Delta Q(k)_i = Q(k)_d - Q(k)_i$ 로 설정한다.
- (3)  $Q(k)_{i+1} = Q(k)_i + \Delta Q(k)_i$ 로 놓는다.
- (4) 과정 (3)으로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$Q(k)_m = mQ(k)_d - \sum_{i=1}^{m-1} Q(k)_i. \quad (10)$$

여기서,  $m$ 은 축차의 횟수이다.

(5) 만약,  $Q(2\beta)_m < 0$ 이면,  $Q(2\beta)_m = 0$ 으로 설정한다.<sup>[10]</sup>

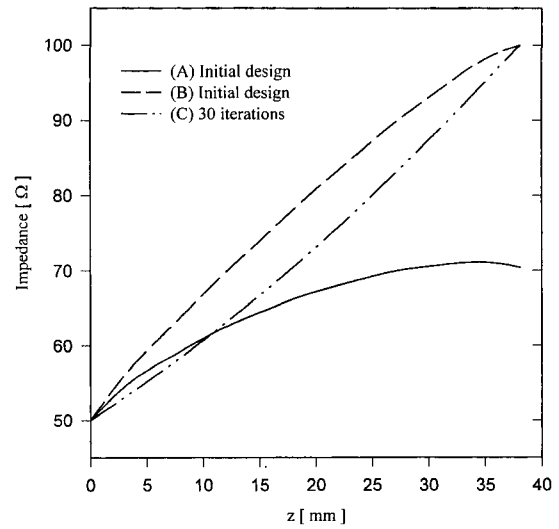
위의 과정에서  $Q(k)_i$ 를 계산하기 위하여 테이퍼 전송선을 500개의 같은 길이를 갖는 짧은 전송선으로 나누어 만들링 하였다. 즉, 500개의 다단 임피던스 변환기 (multi-section impedance transformers)가 직렬 연결되어진 형태로 가정하여 입력 반사계수를 계산하였다. 과정 (5)는 축차를 하여 얻은 주파수 응답에 대해 원치 않는 대역에서 리플을 최소화하기 위해 설정한 것이다. 축차의 횟수를 무한정 증가시킨다고 해서 결과가 향상되는 것만은 아니므로, 최적화 된 시점을 찾아 설계하는 것이 중요하다. 이러한 최적화는 근본적으로 축차의 횟수에 가장 큰 영향을 받지만, 테이퍼 전송선의 최대 길이나 임피던스의 최대치와 최소치의 제한 혹은 기판의 폭 대 높이의 비의 제한과 같은 설계사양에 따라 영향을 받는다. 최적화과정에서 고려해야 할 또 다른 요소는 테이퍼 전송선의 길이와 초기 위상함수이다. 전송선의 길이는 주파수 응답에 영향을 크게 미치며 임피던스의 변화에도 영향을 준다. 초기 위상함수는 양의 주파수 영역에서 임의의 함수나 값으로 정의되어질 수 있다. 그러나, 적절치 못한 초기위상함수의 선택은 더 이상의 설계를 수행할 수 없을 정도로 과녁 주파수특성과 전혀 다른 주파수 특성을 제공하므로, 적절한 초기 위상함수의 선택이 설계 요구조건을 충족시켜 줄 수 있다.

### III. 설계예제

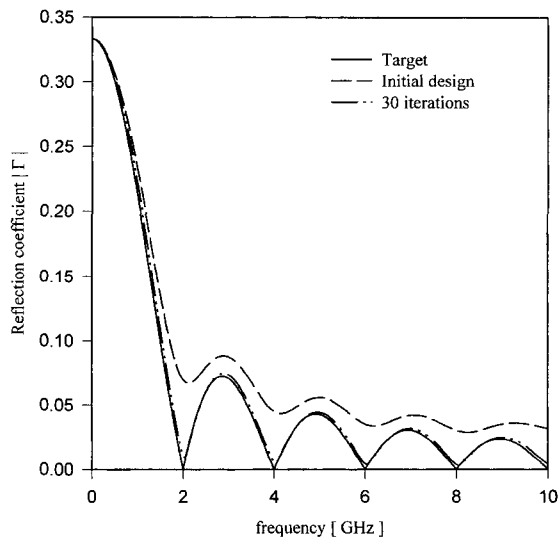
본 논문에서는 여파기를 설계하기 위해 다른 수동 및 능동 초고주파 소자와 쉽게 집적되는 마이크로스트립 전송선로를 예로 든다. 고주파수에 의한 분산효과 (dispersion effect)는 고려하지 않았으며, 전송선은 무손실(lossless)이라고 가정하였다.

