

이중 대역 L형 임피던스 변환기

Dual-band L-section Impedance Transformer

박 먼 주*

(Myun-Joo Park)

요 약

본 논문에서는 L-형 회로구조에 기반한 새로운 이중대역 임피던스 변환기를 제안한다. 제안된 회로는 전원 또는 부하단에 하나의 스텐브 선로가 부착된 전송선로를 사용하여 구성된다. 각 회로 구조와 부하조건에 대해 이중대역 동작조건을 자세히 분석하였으며 이로부터 선로의 길이와 임피던스 등의 이중대역 설계 공식을 간단한 형태로 유도하였다. 제안된 방법을 이용하여 이중대역 임피던스 정합회로를 설계하고 마이크로스트립 회로로 제작, 측정하여 이중대역 동작을 확인하였다.

Abstract

This paper proposes new dual-band impedance transformers based on the L-section circuit topology. The proposed circuits consist of a transmission line section with a stub line either at the source or at the load end. The dual-band operating conditions are analyzed in detail and simple design equations are derived in terms of the line lengths and impedances for the different circuit topologies and load conditions. The dual-band operation is confirmed through the design, fabrication and measurement in microstrip circuits based on the proposed method.

Key words : Dual-band, impedance transformer, L-section

I. 서 론

마이크로파 및 RF 회로에서 임피던스 변환은 임피던스 정합과 관련된 가장 기본적이고 중요한 동작 중 하나로서 일찍부터 많은 연구가 이루어져 왔다. 그 결과 임피던스 변환을 위한 다양한 회로 구성 방법이 제안되어 사용되고 있다. 일반적으로 마이크로파 분야에 적합한 전송선로 등을 이용하는

분포(distributed)회로에서의 임피던스 변환 목적으로는 1/4파장 임피던스 변환기나 스텐브(stub) 선로를 이용한 방법들이 잘 알려져 있다[1]. 이들 종래의 임피던스 변환회로들은 일반적으로 하나의 주파수를 중심으로 한 단일 대역 동작만을 가정하고 있기 때문에 최근 무선 통신 시스템에서 요구되는 이중 및 다중 대역 요구 사항을 충족시키기에는 많은 제약이 따른다. 이에 따라 최근에는 먼저 이중 대

† 이 논문은 2010년도 광운대학교 연구년에 의해 연구되었음.

* 주저자 및 교신저자 : 광운대학교 전자융합공학과 교수

† 논문접수일 : 2010년 6월 15일

† 논문심사일 : 2010년 9월 9일

† 게재확정일 : 2010년 9월 10일

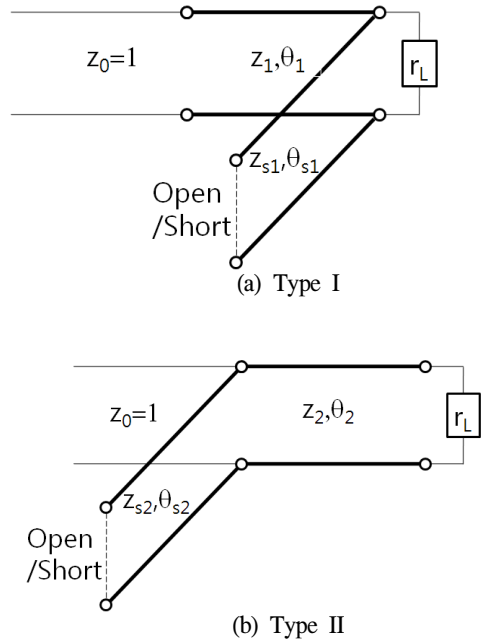
역에서 사용될 수 있는 몇 가지 임피던스 변환회로가 제안되었다. 이 중 가장 대표적인 것은 2단 직렬 연결 구조에 기반한 이중대역 임피던스 변환기[2-4]이다. 이는 기본적으로는 기존에 사용되던 2단 Chebyshev 임피던스 변환기를 이중 대역 동작에 응용한 구조로서 최근에는 이를 복소 부하조건에까지 확장한 연구 결과까지 제시된 바 있다[5].

