

T형 등가회로를 이용하여 크기를 감소시킨 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 연구

윤태순*

Study on Size-Reduced $\lambda/4$ Impedance Transformer using T-Equivalent Circuit

Tae-Soon Yun*

요약

본 논문에서는 $\lambda/4$ 전송선로의 T형 등가회로를 응용하여 임의의 길이를 갖는 전송선로에 대한 T형 등가회로를 제안하였다. 또한, 동일한 선로 길이라는 제한 없이 등가회로의 스텐브의 위치를 조정할 수 있도록 수식을 만들어 등가회로의 활용도를 높이고자 하였다. 또한, 제안된 T형 등가회로는 $\lambda/4$ 전송선로 뿐만 아니라 임의의 선로 길이 및 임피던스를 갖는 경우에도 적용할 수 있다. 제안된 T형 등가회로의 활용 예로 4 분할된 T형 등가회로를 갖도록 구성하여 $\lambda/4$ 임피던스 변환기에 적용하였다. 변형된 임피던스 변환기는 0.15λ 로 설계되어 39.4%의 크기 감소율을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, a modified equations of the T-equivalent circuit of the transmission line with the arbitrary electrical length is suggested. The suggested equations can be calculated without limitation of the equal branch-line. So, a modified T-equivalent circuit can be made with the arbitrary position of the open-stub. Also, the modified T-equivalent circuit can be applied in the arbitrary electrical length and impedance of the transmission line. For example, the $\lambda/4$ impedance transformer is converted with 4 divided T-equivalent circuit. The converted $\lambda/4$ impedance transformer has the size reduction ratio of 39.4%.

키워드

T-Equivalent Circuit, Transmission Line, Electrical Length, Impedance Transformer, Size Reduction Ratio

1. 서론

무선통신 분야에서 전송선로는 전파를 전달하는 통로로써 자체적인 특성을 이용하여 필터[1-2], 안테나[3-4] 등의 성능을 개선시키기도 하고, 전체 시스템의 성능을 개선시키기도 한다[5]. 특히, $\lambda/4$ 전송선로는

개방회로를 단락회로로 변환시킬 수 있는 특성으로 인해 많은 부분에서 응용되고 있는데, 대표적으로 서로 다른 임피던스를 결합시킬 때 리액턴스 성분을 제거하고 정합할 수 있다는 장점을 갖는 임피던스 변환기 (Impedance Transformer)가 있다[6-10]. 이러한 $\lambda/4$ 임피던스 변환기는 그림 1(a)과 같이 단순히 임피

* 교신저자: 호남대학교 전자공학과
• 접수일 : 2023. 06. 22
• 수정완료일 : 2023. 07. 17
• 게재확정일 : 2023. 08. 17

• Received : Jun. 22, 2023, Revised : Jul. 17, 2023, Accepted : Aug. 17, 2023
• Corresponding Author : Tae-Soon Yun
Dept. Electronic Eng., Honam University
Email : tsyun@honam.ac.kr

던스 계산에 의한 $\lambda/4$ 선로를 적용하는 방법에서, 그림 1(b)의 임피던스 계단형 구조형, 그림 1(c)의 테이퍼형 등으로 손실 특성을 개선하는 방향으로 연구가 진행되어 왔다.

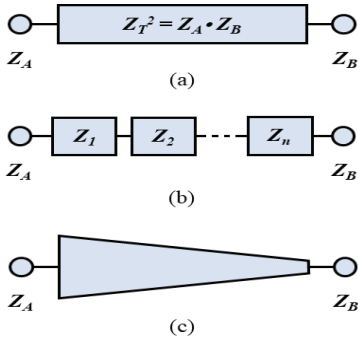


그림 1. 다양한 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 구조
Fig. 1 Structures of the $\lambda/4$ impedance transformer

한편, $\lambda/4$ 전송선로는 T형 또는 π 형 등가회로를 통해 그 길이를 줄일 수 있는데[6], 본 논문에서는 T형 등가회로를 적용하여 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 크기를 줄이는 방법에 대해 연구한다.

