

논문 2013-50-1-7

고조파 제거 기능을 갖는 윌킨슨 전력분배기의 설계

(Modified Wilkinson Power Divider for nth Harmonic Suppression)

김 종 성*

(Jong-Sung Kim)

요 약

고조파를 제거하는 기능을 갖는 윌킨슨 전력분배기를 나타내었다. 종래의 윌킨슨 전력분배기에서 선로 변환기의 양단에 제거할 고조파의 수만큼의 전송선로를 추가한 후에 새로운 윌킨슨 전력분배기의 해를 구할 수 있다. 실험적인 결과는 기본 주파수에서는 종래의 기능을 유지하면서 2차 및 3차 고조파를 -45.3 dB, 및 -46.4 dB 의 억압비를 나타내었다.

Abstract

A modified design that can reject the nth harmonic components in the Wilkinson power divider is presented. After adding transmission lines of electrical lengths determined by suppression terms between two transformers of the traditional design, a solution of the modified Wilkinson divider can be found. Experimental results show the second and third harmonic suppression to be -45.3 dB and -46.4 dB, respectively, while maintaining the conventional performance at the fundamental frequency.

Keywords : Wilkinson Power Divider, Harmonic Suppression

I. 서 론

윌킨슨 전력분배기는 기본 주파수와 이의 홀수 주파수에서 포트 정합과 출력 포트간의 아이솔레이션을 제공한다^[1]. 또한 기본 주파수의 짝수 주파수에서도 일정한 성능을 나타낸다. 즉 $S_{21}=-3.5$ dB, $S_{11}=-10$ dB, $S_{22}=-10$ dB, $S_{23}=-6$ dB 의 성능을 나타낸다. 이 분배기에서 고조파(Harmonics)를 제거하기 위해서는 필터가 추가적으로 요구된다. [2]에서는 $1/4$ 파장 길이의 선로변환기의 중앙에 개방형 스테브를 추가하여 3차 고조파 제거기능을 갖는 전력분배기를 제안하였다. 그러나 추가된 스테브로 인하여 회로의 크기가 커지고, 하나의

성분만을 제거할 수 있으며, 또한 저항과 병렬로 인덕터가 추가되어야하는 문제점을 갖는다. [3]-[5]에서는 비대칭 스파이럴 접지 구조^[3], 반대 결합선로 방식^[4] 및 선로결합기에 밴드갭 셀을 이용하는 방식^[5] 등으로 n 차 고조파 성분을 제거하였다. 밴드갭 구조와 개방형 스테브의 조합은 [6]에서 나타내었다. 그러나 설계 주파수와 원하는 제거 고조파의 차수에 따라서 이들 구조 상호간 장단점이 있을 수 있다. 이 논문에서는 그림 1에 나타낸 바와 같이 2분기 윌킨슨 전력분배기에서 선로변환기의 상하간에 전송선로를 추가하였다. 제거할 고조파의 수에 추가할 전송선로의 수가 결정되고 이를 이용하여 설계 파라미터를 구하였다.

* 정회원, 경성대학교 정보통신공학과
(Department of Information and Communication Engineering, Kyungsung University)

※ “이 논문은 2012학년도 경성대학교 학술연구비지원에 의하여 연구되었음”

접수일자: 2012년8월31일, 수정완료일: 2013년1월9일

II. 회로구조

그림 1은 제안하는 2분기형 윌킨슨 전력분배기의 구조를 나타내었다. 선로변환기는 Z_1, Z_2, Z_3 의 특성 임피던

스를 갖고 이들의 전기적 길이는 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 인 3개의 영역으로 이루어진다. 이들의 선로 변환기의 각 섹션의 종단간에는 그림1에 나타낸 바와 같이 $Z_{s2}, Z_{s3},$ 및 Z_{s4} 의 특성 임피던스를 갖는 전송선로가 연결되어 있으며 이들의 전기적 길이는 $\theta_{s2}, \theta_{s3}, \theta_{s4}$ 로서 표시하였다. 이들 전송선로는 전력분배기에서 2차 이상의 고조파를 제거하기 위한 목적이며 이의 길이는 제거할 고조파의 차수에 의하여 결정된다. 다만 2개의 출력 포트사이 에 위치하는 전송선로는 저항을 사이에 두고 2개로 분리되었다. 그림 1 은 제거할 고조파의 항이 2, 3, 4차인 경우의 회로이다. 제거항을 더 늘리거나 감소시키기 위해서는 Z_{sn} 의 임피던

