

끝이 단락된 결합선로를 이용한 전력 분배기의 초소형화

강인호, 최재교*

한국해양대학교 전파공학과

ihkang@kmaritime.ac.kr, grerna@empal.com

A New Reduced-Sized Lumped Distributed Power Divider Using The Shorted Coupled-line Pair

In-Ho Kang and Jae-Kyo Choi

Dept. of Radio Engineering, Korea Maritime University

Abstract

A new method to miniaturize $\lambda/4$ transmission line of power divider is proposed. The method utilizes simple combination of the shorted coupled-line pair instead of the transmission line with very high impedance and shunt lumped capacitors. The length of $\lambda/4$ transmission line of power divider is about 16% over the conventional power divider at 1 GHz.

Key words : Power divider, Reduce-size

1. 서론

전력 분배기/합성기는 평형 증폭기, 혼합기, 안테나 시스템 등의 많은 초고주파 회로에 사용되어지고 있다. 전력 분배기의 선로길이는 동작 주파수의 $1/4$ 파장 길이에 비례하고, 이 점은 제작에 있어서 제품의 크기가 커지고 더 많은 비용이 들게 한다. 이 문제의 해결방안으로 집중정수소자인 spiral 인덕터와 캐피시터를 사용하는 방법이 있다. 그러나 집중정수소자를 이용한 회로 설계는 주파수가 몇 GHz로 높아지게 되면 낮은 Q값 [1] 과 낮은 공진 주파수에 의해 회로의 구현에 제한을 받게 된다.

그러나, Gupta와 Gestinger [2] 가 대신하는 집중정수소자인 인덕터와 캐피시터를 사용한 가지 결합기를 소개하였다. 하지만 이러한 설계과정은 복잡하고 주파수가 높아지면 구현하기 힘들어지게 된다. Hirota, Minakawa와 Muraguchi는 인덕터가 없이 병렬 캐피시터와 분포정수 소자를 사용하여 $\lambda/4$ 전송선로를 구현하는 방법을 제시하였다[3]. 그러나 사이즈가 작아짐에 따라 전송선로의 특성임피던스가 커진다. 그렇기 때문에 $\lambda/4$ 전송선로를 줄이는 방법은 근본적으로 높은 특성임피던스에 의해 제한을 받게 된다.

이 논문에서는 높은 특성임피던스를 단락 결합선로와 병렬 캐피시터를 이용하여 $\lambda/4$ 전송선로의 길이를 줄이는 방법을 제시한다.

2. 소형화 방법

식 (1)은 그림 1(a)의 ABCD 행렬이고 식(2)는 그림 1 (b)의 ABCD 행렬이다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ \frac{j}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ\sin\theta \\ j\frac{\sin\theta}{Z} & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos\theta - \omega C Z \sin\theta & jZ\sin\theta \\ j\frac{\sin\theta}{Z} + 2j\omega C \cos\theta - j(\omega C)^2 Z \sin\theta & \cos\theta - \omega C Z \sin\theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

위의 (1)과 (2)식에서.