II. 전송선로의 T형 등가회로 해석

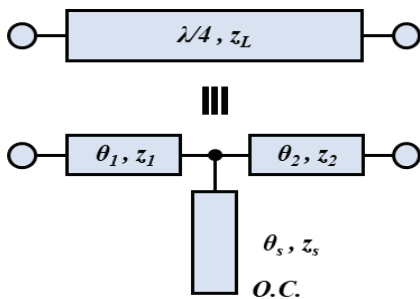


그림 2. $\lambda/4$ 전송선로의 등가회로
Fig. 2 The equivalent circuit of the $\lambda/4$ transmission line

그림 2와 같은 $\lambda/4$ 전송선로의 T형 등가회로는 ABCD 파라미터를 통해 브랜치 선로와 스텐브의 전

기적 길이와 임피던스를 식 (1)과 식(2)와 같이 간단히 계산할 수 있다.

$$z_1 = z_2 = z_L \cot \theta_L \quad \dots (1)$$

$$z_s = \frac{z_1}{2} \tan \theta_s \tan 2\theta_1 \quad \dots (2)$$

식 (1)과 식 (2)는 T형 등가회로의 브랜치 선로와 스텐브의 전기적 길이를 설계자가 임의로 결정한 후에 임피던스를 계산하는 식으로 구조적 제한조건에 맞춰 등가회로를 구현할 수 있다는 장점이 있다. 그러나, 이 식들은 전송선로가 $\lambda/4$ 인 경우에만 적용되고, 스텐브의 양쪽에 위치하는 브랜치 선로가 동일한 전기적 길이($\theta_1 = \theta_2$)를 가지는 경우에만 적용될 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 2의 모든 파라미터를 반영하여 ABCD 파라미터를 식 (3)과 같이 계산하였다.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jz_1 \sin \theta_1 \\ jy_1 \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jy_s \tan \theta_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jz_2 \sin \theta_2 \\ jy_2 \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta_L & jz_L \sin \theta_L \\ jy_L \sin \theta_L & \cos \theta_L \end{bmatrix} \quad \dots (3) \end{aligned}$$

식 (3)에서 우변의 θ_L 은 임의로 설정된 전송선로의 전기적 길이이다. 식 (3)의 행렬을 정리하면 식(4), (5), (6), (7)을 얻을 수 있다.

$$\cos \theta_1 \cos \theta_2 - z_1 y_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 - z_1 y_s \sin \theta_1 \cos \theta_2 \tan \theta_s \equiv \cos \theta \quad \dots (4)$$

$$z_2 \cos \theta_1 \sin \theta_2 + z_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2 - z_1 z_2 y_s \sin \theta_1 \sin \theta_2 \tan \theta_s \equiv z_L \sin \theta_L \quad \dots (5)$$

$$y_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2 + y_2 \cos \theta_1 \sin \theta_2 + y_s \cos \theta_1 \cos \theta_2 \tan \theta_s \equiv y_L \sin \theta_L \quad \dots (6)$$

$$\cos \theta_1 \cos \theta_2 - y_1 z_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 - z_2 y_s \cos \theta_1 \sin \theta_2 \tan \theta_s \equiv \cos \theta \quad \dots (7)$$

위 식 (4) ~ (7)에서 $\theta_1, \theta_2, \theta_s$ 는 각각 T형 등가회로의 브랜치 선로, 개방형 스테브의 전기적 길이를 가리키며, θ_L 은 등가회로로 대체되는 전송선로의 전기적 길이를 가리킨다. 또한, z_1, z_2, z_s 는 각각 T형 등가회로의 브랜치 선로, 개방형 스테브의 정규화된 임피던스를 가리키며, z_L 은 등가회로로 대체되는 전송선로의 정규화된 임피던스를 가리킨다.