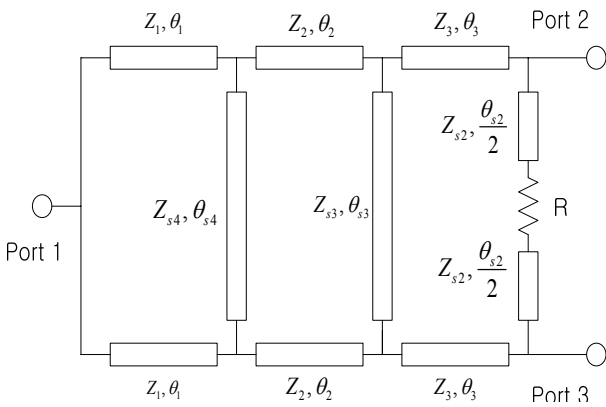


그림 1. 제안하는 2분기 윌킨슨 전력분배기
Fig. 1. Proposed two-way Wilkinson power divider.

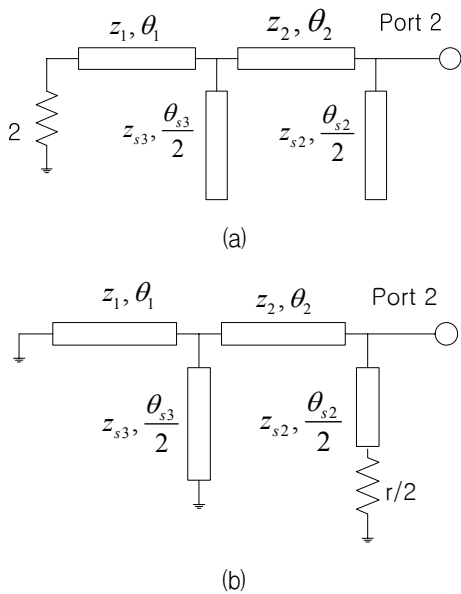


그림 2. 등가회로
(a) 우수모드, (b) 기수모드
Fig. 2. Equivalent Circuits (a) even mode, (b) odd mode.

스를 나타내는 선로를 그림 1과 같은 방식으로 추가 및 감소시킨다. 그림 1의 전력분배기는 대칭 회로이므로 원하는 기능을 회로 파라미터를 얻기 위해서는 기수(even) 및 우수(odd) 모드 해석을 이용한다.

그림 1의 회로에서 포트 2와 3에 동일한 크기와 위상을 갖는 2개의 신호를 인가시에 대칭면으로는 전류가 흐르지 않는다. 따라서 대칭면이 개방선로가 된다. 이 회로는 우수모드 해석을 위해서 2분할이 된다. 그림 2(a) 는 우수모드해석을 위한 회로도이며 모든 임피던스는 정규화된 값이다. 포트 1의 특성 임피던스는 2 가 되고 저항 r 은 개방 조건에 의하여 제거된다.

포트 2에서 정규화된 임피던스를 만족하는 조건을 이용한 전송선 방정식에 의하여 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$y_2 \frac{0.5 + jy_1 \tan \theta_1}{y_1 + j0.5 \tan \theta_1} + jy_{s3} \tan \theta_{s3} + jy_2 \tan \theta_2}{y_2 + j(y_1 \frac{0.5 + jy_1 \tan \theta_1}{y_1 + j0.5 \tan \theta_1} + jy_{s3} \tan \theta_{s3}) \tan \theta_2} + jy_{s2} \tan \theta_{s2} = 1 \quad (1)$$

기수 모드에서는 2개의 출력포트에 동일 크기이지만 서로 반대위상을 갖는 신호를 인가하여 대칭면이 가상적인 단락이 된다. 그림 2(b)와 같이 포트 1과 그리고 z_{s3} 선로의 길이가 절반으로 되고 이의 종단이 단락된다. 또한, 2개의 r/2로 분할된 저항에서 단락이 된다. 포트 2에서 기수모드의 정합 조건을 이용하여 아래의 방정식을 얻는다.

$$jy_2 \frac{y_2 \tan \theta_2 - y_1 \cot \theta_1 - y_{s3} \cot \theta_{s3}}{y_2 + (y_1 \cot \theta_1 + y_{s3} \cot \theta_{s3}) \tan \theta_2} + jy_{s2} \tan \theta_{s2}}{y_{s2} + j \frac{2}{r} \tan \theta_2} = 1 \quad (2)$$

위의 식(1)-(2)에서 θ_{s2}, θ_{s3} 는 차단할 고조파의 차수에 의해서 정해지는 상수이다. 나머지는 모두 변수들로서 이들은 $z_1, z_2, \theta_1, \theta_2, z_{s2}, z_{s3}, r$ 의 7개의 변수를 갖는다. 위의 (1)-(2), 2개의 식의 양변의 실수부와 허수부를 등가화하면 4개의 식을 얻을 수 있다. 7개의 변수에서 변수의 수를 줄이기 위하여 다음의 2개의 조건을 적용한다.

