

분포정수 회로합성에 의한 광대역 전력분배기 설계

김남태^{1*}

Design of a Broadband Power Divider by Distributed Network Synthesis

Nam-Tae Kim^{1*}

요약 본 논문에서는 전력분배기의 설계에 필수적인 분포정수 임피던스 변환기의 합성법을 제시하고, 이에 의하여 광대역 전력분배기를 설계한다. 변환기의 전달함수는 Chebyshev 근사로 합성하며, 변환기의 소자값은 최소 삽입손실(MIL)과 리플에 대하여 계산된다. 변환기의 요구 성능은 전달함수의 MIL과 리플을 최적화함으로써 구할 수 있다. 이의 응용 예로써 2~8GHz에서 동작하는 4-경로 전력분배기(four-way power divider)를 설계하였다. 실험 결과, 전력분배기는 주어진 주파수 대역에서 설계치에 근접하는 성능을 나타내어, 분포정수 회로합성에 의한 변환기의 설계는 전력분배기의 설계에 유용하게 사용될 수 있음을 입증하였다.

Abstract In this paper, the synthesis of distributed impedance transformers is presented that is essential for power divider design, whereby a broadband power divider is designed. Transfer functions of distributed transformers are synthesized with Chebyshev approximation, and their element values are calculated for various minimum insertion losses(MIL) and ripples. Desired performance of transformers is obtained by optimizing MIL's and ripples of a transfer function.

As an application example, a four-way power divider is designed that operates over 2 to 8GHz frequency range. Experimental results are shown to approach the design performance, so transformer design by distributed network synthesis proves to be useful to power divider design.

Key Words : Power Divider, Impedance Transformer, Network Synthesis

1. 서론

초고속 정보통신의 수요 증가와 전자전의 필요성이 증대됨에 따라 이에 소요되는 광대역 통신부품의 수요도 증가하고 있다. 이 중에서도 전력분배기는 전력증폭기, 평형증폭기 및 안테나 배열 등에 사용되며, 인라인 전력분배기(in-line power divider)는 광대역 특성으로 인하여 널리 사용되어 왔다[1], [2].

인라인 전력 분배기는 임피던스 변환기와 이를 중단하는 저항들로 구성되며, 변환기의 차수가 증가함에 따라 분배기의 동작 주파수 대역 및 출력 단자 간의 고립도(isolation)는 증가한다[3]. 따라서 전력분배기는 이를 구성하는 임피던스 변환기의 특성에 의하여 그 성능이 결정된다. 변환기는 도표를 이용하거나 특정한 길이의 전송

선로를 이용하여 설계하는 방법 등이 있으나, 이러한 방법으로 변환기를 설계하면 이를 구성하는 선로들의 특성 임피던스는 하나의 값으로 고정되게 된다[4], [5]. 따라서 평면회로로 임피던스 변환기를 구성할 때 이의 구현은 불가능할 수도 있다. 이 경우, 분포정수 회로합성은 전달함수의 파라미터(parameter)를 조정함으로써 구현이 용이한 전송선로로 변환기를 합성할 수 있으므로, 이러한 방법은 임피던스 변환기의 설계에 매우 유용하다.

본 논문에서는 분포정수 회로합성을 이용하여 임피던스 변환기를 합성하고, 이에 의하여 다부분 전력분배기(multi-section power divider)를 설계한다. 변환기의 전달함수는 Chebyshev 근사로 합성하며, 이의 성능은 전달함수의 MIL과 리플을 조정함으로써 최적화한다. 이의 응용 예로써 2~8GHz의 주파수 대역에서 동작하는 광대역 4-

¹인제대학교 전자정보통신공학부 부교수
접수일 08년 04월 28일 수정일 08년 07월 30일

*교신저자: 김남태(elecknt@inje.ac.kr)
게재확정일 08년 10월 16일

경로 전력분배기를 설계하며, 실험에 의하여 제시된 방법의 타당성을 입증한다.