먼저, 식 (7)을 스테브와 관련된 변수에 대해 정리하면 식 (8)을 얻을 수 있다.

$$y_s \tan \theta_s \dots (8)$$

$$= \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2 - y_1 z_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 - \cos \theta_L}{z_2 \cos \theta_1 \sin \theta_2}$$

식 (8)을 식 (4)에 대입하여 정리하면 T형 등가회로의 두 브랜치 선로의 임피던스 비를 계산할 수 있다.

$$\frac{z_1}{z_2} = \frac{\sin \theta_2 \{ \cos \theta_2 - \cos \theta_1 \cos \theta_L \}}{\sin \theta_1 \{ \cos \theta_1 - \cos \theta_2 \cos \theta_L \}} \equiv k \dots (9)$$

위 식 (9)를 통해 T형 등가회로의 두 브랜치 선로의 전기적 길이가 같다면, 즉 개방형 스테브가 동일하게 분할된 브랜치 선로 사이에 위치한다면, 두 브랜치 선로의 임피던스는 동일하게 된다는 것을 알 수 있다.

그림 3은 식 (9)에서 등가회로의 두 브랜치 선로의 전기적 길이가 서로 다를 때, 임피던스의 비가 변화되는 것을 나타내고 있다. 그림 3에서 나타나듯, 두 선로의 전기적 길이의 비가 커질 때, 선로의 임피던스 비도 커지는 것을 알 수 있다. 또한, 임피던스 비가 커지는 현상은 등가회로의 두 선로의 길이의 합 ($\theta_1 + \theta_2$)이 작아질수록, 즉 전송선로의 크기 감소율이 커질수록 더 커지는 것을 알 수 있다.

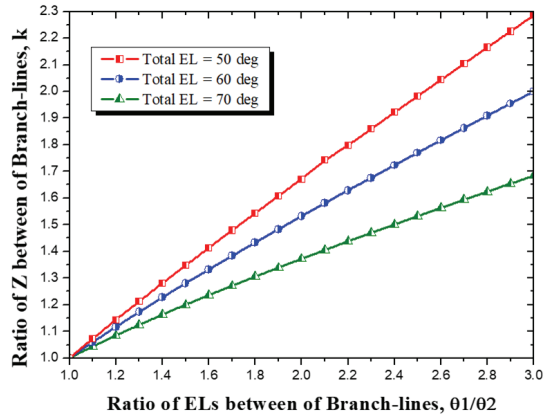


그림 3. 브랜치 선로의 전기적 길이 비에 따른 임피던스의 비

Fig. 3 Ratio of Impedance, k, as the ratio of electrical lengths

이제 브랜치 선로 각각의 임피던스를 계산하기 위해 식 (8)을 식 (5)에 대입하여 정리하면,

$$z_2 = z_L \frac{\cos \theta_1 \sin \theta_L}{\sin \theta_2 + k \sin \theta_1 \cos \theta_L} \dots (10)$$

을 얻을 수 있고, 식 (10)을 식 (9)에 대입하여

$$z_1 = k z_L \frac{\cos \theta_1 \sin \theta_L}{\sin \theta_2 + k \sin \theta_1 \cos \theta_L} \dots (11)$$

을 얻을 수 있다. 또한, 식 (9)를 통해 개방형 스테브의 임피던스도 식 (12)와 같이 다시 정리할 수 있다.

$$z_s = \frac{z_1 \tan \theta_s \cdot \sin \theta_1 \cos \theta_2}{\cos \theta_1 \cos \theta_2 - k \sin \theta_1 \sin \theta_2 - \cos \theta_L} \dots (12)$$

위 식 (10) ~ (12)를 통해 임의로 정한 T형 등가회로의 브랜치 선로와 개방형 스테브의 전기적 길이를 통해 각각의 임피던스를 계산할 수 있다. 식에서 알 수 있듯이, 브랜치 선로의 임피던스는 스테브의 파라

미터와는 무관하게 계산되지만, 스테브의 임피던스는 전송선로의 길이와 임피던스를 포함하는 모든 파라미터에 의한 크기가 결정된다.

위 식에서 두 브랜치 선로가 동일한 전기적 길이 ($\theta_1 = \theta_2$)를 가지고, 전송선로가 $\lambda/4$ 의 전기적 길이를 갖는다는 가정을 적용하면, 위 식 (10) ~ (12)은 식 (1)과 식 (2)로 간단히 할 수 있음을 알 수 있다.

