

논문 2014-51-1-6

고조파 제거 기능을 갖는 윌킨슨 전력분배기의 설계

(Design of Wilkinson Power Divider for nth Harmonic Suppression)

김 중 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 -37 dB의 억압비를 나타내었다.

Abstract

A modified network to suppress the nth harmonics in a Wilkinson power divider is presented. The solution has been found by adding transmission lines, whose electrical lengths are determined by using the suppression terms, between two transformers of the traditional design. Experimental results show the second and third harmonics levels achieved are -45.3 and -46.4 dB, respectively, while the performance of the power divider at the fundamental frequency is maintained.

Keywords : Wilkinson Power Divider, Harmonic Suppression, Isolation

I. 서 론

윌킨슨 전력분배기는 기본 주파수와 이의 홀수 주파수에서 포트 정합과 출력 포트간의 아이솔레이션 기능을 가지기 때문에 초고주파 회로 및 시스템에서 다양하게 이용된다^[1]. 또한 짝수 주파수에서도 $S_{21}=-3.5$, $S_{11}=-9.6$, $S_{22}=-9.5$ 및 $S_{23}=-3.5$ dBs의 일정한 성능을 나타낸다.

[2]에서는 1/4 파장 길이의 브랜치 라인의 중앙에 개방형 스테르브를 추가하여 3차 고조파 성분을 제거하였다. 그리고 [3]에서는 출력 포트 사이에 전송선로를 확장하여 고조파를 제거하였다. [4]에서는 유사하게 선로 변환기에 개방형 스테르브를 추가하여 다수의 고조파 성

분을 차단하는 것이 확인되었다. 그러나 이들 개방형 스테르브의 추가는 스테르브의 중단에서 고주파 방사로 인하여 삽입 손실의 증대를 가져온다. [5]-[7]에서는 비대칭 스파이럴 접지 구조, 반대 결합선로 방식 및 선로결합기에 밴드갭 셀을 이용하는 방식등으로 n 차 고조파 성분을 제거하였다. 밴드갭 구조와 개방형 스테르브의 조합은 [7]에서 나타내었다. 그러나 설계 주파수와 원하는 제거 고조파의 차수에 따라서 이들 구조에서의 장단점이 있을 수 있다.

이 논문에서는 2개의 선로변환기 사이에 전송선로를 추가한후 n 차 고조파를 제거하는 회로 파라미터를 구한다. 이 논문에서의 수식적인 유도과정은 [3]을 이용하였으며 차이점은 [3]의 방식은 개방형 스테르브이고 본 논문은 전송선로를 이용한 고조파 차단 방식인 경우이다.

II. 설계 방정식

제안하는 2분기형 윌킨슨 전력분배기는 2개의 선로

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

© Corresponding Author(E-mail: jskim@ks.ac.kr)

※ 이 논문은 2013학년도 경성대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음.

접수일자: 2013년9월3일, 수정완료일: 2014년1월8일

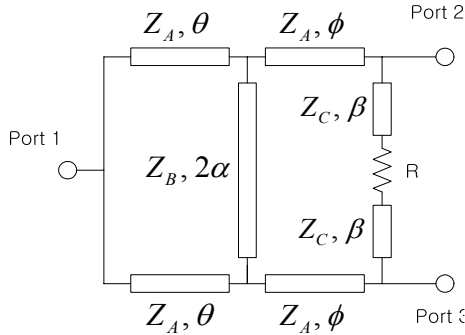


그림 1. 제안하는 윌킨슨 전력분배기의 구조
Fig. 1. Circuit of the proposed Wilkinson power divider.

변환기, 2개의 병렬 전송로 그리고 저항으로 구성되며 그림 1에 나타나 있다. 선로변환기의 특성 임피던스 및 전기적 길이는 Z_A, θ, ϕ 이다. 병렬 전송로는 Z_B, Z_C, α, β 의 특성을 갖는다. 이들 설계 파라미터는 이 전력분배기의 기수 및 우수모드 등가회로를 해석하여 구할 수 있다. 여기에서 α, β, ϕ, Z_B 는 선택가능한 자유 변수로 설정하고 Z_A, Z_C, θ, R 은 설계 방정식을 이용하여 구하는 미지수로 설정한다. 미지수의 수는 우수모드와 기수모드에서의 실수부와 허수부의 등가방정식의 수가 4개이기 때문이다.