L형 임피던스 변환기는 하나의 스텐브 선로를 이용한 가장 단순한 회로 형태로서 그 해석 및 설계 방법은 이미 잘 알려져 있다 [1]. 그러나 이를 이중 대역 등으로 확장하는 방법에 대해서는 아직 알려진 바가 없다. 단지 이와 관련된 연구로서 전력 증폭기에서 기본 주파수 및 그 2차/3차 고조파에서 원하는 임피던스를 얻기 위한 스텐브 형태의 고조파 임피던스 변환기가 일부 연구된 바 있으나[6] 일반화되지는 못하였다.

본 논문에서는 L형 회로 구조에 기반한 새로운 이중 대역 임피던스 변환기를 제안하고자 한다. 종래의 단일 대역 L형 회로 구조에서 각 전송선로와 스텐브 선로의 길이 및 임피던스를 적절하게 조절함으로써 이중대역 동작을 쉽게 구현할 수 있음을 자세한 회로 분석을 통해 입증하였다. 이 방식에서는 부수적인 회로 구조를 추가할 필요가 없어 L형 회로의 장점인 전체구조의 단순성을 유지하면서도 이중 대역 동작을 효과적으로 구현할 수 있다. 회로에 대한 이론적인 분석을 통해 이중대역 동작에 필요한 조건과 설계식들을 간단한 형태로 유도하였으며, 제안된 방식에 기반하여 실제의 임피던스 정합회로를 마이크로 스트립 회로로 설계, 제작 측정하여 원하는 대로의 이중대역 동작이 가능함을 확인하였다.

II. 이 론

<그림 1>에 두 가지 형태의 L형 임피던스 변환기를 이용한 정합회로를 나타내었다. <그림 1(a)>는 스텐브 선로가 부하단에 부착된 형태(type I)이고 <그림 1(b)>는 스텐브 선로가 입력단에 연결된 형태(type II)이다. 편의상 모든 임피던스 값들은 시스템의 특성 임피던스 $z_0=1$ 이 되도록 정규화하였다.



<그림 1> L형 임피던스 정합회로
<Fig. 1> L-section impedance matching circuit

먼저 <그림 1(a)>의 type I 회로에서의 임피던스 정합 조건은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$z_1 \frac{z_L + jz_1 \tan \theta_1}{z_1 + jz_L \tan \theta_1} = 1, z_L = \frac{jx_{s1} r_L}{jx_{s1} + r_L} \quad (1)$$

위 식에서 x_{s1} 은 스텐브 선로의 입력 리액턴스로서 다음과 같이 표현된다.

$$x_s = \begin{cases} -z_{s1} / \tan \theta_{s1}, & \text{open stub} \\ z_{s1} \tan \theta_{s1}, & \text{short stub} \end{cases} \quad (2)$$

식 (2)로부터 다음과 같은 두 개의 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$r_L z_1 \tan \theta_1 - (1 - r_L) x_s = 0 \quad (3)$$

$$z_1 r_L - r_L x_s \tan \theta_1 + z_1^2 x_s \tan \theta_1 = 0 \quad (4)$$

식 (3), (4)의 연립방정식을 풀어 다음과 같은 해를 구할 수 있다.

$$x_s = r_L z_1 \tan \theta_1 / (1 - r_L) \quad (5)$$

$$z_1 = \sqrt{(r_L - 1) \cot^2 \theta_1 + r_L} \quad (6)$$

식 (6)을 자세히 고찰하면 θ_1 과 $m\pi - \theta_1 (m=1,2,3,\dots)$ 에 대해 동일한 해를 가지게 됨을 알 수 있다. 이들 두 값을 각각 이중대역 동작주파수 f_1 과 f_2 에 대응시키면 이중대역 동작에 필요한 선로 길이 θ_1 이 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{\theta_1(f_1)}{\theta_1(f_2)} = \frac{\theta_1(f_1)}{m\pi - \theta_1(f_1)} = \frac{f_1}{f_2} \quad (7a)$$

$$\theta_1(f_1) = \frac{m\pi}{1 + f_2/f_1}, \theta_1(f_2) = \frac{m\pi}{1 + f_1/f_2} \quad (7b)$$