2. 분포정수 회로합성

동일한 전기적 길이의 전송선로로 구성되는 분포정수 회로의 변환기 전력이득은 다음과 같이 주어진다[6].

$$|S_{21}(S)|^2 = \frac{K_M(-S^2)^m(1-S^2)^n}{P_{n+m}(S^2)} \quad (1)$$

여기서 n 은 전송선로의 수이며 m 은 고역통과 소자 (high-pass element)의 수이다. 식 (1)에서 K_M 은 이득 파라미터(gain parameter)이며, P_{n+m} 은 S^2 에 대한 $n+m$ 차 완전 Hurwitz 다항식이다. S 는 Richards 변수로써 $S = \Sigma + j\Omega$ 이며 $\Sigma = \tan\Theta = \tan\beta l$ 이다.

고역통과 회로망의 전력이득이 동일한 리플 특성을 나타낼 때, 식 (1)은 다음과 같이 된다[7].

$$|S_{21}(S)|^2 = \frac{K_M}{1 + K(S^2)} \quad (2)$$

$$K(S^2) = \epsilon^2 \left[T_n \left(\frac{\sqrt{1-S_c^2}}{\sqrt{1-S^2}} \right) T_m \left(\frac{S_c}{S} \right) - U_n \left(\frac{\sqrt{1-S_c^2}}{\sqrt{1-S^2}} \right) U_m \left(\frac{S_c}{S} \right) \right]^2 \quad (3)$$

여기서 $K(S^2)$ 은 특성함수이며 ϵ 은 이득함수의 리플 파라미터 (ripple parameter)이다. 식 (3)에서 $T_k(x)$ 는 제 1종 Chebyshev 다항식이며, $U_k(x)$ 는 비정규화된 제 2종 Chebyshev 다항식이다. 무손실 회로망의 경우, 고역통과 근사에 대한 $S_c = j \tan\Theta_c$ 는 대역통과 근사에 대해 $S_1 = j \tan\Theta_1$ 으로 변환된다. 여기서 S_c 는 고역통과 근사의 경우 차단 주파수에서의 Richards 변수이며, S_1 은 대역통과 근사의 경우 하측 통과 주파수에서의 Richards 변수이다. 전달함수 (2)의 MIL과 리플은 각각 $10 \log K_M$ 과 $10 \log(1 + \epsilon^2)$ 이다.

식 (3)에 적절한 오프셋함수(offset function)를 도입하면, 기울기가 없는 경우의 전력 이득은 요구 오프셋기울기 (offset gradient)를 갖는 이득 함수로 일반화된다. Minnis에 의하여 소개된 오프셋 함수[8]를 이용하면, 식 (2)의 일반화된 형식은 식 (3)을 다음의 함수:

$$K'(S^2) = K(S^2) + K_G \frac{S^2}{S^2 + K_0} \quad (4)$$

로 대체함으로써 구할 수 있다. 여기서 K_0 는 이득함수의 오프셋기울기를 결정하며, K_0 는 식 (2)에 부가적인 삽입손실을 제공한다.

무손실 회로망의 경우, 식 (2)에 대한 임피던스 함수는 유니타리 조건(unitary condition)과 다음의 식:

$$z(S) = \frac{1 + S_{11}(S)}{1 - S_{11}(S)} \quad (5)$$

에 의하여 구할 수 있다. 여기서 $S_{11}(S)$ 은 회로의 입력 반사계수이며, $z(S)$ 는 정규화된 입력 임피던스이다. 분포정수 소자의 전기적 길이, 이득 및 리플 파라미터를 적절히 조정하면, 요구 변환 비를 갖는 임피던스 변환기는 식 (2)-(5)에 의하여 합성할 수 있다.