1). 선로변환기의 전기적 길이는 다음의 관계로 모두 동일하게 다음의 상수로 처리한다.

$$\theta_1 = \theta_2 = \frac{\pi}{2n} \quad (3)$$

2). 전송선로의 특성 임피던스를 동일하게 하여 하나의 변수로 처리한다.

$$z_{s2} = z_{s3} = z_s \quad (4)$$

위의 식(1)에 대해서 식(3)-(4)의 조건을 적용하면 아래의 식이 된다.

$$y_2 \frac{0.5 + jy_1}{y_1 + j0.5} + jy_s / \sqrt{3} + jy_2 \frac{0.5 + jy_1}{y_1 + j0.5} + jy_s = 1 \quad (5)$$

위의 (5)에서 실수부와 허수부를 서로 등가화하여 아래의 2개의 방정식을 얻는다.

$$y_2(y_1 + y_2 + y_s) + y_1(y_s - 2y_1) = \frac{y_s}{\sqrt{3}}(2y_1 + y_s - y_2) \quad (6)$$

$$(y_1 y_2 - 0.5)(y_1 + y_2) + y_1 y_s (y_2 - y_1) = -\frac{y_s}{\sqrt{3}}(y_1(y_2 - y_s) + 0.5) \quad (7)$$

위의 식(2)에 대해서 식(3)-(4)의 조건을 적용하면 아래의 식이 된다.

$$jy_2 \frac{y_2 - y_1 - \sqrt{3}y_s}{y_2 + y_1 + \sqrt{3}y_s} + y_{s2} \frac{\frac{2}{r} + jy_s}{y_s + j\frac{2}{r}} = 1 \quad (8)$$

위의 (8)에서 실수부와 허수부를 서로 등가화하여 아래의 2개의 방정식을 얻는다.

$$\frac{2y_s}{r} = y_s - \frac{2y_2}{r} \frac{y_1 - y_2 + \sqrt{3}y_s}{y_1 + y_2 + \sqrt{3}y_s} \quad (9)$$

$$y_s^2 = \frac{2}{r} + y_2 y_s \frac{y_1 - y_2 + \sqrt{3}y_s}{y_1 + y_2 + \sqrt{3}y_s} \quad (10)$$

(6)-(7), (9)-(10)의 4개의 식에서 z_1, z_2, z_s, r 의 4개의

변수를 구하는 것이 가능하다.

(9)로부터 r 은 다음과 같다.

$$r = 2 + \frac{2y_2}{y_s} \frac{y_1 - y_2 + \sqrt{3}y_s}{y_1 + y_2 + \sqrt{3}y_s} \quad (9')$$

위의 식(9')에서 정규화된 저항 r 은 2 이상 4이하의 값의 범위를 갖는다. 이를 식(10)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & ((y_1 + \sqrt{3}y_s)(y_s - y_2) + y_2(y_2 + y_s)) \\ & \cdot \left(y_s + \frac{y_2(y_1 - y_2 + \sqrt{3}y_s)}{y_1 + y_2 + \sqrt{3}y_s} \right) \\ & = y_1 + y_2 + \sqrt{3}y_s \end{aligned} \quad (10')$$

(6), (7), (10') 3개의 식을 이용하여 y_1, y_2, y_s 3개의 변수를 구한다. 그리고 이들을 (9')에 대입하여 아이솔레이션 저항의 값을 구할 수 있다.

그림 1의 회로와 같이 3개 이상의 고조파항의 제거 기능을 가질 경우에는 위의 식의 유도방법과 동일하게 구할 수 있다. 그러나 위와 마찬가지로 기수모드와 우수모드의 식으로부터 실수부와 허수부의 등가화에 의하여 4개의 식이 구해진다. 따라서 위의 경우와 같이 변수를 단순화하는 과정을 통해서 변수를 줄이는 방법이다.