$(m = 1, 2, 3, \dots)$

식 (5)와 식 (2)로부터 스텐브 선로의 임피던스를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$z_{1s}(open) = r_L z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_{s1} / (r_L - 1) \quad (8a)$$

$$z_{1s}(short) = -r_L z_1 \tan \theta_1 / \tan \theta_{s1} / (r_L - 1) \quad (8b)$$

이 때 스텐브 선로의 길이 θ_{s1} 에 대해서도 θ_1 과 유사한 과정을 거쳐 다음과 같은 해를 구할 수 있다.

$$\theta_{s1}(f_1) = \frac{n\pi}{1 + f_2/f_1}, \theta_{s1}(f_2) = \frac{n\pi}{1 + f_1/f_2} \quad (9)$$

$(n = 1, 2, 3, \dots)$

식 (7)과 (9)에서 정수값 m 과 n 은 식 (6) 및 식 (8)의 선로 임피던스가 적절한 양의 값을 가지도록 결정하면 된다.

그림 1(b)에 나타난 type II 회로에 대해서도 위와 유사한 과정을 통해 이중대역 해를 구할 수 있는데 그 결과는 다음과 같다.

$$z_2 = \sqrt{r_L [(1 - r_L) / \cot^2 \theta_2 + 1]} \quad (10)$$

$$z_{2s}(open) = z_2 \tan \theta_2 \tan \theta_{s2} / (1 - r_L) \quad (10a)$$

$$z_{2s}(short) = -z_2 \tan \theta_2 / \tan \theta_{s2} / (1 - r_L) \quad (10b)$$

$$\theta_2(f_1) = \frac{p\pi}{1 + f_2/f_1}, \theta_2(f_2) = \frac{p\pi}{1 + f_1/f_2}$$

$(p = 1, 2, 3, \dots)$

$$\theta_{s2}(f_1) = \frac{q\pi}{1 + f_2/f_1}, \theta_{s2}(f_2) = \frac{q\pi}{1 + f_1/f_2} \quad (11)$$

$(q = 1, 2, 3, \dots)$

III. 결 과

앞 절의 이론적인 분석으로부터 이중 대역에 필요한 선로 임피던스를 계산한 결과를 <그림 2>와 <그림 3>에 제시하였다. 이 때 각 전송선로의 길이는 식(7), (9), (10), (11)에서 정수 m, n, p, q 값의 선택에 따라 무수히 많은 해가 존재하게 된다. 다른 조건이 동일할 경우 선로의 길이가 짧으면 짧을수록 회로의 크기나 동작대역폭 면에서 유리하다. 이를 고려하여 각 선로의 길이의 선택에 있어 먼저 식 (7)에서 $m=1$, 식(10)에서 $p=1$ 로 최소값을 가지도록 하였다. 이와 같은 조건하에서 최소 길이를 가지는 스텐브 선로의 길이를 결정하기 위한 n (식 (8)) 및 q (식 (11))값은 다음과 같다.

type I ($m=1$), open stub : $n=1(r_L > 1), n=2(r_L < 1)$ (12a)

type I ($m=1$), short stub : $n=1(r_L < 1), n=2(r_L > 1)$ (12b)

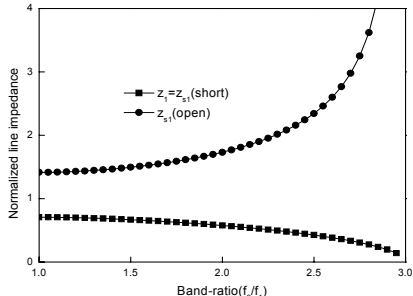
type II ($p=1$), open stub : $q=1(r_L < 1), q=2(r_L > 1)$ (12c)

type II ($p=1$), short stub : $q=1(r_L > 1), q=2(r_L < 1)$ (12d)

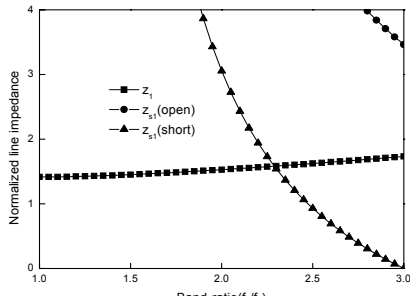
이와 같은 방법을 사용하여 대역비 $f_2/f_1=2$ 이고 $r_L=0.5$ 및 $r_L=2$ 인 경우에 대해 계산한 해의 예를 <표 1>에 나타내었다.