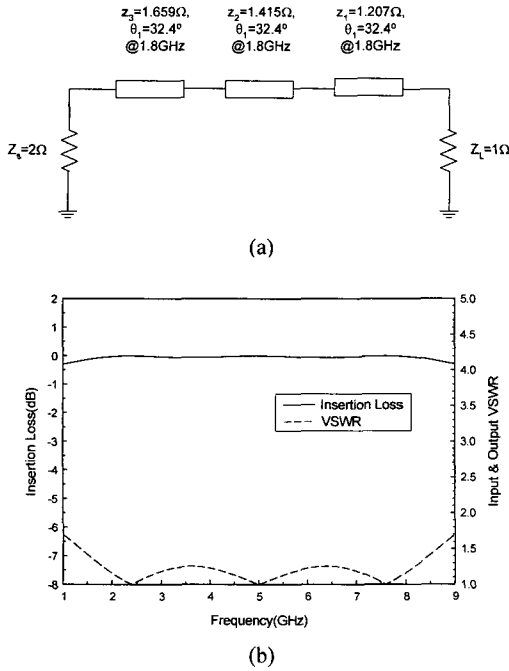
3. 전력분배기 설계

본 절에서는 분포정수 회로합성을 전력분배기의 설계에 적용하기 위하여 4-경로 전력분배기를 설계한다. 분배기는 2-8GHz의 동작 주파수 대역에서 6.8dB 이하의 삽입 손실을 갖고, 출력포트 간의 고립도는 20dB 이상의 값을 갖는다. 또한, 입출력 포트에서의 VSWR은 각각 최대 1.4 및 1.2로 설정한다.

3.1 임피던스 변환기

인라인 전력분배기는 구성 요소로써 임피던스 변환기를 포함하므로, 이의 전달함수는 기울기가 있는 경우의 고역통과 또는 대역통과 이득 함수를 사용하여 합성할 수 있다. 그러나 분배기는 통상 평탄한 기울기로 설계되므로, 본 논문에서는 식 (4)의 오프셋함수를 이용하지 않고, 식 (2) 및 (3)에 의하여 주어지는 전달함수에 의하여 임피던스 변환기를 합성한다.

4-경로 전력분배기는 2-경로 전력분배기를 연결하여 구성할 수 있으므로, 2-경로 전력분배기의 임피던스 변환기를 먼저 생각한다. 4 옥타브(octave)의 동작 주파수 대역 및 각 포트에서의 정재파비를 고려하여 변환기의 차수를 3으로 설정하면, 2-경로 분배기를 구성하는 변환기는 3-부분(3-section) 임피던스 변환기가 된다. 50Ω의 시스템 임피던스에 대하여 변환기는 2:1의 임피던스 변환비를 제공하여야 하므로, 식(3)에서 $n=3$ 및 $m=0$ 을 선택한다. 여기서 동작 주파수는 400MHz의 여유를 두어 1.8~8.2GHz로 선택한다.



[그림 1] (a) 3-부분 대역통과 임피던스 변환기.
(b) 임피던스 변환기의 주파수 특성.

식 (2)의 전달함수는 $n=3$ 및 $m=0$ 에 대하여 변환기의 삽입손실을 최소로 유지하도록 MIL과 리플을 조정함으로써 최적화된다. 이 경우 MIL은 0dB, 리플은 0.0565dB, θ_1 은 32.4°가 되며, 이러한 값은 2:1의 임피던스 변환비를 제공한다. 이상의 절차에 의하여 합성된 임피던스 변환기는 그림 1과 같이 주어진다. 여기서 변환기를 구성하는 전송선로의 특성 임피던스는 시스템 임피던스로 정규화되었다. 그림 1에서 변환기의 삽입손실은 0.06dB 이하이며, 입출력 VSWR은 주어진 주파수 대역에서 1.26 이하의 특성을 갖는다.