$$Z = Z_0 / \sin\theta \quad (3)$$

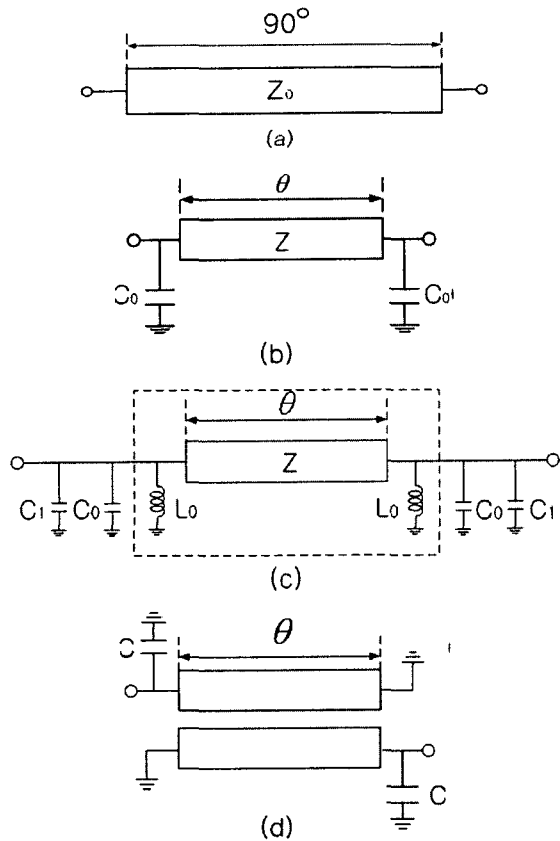


그림 1. (a) $\lambda/4$ 전송선로 (b) Hirota의 논문에서 제시된 방법의 $\lambda/4$ 전송선로의 소형화. (c) 소형화된 회로에 인위적으로 공진회로 삽입. (d) 최종적으로 결합선로를 이용하여 $\lambda/4$ 전송선로를 소형화.

$$C_1 = \frac{\cos\theta}{\omega Z_0} \quad (4)$$

여기서 Z_0 는 $\lambda/4$ 전송선로의 특성임피던스, Z 는 짧아진 선로의 특성임피던스, θ 는 짧아진 전송선로의 전기적 길이이고 ω 는 각주파수이다. 짧아진 전송선로의 특성임피던스는 길이가 짧아질수록 높은 임피던스 값을 가진다. 일반적으로 구현할 수 있는 높은 특성임피던스는 약 100Ω 정도이다 [3]. 이것은 전력 분배기에서 $\lambda/4$ 전송선로가 $\lambda/8$ 짧아진 경우의 임피던스에 해당된다. 더 짧은 선로를 만들기 위해서는 더 높은 특성임피던스의 전송선로를 구현하여야 하므로 $\lambda/8$ 보다 짧게 만들기 힘들다. 그래서 짧아진 전송선로의 높은 임피던스를 극복할 필요가 있다[4]. 그림 1 (c)는 그림 1 (b)에 동작 주파수에서 공진하는 공진회로를 인위적으로 삽입한 것이다.

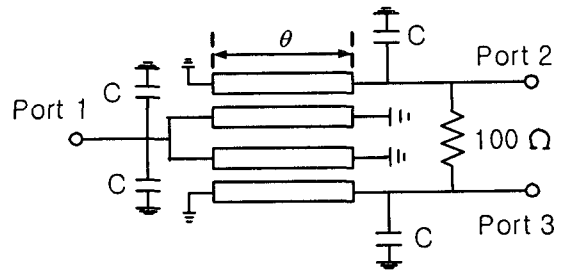


그림 2. 단락 결합선로를 사용하여 소형화한 Wilkinson 전력 분배기.

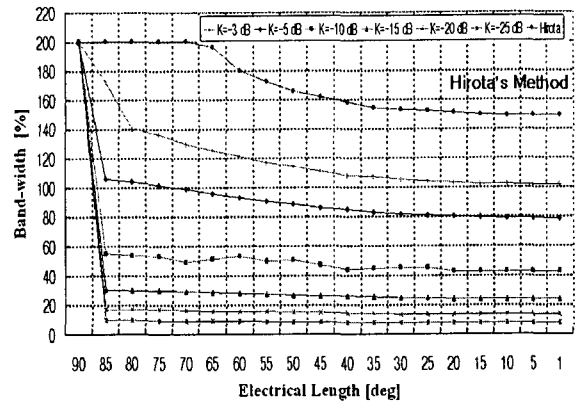


그림 3. 결합선로의 결합계수와 전송선로 길이의 변화에 따른 전력 증폭기의 대역폭 변화

그림 1 (c)의 점선 부분은 결합선로로 구현이 되고 그림 1 (d)처럼 나타낼 수 있다. 특성 임피던스 Z_{oe} 를 가지는 단락 스타브는 인덕터로 대체할 수 L_0 로 변형할 수 있다. 점선 부분의 인의 인덕터 값은 다음과 같다.