<표 1> 이중 대역 임피던스 정합기 설계 해 ($f_2/f_1=2$)
<Table 1> Design solution of the dual-band impedance transformers ($f_2/f_1=2$)

TYPE	r_L	$\Theta_{1,2}(f_1)$	$\Theta_{s1,2}(f_1)$	$z_{1,2}$	$z_{s1,2}$
type I	0.5	$\pi/3$	$2\pi/3$	0.58	1.73
open stub	2	$\pi/3$	$\pi/3$	1.53	9.17
type I	0.5	$\pi/3$	$\pi/3$	0.58	0.58
short stub	2	$\pi/3$	$2\pi/3$	1.53	3.06
type II	0.5	$\pi/3$	$\pi/3$	0.76	4.58
open stub	1	$\pi/3$	$2\pi/3$	1.15	3.46
type II	0.5	$\pi/3$	$2\pi/3$	0.76	1.53
short stub	2	$\pi/3$	$\pi/3$	1.15	1.15

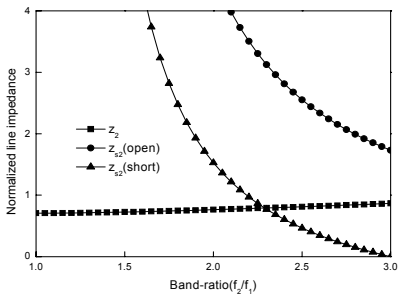


(a) $r_L=1/2$

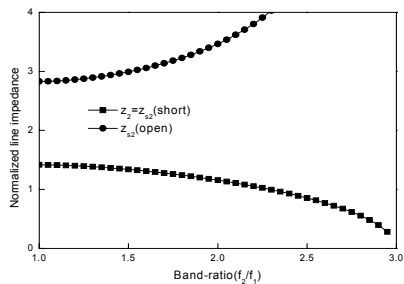


(b) $r_L=2$

〈그림 2〉 Type I 회로의 선로 임피던스
(Fig. 2) Line impedances of Type I circuit



(a) $r_L=1/2$



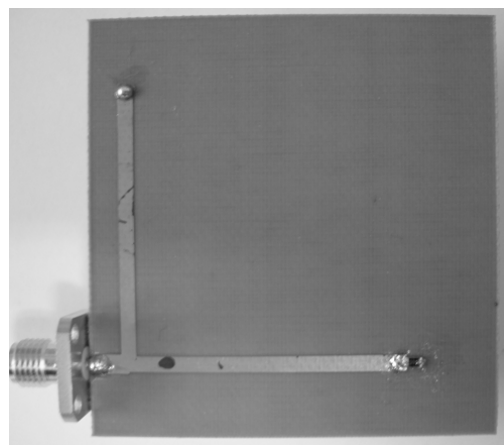
(b) $r_L=2$

〈그림 3〉 Type II 회로의 선로 임피던스
(Fig. 3) Line impedances of Type II circuit

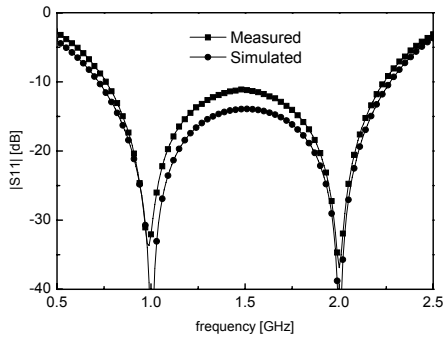
〈그림 2〉와 〈그림 3〉에서는 type I 및 II 회로에 각각에 대해 식 (12)로 정해진 선로 길이하에서 부하 임피던스가 낮은 경우($r_L=1/2$)와 높은 경우($r_L=2$)를 별도로 구분하여 도시하였다.