3.2 전력분배기

2-경로 전력분배기는 전절에서 합성된 임피던스 변환기와 종단 저항의 조합으로 구성할 수 있다. 변환기의 전송선로들을 종단하는 저항은 다음과 같이 주어진다[9].

$$g_1 = 1 - y_1 \quad (6)$$

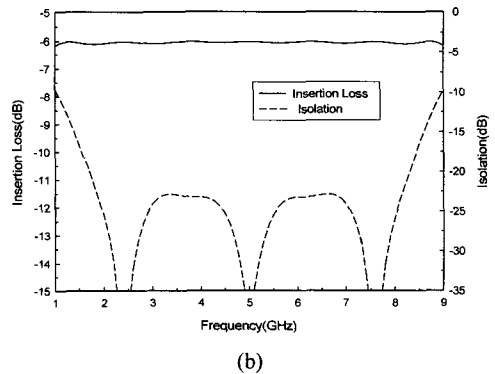
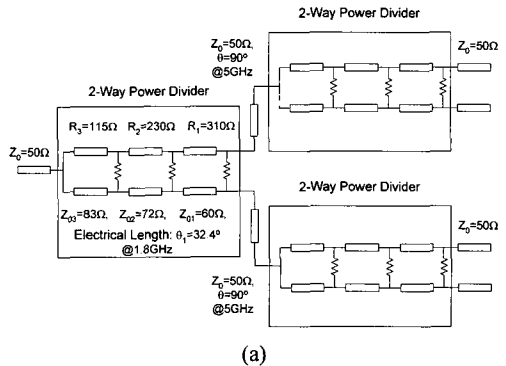
$$g_k = \frac{y_{k-1} - y_k}{y_{k-1}t_{1\dots k-1}}, k = 2, 3, \dots, n-1 \quad (7)$$

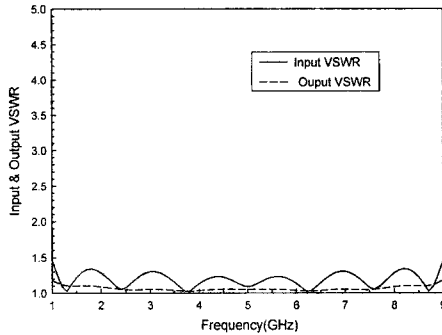
$$t_k = \frac{4y_{k-1}y_k}{(y_{k-1} + y_k + 2g_k)^2}, k = 1, 2, \dots, n \quad (8)$$

$$g_n = \frac{y_{n-1}^2/2}{-2g_{n-1} + \frac{y_{n-2}^2}{-2g_2 + \frac{y_1^2}{-2g_1 + 1 + 0.7(S_c - 1)}}} \quad (9)$$

여기서 n 이 기수일 경우 $S_c=1$ 이며, n 이 우수일 경우 $S_c=S_{em}$ 이다. 이때 S_{em} 은 변환기의 최대 리플 VSWR이다. 식 (6)~(9)에서 n 은 변환기를 구성하는 부분의 수이며, g_k 는 정규화된 종단 컨덕턴스, y_k 는 변환기를 구성하는 전송선로의 정규화된 특성 어드미턴스이다.

4-경로 전력분배기는 2-경로 전력분배기를 결합함으로써 구할 수 있으며, 이는 요구 성능을 만족하기 위하여 최적화하였다. 최적화된 4-경로 전력분배기 및 이의 주파수 특성은 그림 2와 같이 주어진다. 그림 2에서 분배기의 삽입손실은 2~8GHz의 주파수 대역에서 6.07 ± 0.06 dB이며, 입출력 VSWR은 각각 1.29 및 1.09 이하이다. 또한, 출력 포트 간의 고립도는 주어진 주파수에서 22.8dB 이상이다.

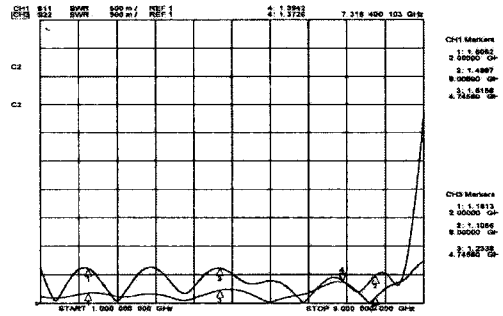




(c)

[그림 2] (a) 최적화된 4-경로 전력분배기. (b) 4-경로 전력분배기의 삽입손실 및 출력 포트 간의 고립도. (c) 입출력 VSWR.