$$Z = \frac{2Z_{oe}Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \quad (5)$$

$$L_0 = Z_{oe} \tan \theta / \omega \quad (6)$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2 L_0} \quad (7)$$

$$C = C_1 + C_0 \quad (8)$$

그림 1 (d)는 최종적으로 결합선로를 이용하여 $\lambda/4$ 전송선로를 소형화한 회로이다. 그림 2는 단락 결합선로를 이용하여 설계한 Wilkinson 전력 분배기의

등가 회로이다. 단락 결합선로를 사용하여 전송선로를 소형화한 방법은 전송선로의 길이에 대하여 상당한 유연성을 가진다. 그러나 인위적으로 삽입한 공진회로로 인해 좁은 대역폭을 가지게 된다. 그림 3은 결합선로의 결합계수와 전송선로 길이의 변화에 따른 전력 증폭기의 대역폭 변화이다. 대역폭은 결합계수가 커짐에 따라 대역폭도 늘어남을 볼 수 있다. 본 논문에서 사용한 시뮬레이션 툴은 Agilent ADS를 사용하였다.

Coupling Coefficient와 초소형화된 λ/4 전송선로의 위상변화 관계

그림 4 (a)의 2-port 회로망에서

$$Y_{11} = -j \frac{Y_{\infty} + Y_{\infty}}{2} \cot \theta, \tag{9}$$

$$Y_{12} = -j \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta \text{ 이고,} \tag{10}$$

그림 4 (b)에서

$$\begin{aligned} Y_1 &= Y_{11} + Y_{12} \\ &= -j \frac{Y_{\infty} + Y_{\infty}}{2} \cot \theta - j \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta \\ &= Y_3 \end{aligned} \tag{11}$$

$$Y_2 = -Y_{12} = -j \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta \tag{12}$$

그림 4 (c)에서 λ/4 전송선로는 Hirota의 공식에 의해서 다음과 같이 쓸 수 있다.

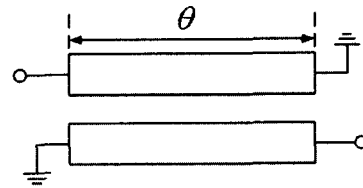
$$Y'_{11} = Y_{11} + j\omega C \tag{13}$$

$$Y'_{12} = Y_{12} \tag{14}$$

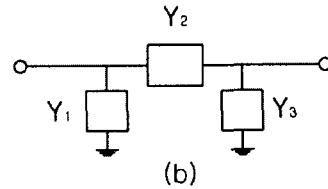
$$\therefore S_{21} = \frac{-Y_{12} Y_0}{\Delta Y} \times (-1) \tag{15}$$

식 (15)에서 알 수 있듯이 결합선로와 pi형 회로의 위상차는 180°이다.[6]

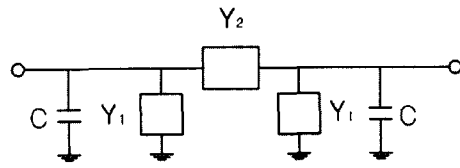
$$\begin{aligned} S_{21} &= \frac{-j \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta Y_0}{\left(Y_0 - j \frac{Y_{\infty} + Y_{\infty}}{2} \cot \theta + j\omega C - j \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta \right)} \\ &\times \frac{1}{\left(Y_0 - j \frac{Y_{\infty} + Y_{\infty}}{2} \cot \theta + j\omega C + j \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta \right)} \end{aligned} \tag{16}$$



(a)



(b)



(c)

그림 4. (a) 단락 결합선로. (b) 단락 결합선로의 π형 등가모델. (c) λ/4 전송선로를 Hirota 방식으로 나타낸 등가모델.