2.1 우수모드 해석

그림 1의 우수모드 회로는 그림 2(a)와 같이 2개의 직렬 브랜치 라인과 2 개의 병렬 개방 스테르브로 이루어져 있다. 2 개의 병렬 스테르브의 길이는 30° 와 45° 이며

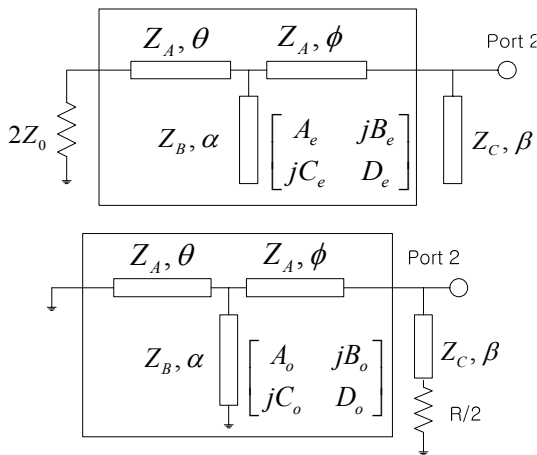


그림 2. 제안하는 윌킨슨 전력분배기의 등가회로 (a) 우수모드 (b) 기수모드
Fig. 2. Equivalent circuits of the proposed Wilkinson power divider (a) Even mode (b) Odd mode.

이는 2 개의 고조파, 즉 기본 주파수의 2 차 및 3 차 고조파의 전송을 차단하는 길이에 해당한다. 이들의 길이 변화에 의한 전송 차단 주파수는 다음과 같다.

$$f_{z1} = \frac{\pi}{2\alpha} f_0 \quad (1)$$

$$f_{z2} = \frac{\pi}{2\beta} f_0 \quad (2)$$

해석의 편의를 위해 그림 2(a) 회로에서 사각형 박스 내의 T 형 회로와 병렬 스테르브(Y_2)의 직렬결합이며 포트 2에서의 정합조건은 아래와 같다.

$$Y_{even} = Y_0 = \frac{A_e Y_0 + j2C_e}{2D_e + jB_e Y_0} + jY_2 \quad (3)$$

여기에서 T 형 회로의 전송 파라미터는 직렬 전송로와 개방 스테르브 그리고 직렬 전송로의 결합이며 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A_e & jB_e \\ jC_e & D_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_A \sin \theta \\ jY_A \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi & jZ_A \sin \phi \\ jY_A \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4)$$

위의 식(3) 및 (4)에서 Y_1, Y_2 는 다음과 같다.

$$Y_1 = Y_B \tan \alpha \quad (5)$$

$$Y_2 = Y_C \tan \beta \quad (6)$$

방정식(3)의 실수부와 허수부의 등가성에 의해서 다음의 관계를 얻는다.

$$A_e = 2D_e + B_e Y_2 \quad (7)$$

$$C_e = \frac{1}{2} B_e Y_0^2 - D_e Y_2 \quad (8)$$

2.2 기수모드 해석

기수모드의 등가회로는 그림 2(b)와 같으며 여기에서의 T 형 회로는 그림 2(a)와는 달리 병렬 스테르브(Y_2)의 종단이 단락되었다. 출력 포트에서의 정합조건은 다음과 같다.

$$Y_{odd} = Y_0 = Y_C \frac{2/R + jY_C \tan \beta}{Y_C + j\frac{2}{R} \tan \beta} + \frac{A_o}{jB_o} \quad (9)$$

여기에서 A_o/B_o 는 A_e/B_e 와 다음의 관계를 갖는다.

$$\frac{A_o}{B_o} = \frac{A_e + a_1}{B_e + b_1} \quad (10)$$

여기에서 변수 a_1, b_1 은 다음과 같이 표현된다.