첫 번째 예제로 본 논문에서 제시한 테이퍼 전송선의 거리에 따른 임피던스 분포를 검증하기 위하여 지수 함수형 임피던스 분포를 갖는 임피던스 정합회로를 설계한다. 기판의 유전율은 4.2인 epoxy를 가정하였으며, 전송선의 길이는 38.09 mm, 전송선 양단의 임피던스  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $Z_L = 100 \Omega$ 이다. 그림 2(a)는 식 (7)에서 임의의 항을 추가하지 않고 초기 설계한 임피던스 분포(A)와 Taylor 급수를 추가하여 초기 설계한 임피

던스 분포(B)를 나타낸다. 그림에서 보듯이 본 논문에서 제시한 Taylor 급수의 추가로 인해서 테이퍼의 양 끝단에서 임피던스 정합이 이루어지며, 축차의 횟수를 증가시킴에 따라 임피던스 분포(C)는 지수 함수형의 형태로 접근한다. 그림 2(b)는 설계하고자하는 주파수



(a)



(b)

그림 2. 지수 함수형 테이퍼를 이용한 임피던스 정합 회로:

- (a) 임피던스 분포,
- (b) 입력 반사계수의 주파수 응답

Fig. 2. A impedance matching section with an exponential taper :

- (a) Impedance profiles,
- (b) Input reflection coefficient frequency characteristics.

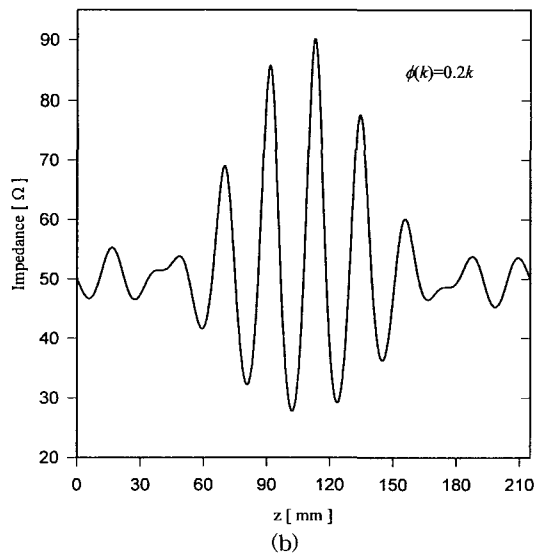
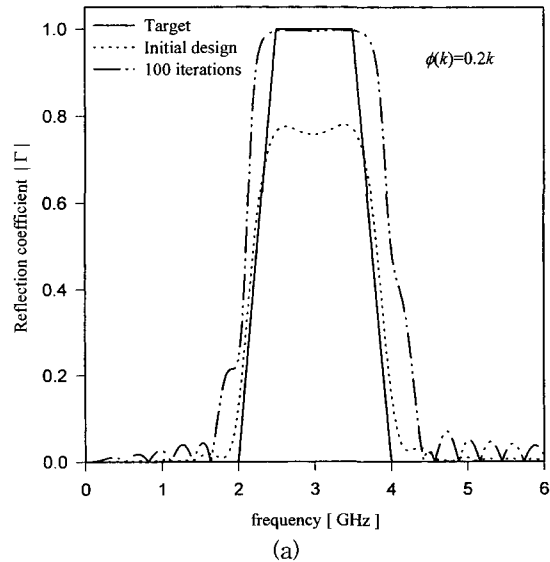
특성에 대해 임의의 위상함수를 0으로 설정하였고, 반사계수의 주파수 특성은 측차를 30번 수행하여 얻은 주파수 특성이다. 초기 설계시 주파수 특성은 과녁 주파수 특성과 차이가 있고 측차를 거듭함에 따라 과녁 스펙트럼에 접근하게 된다. 주파수 특성에서 주목할 것은 측차의 횟수를 무한정 늘린다고 해서 훌륭한 응답을 얻는 것은 아니며, 본 예제에서는 30번 이후의 측차는 거의 같은 결과를 가진다.