S₂₁의 위상은

$$\begin{aligned} &\frac{3}{2} \pi + \tan^{-1} \frac{1}{Y_0} \left[\frac{Y_{\infty} + Y_{\infty}}{2} \cot \theta - \omega C + \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta \right] \\ &+ \tan^{-1} \frac{1}{Y_0} \left[\frac{Y_{\infty} + Y_{\infty}}{2} \cot \theta - \omega C - \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \csc \theta \right] \end{aligned} \tag{17}$$

Coupling Coefficient

$$k = \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{Y_{\infty} + Y_{\infty}} \tag{18}$$

$$Y_0 = \frac{Y_{\infty} - Y_{\infty}}{2} \tag{19}$$

$$k = \frac{2Y_0}{Y_{\infty} + Y_{\infty}} \text{ 이므로,}$$

$$\frac{Y_{\infty} + Y_{\infty}}{2} = \frac{Y_0}{k} \tag{20}$$

식 (19),(20)을 식 (17)에 대입하면 위상변화는

$$\begin{aligned} &\frac{3}{2} \pi + \tan^{-1} \frac{1}{Y_0} \left[\frac{Y_0}{k} \cot \theta - \omega C + Y_0 \frac{1}{\sin \theta} \right] \\ &+ \tan^{-1} \frac{1}{Y_0} \left[\frac{Y_0}{k} \cot \theta - \omega C - Y_0 \frac{1}{\sin \theta} \right] \end{aligned} \tag{21}$$

식 (3),(4)에서

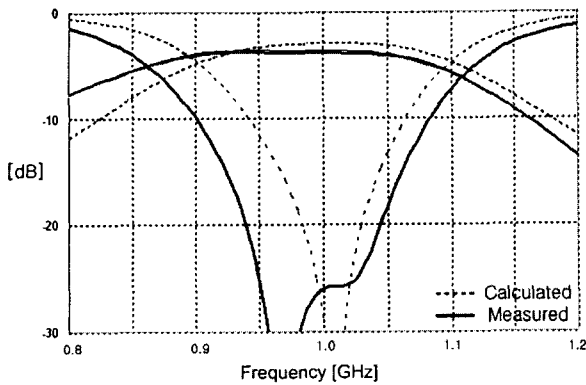


그림 5. 단락 결합선로를 사용한 소형 전력 분배기의 반사손실과 삽입손실의 시뮬레이션 및 측정결과.

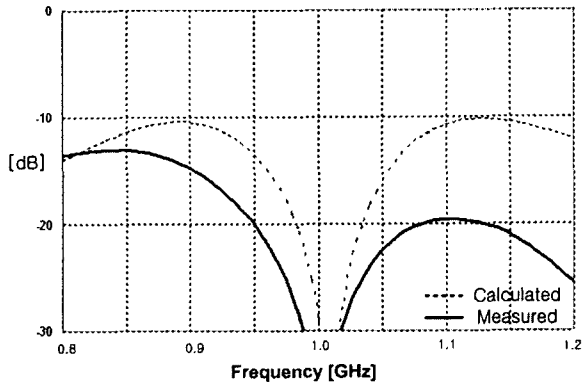


그림 6. 단락 결합선로를 사용한 소형 전력 분배기의 격리도의 시뮬레이션 및 측정결과.

$$\omega C_1 = Y_0 \cot \theta \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \omega C &= \omega(C_0 + C_1) \\ &= Y_0 \cot \theta + \frac{1}{\omega L_0} = Y_0 \cot \theta + Y_{oe} \cot \theta \\ &= (Y_0 + Y_{oe}) \cot \theta \end{aligned} \quad (23)$$

$$Y_0 = \frac{Y_{oe} - Y_{oe}}{2} \text{ 이므로,}$$

$$\begin{aligned} Y_0 + Y_{oe} &= \frac{Y_{oe} + Y_{oe}}{2} = \frac{Y_0}{k} \\ \therefore \omega C &= \frac{Y_0}{k} \cot \theta \end{aligned} \quad (24)$$

(21)식에서 중심주파수에서 모든 k(coupling

Coefficient)에 상관없이 위상은 $\frac{3}{2}\pi$ 가 됨을 알 수

있다. 중심주파수 이외의 영역에서는 $\frac{Y_0}{k} \cot \theta - \omega C$ 성분이 상쇄가 되지 않는다. 이때 k값이 절대적으로

크면 주파수에 따라 위상이 둔감하게 됨을 알 수 있다.