제안된 이중대역 임피던스 변환기 이론 및 설계식을 바탕으로 이중대역 임피던스 정합회로를 설계, 제작 및 측정하여 그 유효성을 검증하였다. 설계된 정합회로는 제안된 1:2 임피던스 변환기를 사용하여 100Ω 부하를 50Ω 소스로 정합시키며 $f_1=1\text{GHz}$ 및 $f_2=2\text{GHz}$ 의 이중대역 동작을 목표로 하였다. 이때 type II 회로구성을 적용하면 식 (12d)에서 전원측에 단락 스테르브를 사용할 경우 $p=q=1$ 로써 회로상의 전송선로 길이를 최소화 할 수 있다. 이 경우 원하는 이중대역 동작 주파수비 $f_2/f_1=2$ 하에서 각 전송선로의 전기적 길이는 식 (11)에 의해 $f_1=1\text{GHz}$ 에서 $\theta_2=\theta_s2=\pi/3$ 이 된다. 이 값과 $r_L=2$ 조건을 적용하면 식 (10)에 의해 전송선로 및 스테르브 선로의 임피던스 $z_2=zs_2=1.1547$ 이 된다. 이와 같이 설계된 회로를 유전상수 2.1, 두께 0.78mm인 테플론 기판상에 마이크로 스트립 선로를 사용하여 제작하였다. 이와 같은 과정을 거쳐 제작된 회로의 사진을 〈그림 4〉에 제시하였다.

이렇게 제작된 회로의 정합 특성을 벡터 회로망 분석기로 측정하였으며 그 결과는 〈그림 5〉에 제



〈그림 4〉 제작된 이중대역 임피던스 정합회로 사진
(Fig. 4) Photograph of the fabricated impedance matching circuit



〈그림 5〉 제작된 이중대역 임피던스 정합회로의 특성
 〈Fig. 5〉 Characteristic of the fabricated dual-band impedance matching circuit

시되어 있다. 이 그림에서는 설계, 제작된 회로의 입력 반사계수를 보여주고 있다. 측정된 결과를 상용 CAD 소프트웨어인 IE3D[7]에 의한 전자기 기반 수치해석 결과와 비교해 본 결과 그림에서 보듯 비교적 잘 일치함을 볼 수 있으며 두 결과 모두 목표한 1GHz/2GHz 이중 대역 동작을 명확하게 보여주고 있어 제안된 방법의 타당성을 입증할 수 있다. 두 대역에서의 입력 반사계수는 1GHz에서 -32dB, 2GHz에서 -36.9dB수준으로 측정되었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 L형 회로구조에 기반한 이중 대역 임피던스 변환기를 제안하였다. L형 변환기 구조에 대한 정확한 이론적인 분석을 통해 이중대역 동작이 가능함을 입증하였으며 이를 가능하게 하는 회로조건을 제시하였다. 이론적인 분석결과로부터 원하는 주파수비를 가지는 이중대역 동작에

필요한 각 선로의 임피던스 및 길이에 대한 설계 식을 도출하였으며 마이크로스트립 회로를 이용한 이중 대역 임피던스 정합기의 설계, 제작 및 측정을 통해 제안된 방법의 유효성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Ed. NewYork:Wiley, 1998.
- [2] Y. L. Chow and K. L. Wan, "A transformer of one-third wavelength in two sections—For a frequency and its first harmonic," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.12, no.1, pp. 22 - 23, Jan. 2002.
- [3] C. Monzon, "Analytical derivation of a two-section impedance transformer for a frequency and it first harmonic," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.12, no.10, pp.381 - 382, Oct. 2002.
- [4] Monzon, C., "A small dual frequency transformer in two sections," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.51, no.4, pp.1157 - 1161, Apr. 2003.
- [5] M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, M. Krairiksh, and I. Robertson, "A dual-frequency transformer for complex impedances with two unequal sections," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.19, no.2, pp.77 - 79, Feb. 2009.
- [6] F. Giannini and L. Scucchia, "A Complete class of harmonic matching networks: synthesis and application," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.57, no.3, pp.612 - 619, Mar. 2009.
- [7] IE3D Electromagnetic Simulator. Fremont, CA: Zealand Software, Inc., 2002.

저자소개



박 먼 주 (Park, Myun-Joo)

2002년 9월 ~ 현 재 : 광운대학교 전자융합공학과 부교수

1998년 11월 ~ 2002년 8월 : 삼성전자(주) 책임연구원

1998년 2월 : 서울대학교 대학원 공학박사

1993년 2월 : 서울대학교 대학원 공학석사

1991년 2월 : 서울대학교 공과대학 전자공학과 공학사