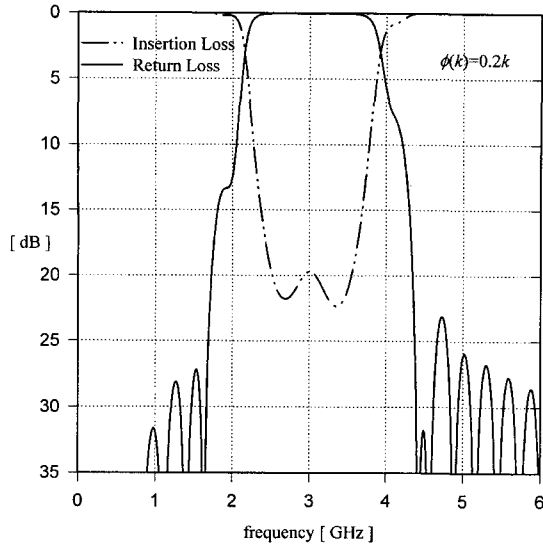
두 번째 예로써, 본 논문에서 제시한 설계 이론을 검증하기 위하여 참고문헌 7에서 제시한 중심 주파수 3 GHz에 2 GHz의 대역폭을 갖는 광대역 대역저지 여파기를 설계한다. 마이크로스트립 전송선의 인자 값은 참고문헌 7과 같이 유전율은 6(GR6)이고 전송선의 길이는 215 mm이다. 그림 3(a)는 대역저지 여파기를 설계하기 위해 설정한 과녁 주파수 특성과 초기 설계한 주파수 응답, 그리고 대역저지 여파기를 설계한 후의 주파수 특성을 나타낸다. 초기 위상함수  $\phi(k) = 0.2k$ 로 설정하였다. 측차를 100회 수행한 후의 주파수 특성을 보면 주파수 대역이 과녁 주파수 특성에 비해 보다 넓어진 것을 볼 수 있는데 이것은 과녁 주파수 특성을 이상적인 여파기 특성에 가깝게 설정했기 때문이라고 판단된다. 그림 3(b)는 여파기의 임피던스 분포를 나타낸다. 전송선 양단의 임피던스 불연속은 발생하지 않는 것을 알 수 있으며, 임피던스의 변화는 완만하게 이루어지고 있다. 그림 3(c)는 측차를 100회 수행한 후의 삽입손실과 반사손실을 나타낸다. 반사손실은 참고문헌 7에서 제시한 통과대역에서 30dB 요구조건을 완전히 만족하지는 못하지만 20dB 이상의 크기를 가지므로 여파기를 구현할 수 있다. 그림 3(d)는 3개의 서로 다른 초기 위상함수  $\phi(k) = 0.2k, \tanh(k), 2$ 로 각각 설정한 후 측차를 100회 수행한 후 W/d비(W/d ratio)이다. W/d비는 전송선의 임피던스와 유전상수로부터 참고문헌 11의 공식을 이용하여 계산한 값이다. 각각의 초기 위상함수는 임피던스분포에서 차이를 가지며, 이러한 차이는 W/d비에서 서로 다른 상한과 하한 값을 야기한다. 세 개의 위상함수에 대한 각각의 상한 값과 하한 값은 표 1과 같다. 표 1에서 보는 것과 같이 적절한 위상함수의 사용은 테이퍼 전송선을 설계시 자유도(degrees of freedom)를 가질 수 있다. 즉, 임피던스 분포에 따른 W/d 비의 최소치 및 최대치 변화를 생성함으로써 W/d비의 최대치 및 최소치 값을 조정할 수 있어 설계 고려사항을 만족하는 종합적인 연산(synthesis)

으로 발전시킬 수 있다.

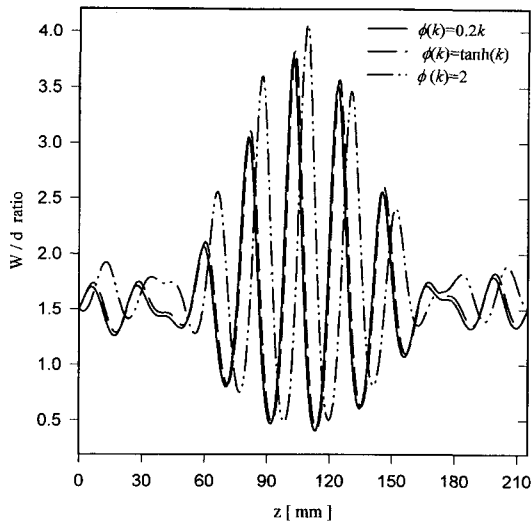
표 1. 세 개의 다른 위상함수에 따른 W/d 비  
Table 1. W/d ratios for three different phase functions.

초기 위상 $\phi(k)$	W/ d ratio	
	Min.	Max.
0.2k	0.4083	3.7677
$\tanh(k)$	0.4229	3.8304
2	0.4858	4.0613





(c)



(d)

그림 3. 광대역 대역저지 여파기:  
 (a) 반사계수의 주파수 특성  
 (b) 축차를 100회 수행한 후의 임피던스 분포  
 (c) 삽입 손실과 반사 손실  
 (d) 3개의 서로 다른 위상함수에 대해 축차를 100회 수행한 후의 W/d 비

Fig. 3. Wideband band-rejection filter:  
 (a) Frequency characteristics of reflection coefficient,  
 (b) Impedance profile after 100 iterations,  
 (c) Insertion loss and return loss, and  
 (d) W/d ratios for three different phase functions after 100 iterations.