3. 시뮬레이션과 측정

크기를 줄인 전력 분배기는 유전율 3.5, 두께 0.5mm 인 Teflon 기판을 사용하여 제작하였고 동작 주파수는 1 GHz이다. 전력 분배기의 특성임피던스 70.7 Ω을 가지는 λ/4 전송선로를 273 Ω의 특성임피던스를 가지는 λ/24 길이의 단락 결합선로와 병렬 캐패시터로 변환하였다. 이것은 일반 λ/4 전송선로보다 1/6 더 작은 크기이다. 전력 분배기의 제작에 사용되는 결합선로의 결합계수는 -15 dB로 선택하였다.

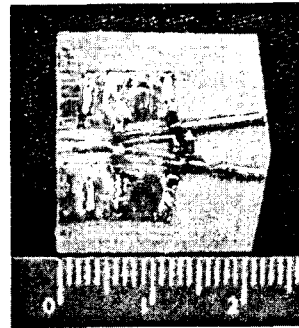


그림 6. 단락 결합선로를 이용한 소형 전력 분배기의 제작사진.

이 경우에, $Z_{oe}=59.09 \Omega$, $Z_{oo}=41.25 \Omega$, $C=12 \text{ pF}$, 그리고 전송선로의 길이 $\ell = 7.7 \text{ mm}$ 로 결정 되어졌다. 시뮬레이션과 측정 결과는 그림 5에 나타나있다. 전력 분배기의 대역폭은 약 25 %이다. 만약 더 넓은 대역폭이 필요하다면 결합계수를 크게 설계하면 된다. 실험결과에서 S_{21} , S_{31} 의 삽입손실은 약 3.5 dB이다. 그리고 그림 5와 6의 측정된 반사손실과 격리도는 시뮬레이션과 거의 일치하는 좋은 특성을 보였다.

4. 결론

단락 결합선로를 사용하여 전력 분배기를 소형화하는 새로운 방법을 제시하였다. λ/4 전송선로를 기존의 λ/4 전송선로보다 1/6 만큼 더 작게 제작하였다. 그리고 임피던스를 더 높게 하면 λ/24 보다 더 작게 만들 수 있다. 마이크로스트립 선로로 제작하여 측정한 결과는 좋은 삽입손실, 좋은 반사손실과 우수한 격리도를 보여 주었다. 본 논문에서 제시한 소형화 방법은 크기에 대하여 상당한 유연성을 가지므로 MMIC 공정을 사용하면 더 크기를 작게 만들

수 있다. 본 논문에서 제시한 방법은 $\lambda/4$ 전송선로가 사용되는 방향성 결합기/rat race, 평행 증폭기, delay line, balun, balanced mixer, 변조기, 그리고 reflection type phase shifter 등에 응용될 수 있다.

REFERENCES

- [1] B. Piernas, K. Nishikawa, T. Nakagawa and K. Araki, "Improved Three-Dimensional GaAs Inductors," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, pp. 189-192, May 2001.
- [2] R. K. Gupta, and W. J. Gestinger, "Quasi-lumped-element 3-and 4-part networks for MIC and MMIC applications," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1984, pp. 409-411
- [3] T. Hirota, A. Minakawa and M. Muraguchi "Reduced-Size Branch-Line and Rat-Race Hybrids for Uniplanar MMIC's," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol.38, no. 3, pp.270-275, March 1990.
- [4] Gipprich, J. W, "A New Class of Branch Line Directional Coupler," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1993, pp.589-592.
- [5] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching networks, and Coupling Structures". Artech House, pp.220
- [6] Boire, D.C.; "A 4.5 to 18 GHz Phase Shifter", Degenford, J.E.; Cohn, H.; Microwave Symposium Digest, MTT-S International, Volume: 85 Issue: 1, Jun 1985, Page(s): 601 -604