그림 4는 식 (12)에서 계산된 결과를 통해, 스테브의 전기적 길이와 브랜치 선로의 전기적 길이의 비에 따른 스테브의 임피던스를 나타낸 것이다.

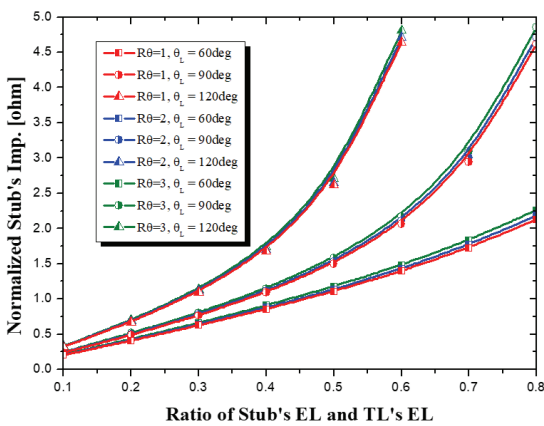


그림 4. 전송 선로와 스테브의 길이 비에 따른 스테브의 임피던스

Fig. 4 Stub's impedance as the ratio between of electrical lengths of transmission line and stub

그림 4에서 전송선로의 전기적 길이에 대한 스테브의 전기적 길이가 증가할수록 스테브의 임피던스가 증가하는 것을 알 수 있다. 또한, 전송선로의 길이가 60° , 90° , 120° 를 각각 사각형 심볼, 원형 심볼, 삼각형 심볼로 나타낸 것으로 알 수 있듯이, 임피던스 증가는 전송선로의 전기적 길이가 클수록 크게 나타남을 알 수 있다.

등가회로의 두 브랜치 선로의 전기적 길이의 비에 따른 스테브의 임피던스를 각각 빨간색, 파란색, 초록색으로 표현했는데, 길이 비에 따른 임피던스 변화는 크지 않음을 알 수 있다.

III. 소형화된 임피던스 변환기 설계

본 논문에서 계산된 T형 등가회로를 $\lambda/4$ 임피던스 변환기에 적용하였다. 각 노드가 특성화된 임피던스 (z_0)와 $2z_0$ 로 되어 있을 때, 가장 손쉬운 임피던스 정합 방법은 그림 1(a)와 같이 $\sqrt{2}z_0$ 의 임피던스를 갖는 $\lambda/4$ 전송선로를 삽입하는 것이다. 이러한 경우 각 노드와 임피던스 변환기의 접합 지점에서 임피던스 차이에 의한 선로의 폭 차이가 발생되어 손실이 발생되므로 이를 개선하기 위해 그림 1(b)와 같이 임피던스 변환기를 계단형 임피던스 형태로 구현하는 방법과 그림 1(c)와 같이 테이퍼형 선로로 변환기를 구현하는 방법이 연구되어왔다. 본 논문에서는 제안된 T형 등가회로를 통해 소형화된 임피던스 변환기를 설계하고자 한다.

임피던스 차이에 의한 손실을 줄이기 위해 등가회로의 임피던스를 먼저 결정하고 이에 따른 전기적 길이를 구하기 위해 균등 분할, 즉 $\theta_1 = \theta_2$ 라는 조건을 적용하여 식 (10) ~ (12)를 식 (13)과 식 (14)로 다시 정리하였다.

$$\theta_1 = \theta_2 = \text{atan}\left(\frac{z_L}{z_1} \cdot \frac{\sin\theta_L}{1 + \cos\theta_L}\right) \quad \dots (13)$$

$$\theta_s = \text{atan}\left(\frac{2z_s}{z_1} \cdot \frac{\cos 2\theta_1 - \cos\theta_L}{\sin 2\theta_1}\right) \quad \dots (14)$$