그러나 이 과정이 원하는 성능을 보장하지 못한다. 따라서 최적화 알고리즘을 적용하여 3개 이상의 고조파 제거의 경우에 대해서 회로 파라미터를 구하는 것이 효과적이다. 그러나 실용적인 면에서는 2차와 3차 고조파 이상에서는 신호의 세기가 급격히 감소하므로 그 이상은 무시할 수 있다.

III. 실험결과

실험예로서 2차 및 3차 고조파를 제거하는 기능을 갖는 2 분기 윌킨슨 전력분배기를 설계하였다. 식 (6), (7), (10') 식으로부터 z_1, z_2, z_s 를 구한다. 위의 3개의 식에 대하여 Maple의 fsolve를 이용하여 3개의 변수를 구하였다. $Z_1=64, Z_2=77, Z_s=46.5 \Omega$ 이며 (10')을 이용하여 $R=136.5 \Omega$ 의 값을 얻었다.

비교를 위해서 위의 설계식을 이용하지 않고 (3)과 (4)의 조건을 적용한 후 최적화 알고리즘을 이용하여 회로 파라미터를 구할 수 있다. S11, S22, S23의 값이

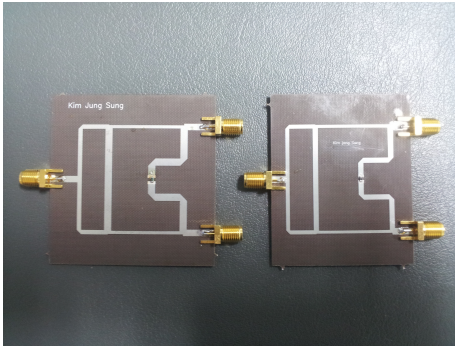


그림 3. 제안하는 2분기 윌킨슨 전력분배기
Fig. 3. Photograph of the Fabricated Wilkinson Power Divider: Exact(left) and Optim(right).

-20 dB이상을 만족하는 Z_1 , Z_2 , Z_s 및 R 의 값을 구하였다. ADS를 이용하여 Gradient 방식에 의한 최적화를 통하여 $Z_1=68$, $Z_2=82$, $Z_s=58$ 및 $R=152$ Ω 의 조합을 얻었다.

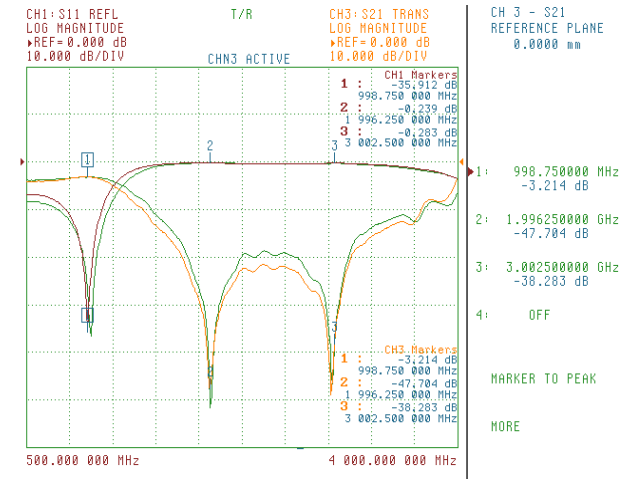
그림 3에는 2개의 경우 즉, 수식을 이용한 경우와 최적화에 의한 경우에 대한 경우에 대하여 제작된 윌킨슨 전력분배기를 나타낸 것이다. 1.0 GHz의 주파수에서 50 Ω 의 특성 임피던스의 조건에서 0.8 mm의 두께, 2.5의 유전율을 갖는 기판에서 제안하는 윌킨슨 전력분배기를 제작하였다.

그림 4에 측정된 S-파라미터를 나타내었다. 그림 3(a) 데이터로부터 기존 주파수의 신호는 통과하고 이의 2차 및 3차 고조파는 신호는 반사된다는 것을 알 수 있다. 1.0 GHz의 설계주파수에서 측정된 S21은 -3.18 dB이다. 그리고 2.0 GHz와 3.0 GHz에서 측정된 S21은 각각 -45.3 dB 및 -46.4 dB의 레벨로서 차단의 효과가 명확하다.