본 논문에서는 테이퍼 전송선의 반사 및 투과 특성을 지배하는 비선형 리카티 방정식을 선형화 하여 광대역 대역 저지 여파기 특성을 갖는 불균일 테이퍼 전송선을 설계한다. 전송선의 임피던스는 후리에 변환을 적용해 구했으며, Taylor 급수를 추가하여 비선형 리카티 방정식을 선형화 함으로써 발생할 수 있는 오차를 보상함으로써 테이퍼 양 끝단에 존재하는 임피던스 불연속을 제거하였다. 초기 설계와 이에 대한 실제 해석은 원하는 주파수 특성과 차이가 나는데 이는 리카티 방정식의 선형화 ( $|\Gamma|^2 \ll 1$ )가 가져다주는 결과이며, 연속적인 임피던스 분포와 주파수 특성을 이산화하여 처리하였기 때문이라 할 수 있다. 과역주파수 특성을 갖도록 하기 위한 임피던스 분포의 설계는 광학에서 적용하고 있는 축차법을 도입해 설계 시 좀 더 많은 융통성을 제공하였으며, 과역 주파수 특성에 가까운 주파수 특성을 얻을 수 있도록 축차의 횟수를 설정하거나 최소 자승법 등을 이용하여 적정의 축차수가 되도록 연산 알고리즘을 추가시켜야 한다. 그러나, 축차의 횟수를 무한정 증가시킨다고 해서 성능이 항상 향상되는 것은 아니다. 위상함수의 적절한 이용은 선로 폭의 제한이나, 임피던스 분포 값의 변화가 작은 테이퍼 구간을 생성하는 등의 설계 시 고려사항들을 충족시킬 수 있을 것으로 기대된다. 그러나, 이러한 고려사항들은 어느 정도의 주파수 특성의 손실을 감수해야 한다. 그리고, 설계자가 원하는 대역에서 여파기의 주파수 응답의 리플 값을 설계자가 원하는 대로 어느 정도 조절할 수도 있다. 본 논문에서 제시한 설계 방법은 마이크로파 여파기 뿐만 아니라 임피던스 정합회로에도 사용이 가능하다.

참 고 문 헌

[1] R. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, Chap. 5, 1992.  
 [2] F. Bolinder, "Fourier Transforms in the Theory of Inhomogeneous Transmission Lines," *Proc. IRE*, vol. 38, pp. 1354, 1950.  
 [3] R. Klopfenstein, "A Transmission Line Taper of Improved Design," *Proc. IRE*, vol. 44, pp. 31-35, Jan., 1956.  
 [4] P. Pramanick and P. Bhartia, "A Generalized

IV. 결 론

- Theory of Tapered Transmission Line Matching Transformers and Asymmetric Couplers Supporting Non-TEM Modes," *IEEE Trans. Microwave and Theory and Tech.*, vol. 37, pp. 1184-1191, Aug., 1989.
- [5] S. Kim, H. Jwa and H. Chang, "Design of Impedance Matching Circuits with Tapered Transmission Lines," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 20, no. 6, pp. 403-407, Mar., 1999.
- [6] J. Mahon and R. Elliot, "Tapered Transmission Lines with a Controlled Ripple Response," *IEEE Trans. Microwave and Theory and Tech.*, vol. 38, pp. 1415-1420, Oct., 1990.
- [7] M. Loy, A. Perennec, S. Toutain, and L. Calvez, "A New Design of Microwave Filters by Using Continuously Varying Transmission Lines," *IEEE MTT-S Digest*, vol. 2, pp. 639-642, 1997.
- [8] P. Miazga, "A New Method of Computer Aided Design of Non-Uniform Transmission Line Filters and Impedance Matching Circuits," *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 181-183, 1998.
- [9] L. Sossi, "A Method for the Synthesis of Multilayer Dielectric Interference Coatings," *Izv Akad. Nauk Est. SSR Fiz. Mat.*, vol. 23, no. 3, pp. 223-237, 1974.
- [10] P. Verly, J. Dobrowolski, W. Wild, and L. Burton, "Synthesis of High Rejection Filters with the Fourier Transform Method," *Appl. Opt.*, vol. 28, no. 14, pp. 2864-2875, 1989.
- [11] D. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, p. 162, 1998.

## 저 자 소 개



權珍旭(正會員)

1972년생. 1998년 2월 국립서울산업대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1998년 3월~현재 한양대학교 전파공학과 석사과정. 주관심분야는 마이크로파 수동회로 설계 및 해석



崔煥碩(正會員)

1976년생. 1999년 2월 한양대학교 전자전기공학부 졸업(공학사). 1999년 3월~현재 한양대학교 전파공학과 석사과정. 주관심분야는 전자파 수치해석

張昊星(正會員) 第34卷第9號參照