설계된 전력분배기는 두께 0.5mm, 비유전율 2.5, 손실 탄젠트(loss tangent) 0.0019의 특성을 갖는 Taconic사의 TLX-9 기판을 이용하여 마이크로스트립 전송선로로 구현하였다. 제작된 4-경로 전력분배기의 주파수 특성은 그림 3과 같이 주어진다.



(c)

[그림 3] 4-경로 전력분배기의 측정 성능. (a) 삽입 손실. (b) 출력 포트 간의 고립도. (c) 입출력 VSWR.

그림 3에서 삽입손실은 2~8GHz의 주파수 대역에서 최대 6.7dB이며, 입출력 VSWR은 각각 1.62 및 1.38 이하이다. 출력 포트 간의 고립도는 주어진 주파수 대역에서 최소 22.6dB이다. 분배기 성능의 설계치와 측정치가 약간의 차이를 보이는 것은 기판 제작시 에칭(etching) 오차로 인한 마이크로스트립 선로 폭의 변화 및 커넥터(connector) 부착 시 초래되는 미소한 임피던스의 부정합으로 인한 것으로 사료된다. 측정된 분배기의 성능은 설계 성능에 근접하는 특성을 나타내므로, 분포정수 회로합성은 전력분배기의 설계에 유용함을 알 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 분포정수 회로합성을 이용하여 광대역 전력분배기를 설계하였다. 임피던스 변환기의 전달함수는 Chebyshev 근사로 합성하였으며, 변환기의 소자값은 MIL과 리플의 함수로 계산하였다. 변환기의 성능은 MIL과 리플을 조정함으로써 최적화하였다.

이의 응용 예로써 2~8GHz의 주파수 대역에서 동작하는 4-경로 전력분배기를 분포정수 회로합성에 의하여 설계하였으며, 실험을 통하여 그 성능을 확인하였다. 이에 의하여 분포정수 회로합성은 전력분배기의 설계에 효과적임을 입증하였다.

참고문헌

- [1] E. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-8, pp. 116-118, Jan. 1969.
- [2] L. I. Parad and R. L. Moynihan, "Split Tee power

- divider,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-13, pp. 91-95, Jan. 1965.
- [3] S. Cohn, “A class of broadband, three-port to TEM-mode hybrid,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp. 110-118, Feb. 1968.
- [4] L. Young, “Tables for cascaded homogeneous quarter-wave transformers,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-7, pp. 233-237, Apr. 1959.
- [5] Matthaci, Young, and Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Netwrks and Coupling Structures, Mc-Graw Hill, 1964.
- [6] M. E. Mokari-Bolhassan and W. H. Ku, “Transfer function approximation for a new class of bandpass distributed network structures,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-25, pp. 837-847, Oct. 1977.
- [7] J. Helszajn, Synthesis of Lumped Element, Distributed and Planar Filters, Mc-Graw Hill, 1990.
- [8] B. J. Minnis, Designing Microwave Circuits by Exact Synthesis, Artech-House, 1996.
- [9] H. Howe, Jr., Stripline Circuit Design, Artech-House, 1974.

김 남 태(Nam-Tae Kim)

[정회원]



- 1986년 2월: 한양대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)
- 1988년 2월: 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
- 1992년 2월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학박사)
- 1992년 6월~1995년 9월: 한국전자통신연구소 선임연구원
- 2003년 8월~2005년 1월: University of Maryland, visiting scholar
- 1995년 10월~현재: 인제대학교 전자정보통신공학부 부교수

<관심분야>

각종 도파계와 복사계의 전자계 해석, 광대역 무선부품 해석 및 설계, 회로 설계를 위한 소자 모델링 등