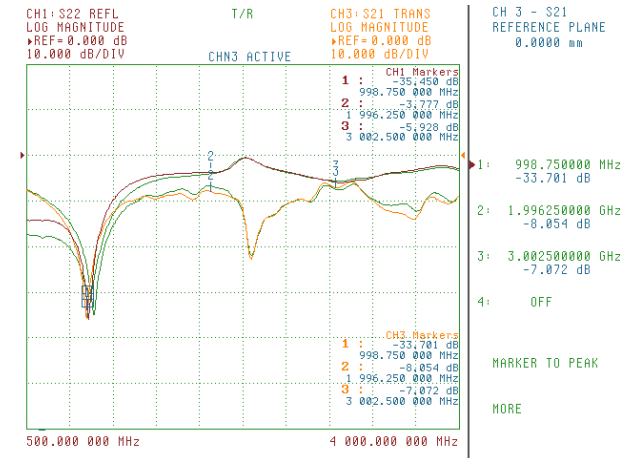
1.0 GHz에서 입력과 출력 포트에서 측정된 반사손실 S11 및 S22는 -25.2 dB 및 -34.7 dB이다. 1.0 GHz에서 측정된 아이솔레이션은 -34.0 dB를 나타내었다. 이 결과들은 제안한 전력분배기가 기본 주파수에서는 기존의 윌킨슨 전력분배기로서 정상적으로 동작하나 2차 및 3차 고조파는 효율적으로 제거하는 기능을 나타내었다.

그림 4에는 최적화에 의한 그림 3(b)의 최적화에 의한 설계에 의한 측정결과를 함께 나타내었다. 표 1에 2개의 결과를 서로 비교하여 나타내었다. 서로간의 성능 차이가 비슷하며 우수한 고조파 제거기능을 갖는 윌킨슨 전력분배기로 적용이 가능하다.

그림 2에 구현한 분배기의 단점은 전송선로의 추가에 의한 회로 크기의 증대인데 폴딩에 의하여 제한적으로 크기 축소가 가능하다. 그림 4에 나타난 바와 같이 1.0 GHz의 동작주파수에서 대역폭은 기존의 것에 비해서 감소되는데 이는 일정한 전기적 길이를 갖는 전송선이 추가되기 때문이다.



(a)



(b)

그림 4. 제안하는 2분기 윌킨슨 전력분배기의 S-파라미터 측정결과 (녹색: 수학적, 노랑: 최적화)

Fig. 4. Measured S-Parameters(Green: Math, Yellow: Optim): (a) S21 and S11, (b) S22 and S23.

표 1. 윌킨슨 전력분배기 성능비교 (단위: dB)

Table 1. Performance Comparison of Wilkinson Power Divider.

	S11	S22	S21			S23
			1st	2nd	3rd	
Math	-25.2	-34.7	-3.18	-45.3	-46.4	-34.0
Optim	-26.5	-29.5	-3.17	-51.5	-39.3	-25.3

IV. 결 론

여러개의 고조파항을 제거하는 기능을 갖는 윌킨슨 전력분배기의 구조를 제안하였다. 이는 선로변환기의 양단에 전송선로를 삽입하고 그 길이를 제거할 고조파의 차수를 고려하여 고정한다. 이후 원하는 기능을 갖는 회로 파라미터를 구하는 식을 이용하여 회로 파라미터를 구할 수 있다. 2차 및 3차항의 고조파를 제거하기 위한 실험 결과에서 1.0 GHz에서 -3.18 dB 의 전송계수, 그리고 2 GHz 및 3 GHz에서 -45.3 dB 및 -46.4 dB 의 억압비를 나타내었다.

참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [2] H. Hualiang and K. J. Chen, "A Stub Tapped Branch-Line Coupler for Dual-Band Operations," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 17, No. 2, pp. 106-108, Feb., 2007.
- [3] Myun-Joo Park, "Dual-Band, Unequal Length Branch-Line Coupler with Center-Tapped Stubs," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, No. 10, pp. 617-619, Oct., 2009.
- [4] K. K. M. Cheng and F. L. Wong, "A Novel Approach to the Design and Implementation of Dual-Band Compact 90° Branch-Line Coupler," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, no. 11, pp. 2458-2463, Nov., 2004.
- [5] Kae-Oh Sun, Sung-Jin Ho, Chih-Chuan Yen, and Daniel van der Weide, "A Compact Branch-Line Coupler Using Discontinuous Microstrip Lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 8, pp. 519-520, Aug., 2005.

저 자 소 개



김 종 성(정회원)-교신저자
 1988년 경북대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1990년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 석사 졸업.
 2001년 포항공과대학교 전자전기
 공학과 박사 졸업
 1990년~2002년 KT 연구개발본부 선임연구원
 2004년~현재 경성대학교 정보통신공학과
 부교수.
 <주관심분야 : 초고주파공학, 전자파 수치해석>