그림 5와 같이 4 분할된 등가회로를 얻기 위해 먼저 균등 분할로 T-등가회로를 구성한 뒤, 다시 각각의 브랜치 선로의 T-등가회로를 적용하였다. 위 식 (13)과 식 (14)에 전송선로의 임피던스(z_L)와 길이(θ_L)를 각각 70.71ohm , 90° 를 대입하고, 제작의 용이성을 위해 브랜치 선로와 스테브의 임피던스는 모두 130ohm 으로 설정하기 위해 첫 번째 등가회로의 브랜치 선로의 임피던스는 전송선로 70.71ohm 과 설정된 임피던스 130ohm 의 기하평균으로 계산하였다. 그 이후 첫 번째 등가회로를 통해 얻어진 브랜치 선로의 임피던스(z_1)와 길이(θ_1)를 다시 균등 분할로 T-등가회로를 구성하였다. 최종 구성된 4 분할된 등가회로의 변수 값은 그림 5에 나타내었다.

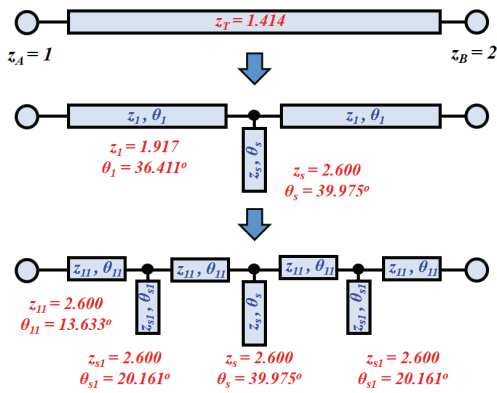


그림 5. 4 분할된 임피던스 변환기의 T형 등가회로

Fig. 5 4-divided T-equivalent circuit of the impedance transformer

IV. 소형화된 임피던스 변환기의 특성 비교

그림 5의 4 분할된 T형 등가회로를 갖는 임피던스 변환기의 특성을 확인하기 위해 유전율 2.55, 유전체 손실 0.0023의 테프론 기판을 이용하여 설계한 결과를 그림 6에 나타내었다.

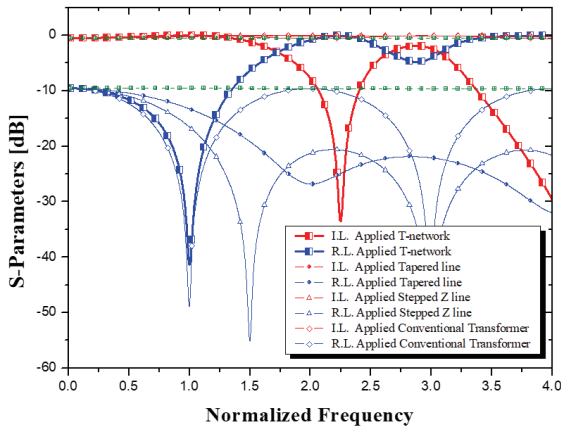


그림 6. 다양한 임피던스 변환기의 손실 특성
Fig. 6 Insertion and return losses of various impedance transformers

그림 6에서 초록색으로 표시된 것은 임피던스 변환기 없이 서로 다른 임피던스를 갖는 두 포트를 직접 연결한 것으로 0.516dB의 삽입 손실 특성을 보였다. 임피던스 변환기를 연결한 경우에는 그림 1(a), 1(b), 1(c) 및 본 논문에서 제안한 4 분할된 T형 등가회로를 적용한 것으로 각각 0.019dB, 0.118dB, 0.231dB, 0.020dB의 삽입 손실 값을 보였다. 그림에서 알 수 있듯이, 그림 1(c)의 테이퍼형 형태의 임피던스 변환기가 가장 큰 손실 값을 나타냈다. 중심 주파수에서의 손실 특성만 보았을 때, 그림 1(a)의 일반적인 임피던스 변환기와 제안된 등가회로를 적용한 변환기가 유사하게 우수한 특성을 보인다. 그러나, 등가회로를 적용한 변환기는 개방형 스테브를 통해 원하지 않는 하모닉을 제거할 수 있는 특성을 가지며, 이 때 제거되는 하모닉 주파수는 개방형 스테브의 전기적 길이를 통해 제어할 수 있다. 또한, 등가회로를 적용한 변환기는 총 전기적 길이가 0.15 λ 로 일반적인 변환기에 비해 39.4%의 크기 감소율을 나타낸다.

V. 결론

본 논문에서는 임의의 전기적 길이를 갖는 전송선로의 T형 등가회로를 구현하는 식을 계산하였다. 제안된 수식은 기존의 $\lambda/4$ 전송선로에 대한 간단한 T형 등가회로의 수식과도 잘 정합됨을 확인하였다. 계산된 수식은 등가회로의 브랜치 선로의 전기적 길이가 서로 다른 경우에도 적용할 수 있으며, 전송선로의 크기를 감소시키거나 스테브를 통해 원하지 않는 하모닉을 제거하고자 할 때 유용하게 활용할 수 있다.

또한, 계산된 T형 등가회로 식의 적용 예로써 임피던스 변환기를 설계하였다. 등가회로를 적용한 임피던스 변환기는 기존의 $\lambda/4$ 임피던스 변환기와 유사한 손실 특성, 2.26%의 하모닉 제거 및 39.4%의 크기 감소율을 보였다. 하모닉 제거 특성과 크기 감소율은 등가회로의 개방형 스테브의 전기적 길이를 통해 조절할 수 있다.

T형 등가회로는 크기 감소 또는 하모닉 제거를 목적으로 다양한 초고주파 회로에 활용되는 바, 논문에서 제시된 개선된 수식을 통해 기존의 등가회로를 더 넓게 활용할 수 있으리라 기대한다.

References

- [1] S. Kim and J. Song, "Miniaturized UWB BPF Design that is applicable to Ultrafast Wireless Communication Systems," *J. of Korea Institute Electronic Communication Science*, vol. 5, no. 6, 2010, pp. 620-624.
- [2] S. Rhee, S. Lee, and O. Kim, "Stepped Impedance LPF Using MCSI," *J. of Korea Institute Electronic Communication Science*, vol. 3, no. 3, 2008, pp. 153-157.
- [3] S. Rhee, "Printed Dipole Antenna Fed by Broadside Coupled Stripline for Wideband," *J. of Korea Institute Electronic Communication Science*, vol. 17, no. 6, 2022, pp. 1033-1038.
- [4] J. Yoon and C. Yu, "Design and Fabrication of Dual Linear Polarization Stack Antenna for 4.7GHz Frequency Band," *J. of Korea Institute Electronic Communication Science*, vol. 18, no. 2, 2023, pp. 251-258.
- [5] H. Son, J. Jin, and Y. Rhee, "Analysis of Signal Distortion for Ultra High Definition Video Pattern Control," *J. of Korea Institute Electronic Communication Science*, vol. 9, no. 10, 2014, pp. 1197-1206.
- [6] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-line Circuits*. Boston: Artech House, 1999.
- [7] K. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Boston: Artech House, 1996.
- [8] X. Zhou, X. Liu, H. Guo, and L. Shao, "Design of broadband impedance transformer using coupled microstrip transmission lines," *IEEE Int. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Comm.*, Beijing, China, 2009, pp. 994-997.
- [9] T. Satitchantrakul and D. Torrungrueng, "Compact Wideband Multi-Section Quarter-Wave-Like Transformers with Unequal Electrical Lengths," *Int. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP)*, Xi'an, China, 2019, pp. 1-3.
- [10] J. Rayno, N. Celik, and M. Iskander, "Dual-polarization cylindrical long slot array (CLSA) antenna integrated with compact broadband baluns and slot impedance transformers," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 12, 2013, pp. 1384-1387.

저자 소개

윤태순(Tae-Soon Yun)

2000년 국민대학교 전자공학과 (공학사)
 2002년 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2006년 광운대학교 전파공학과 (공학박사)

2007년 10월~2008년 09월: The SUNY at Buffalo Post Doc.

2008년 10월~2010년 02월: 광운대 BK사업단 연구 교수

2010년 03월~현재: 호남대학교 전자공학과 교수
 ※ 관심분야 : 마이크로파 소자, 무선전력전송, CRLH 전송 선로