$$a_1 = \frac{Z_A}{Z_B} \frac{2\sin\theta\cos\phi}{\sin 2\alpha} \quad (11)$$

$$b_1 = \frac{Z_A^2}{Z_B} \frac{2\sin\theta\sin\phi}{\sin 2\alpha} \quad (12)$$

식 (9)의 실수부와 허수부의 등가성에 의하여 다음의 2개의 식이 얻어진다.

$$Y_0 = \frac{2}{R} Y_C^2 \frac{1 + \tan^2\beta}{Y_C^2 + \left(\frac{2}{R}\right)^2 \tan^2\beta} \quad (13)$$

$$\frac{A_o}{B_o} = Y_C \tan\beta \frac{Y_C^2 - \left(\frac{2}{R}\right)^2}{Y_C^2 + \left(\frac{2}{R}\right)^2 \tan^2\beta} = \eta \quad (14)$$

식(13)을 나타내면 R의 2차 방정식에서 저항 R 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R = \frac{2Z_C \tan\beta}{\gamma} \quad (15)$$

여기에서 γ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\gamma = \frac{Z_0}{Z_C \sin 2\beta} \pm \sqrt{\left(\frac{Z_0}{Z_C \sin 2\beta}\right)^2 - 1} \quad (16)$$

식 (7), (8), 및 (10) 과 무손실 네트워크의 조건인 $A_e D_e + B_e C_e = 1$ 의 조건을 이용하여 아래의 전송 파라미터의 4개의 변수를 얻는다.

$$B_e = \frac{(\eta b_1 - a_1)(\eta - Y_3)}{(\eta - Y_3)^2 + Y_0^2} \pm \frac{\sqrt{(\eta b_1 - a_1)^2 (\eta - Y_3)^2 - ((\eta - Y_3)^2 + Y_0^2)((\eta b_1 - a_1)^2 - 2)}}{(\eta - Y_3)^2 + Y_0^2} \quad (17)$$

$$A_e = \eta(B_e + b_1) - a_1 \quad (18)$$

$$D_e = \frac{1}{2}(A_e - B_e Y_3) \quad (19)$$

$$C_e = \frac{1 - A_e D_e}{B_e} \quad (20)$$

한편, 식(4)에서 특성 임피던스 Z_A 와 전기적 길이 θ 인 전송선로는 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_A \sin\theta \\ jY_A \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a & jb \\ jc & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_1 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a + bY_1 & jb \\ j(c - dY_1) & d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

여기에서 a, b, c, d 는 다음과 같다.

$$a = A_e \cos\phi + B_e Y_A \sin\phi \quad (22)$$

$$b = B_e \cos\phi - A_e Z_A \sin\phi \quad (23)$$

$$c = C_e \cos\phi - D_e Y_A \sin\phi \quad (24)$$

$$d = D_e \cos\phi + C_e Z_A \sin\phi \quad (25)$$

최종적으로 나머지 변수의 값은 아래와 같다.

$$\theta = \sin^{-1}(b/Z_A) \quad (26)$$

$$Z_C = \frac{\tan\alpha}{Y_1} = \tan\alpha \frac{b}{\cos\theta - a} \quad (27)$$

2.3 회로 파라미터 구하기

앞에서 식(1)-(2)의 전송로의 길이(α, β)의 선택에 의하여 고조파의 길이가 결정되고 그리고 Z_C, ϕ 의 선택 후 나머지 미지수인 R, θ, Z_A, Z_B 가 구해진다. 이 중에서 R의 값은 식 (15)에 의해서 결정된다. 이는 출력 포트와 저항 사이의 전송로의 특성 임피던스와 전기적 길이에 의해서 결정되는데 이들(Z_C, β)에 의해 결정된다. 식 (15)가 실수값을 갖기 위해서는 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$Z_C \leq \frac{Z_0}{\sin 2\beta} \quad (28)$$

편의상 Z_C 의 값은 $\gamma=1$, 즉 인 경우를 선택한다. 그리고

표 1. 설계 예제에 대한 회로 파라미터
Table 1. Circuit parameters of design examples.

회로변수	참조사항	예제1	예제2
α, β		$\alpha=30^\circ$ $\beta=45^\circ$	$\alpha=45^\circ$ $\beta=30^\circ$
ϕ		35°	45°
Z_C		50 Ω	50 Ω
Z_A, Z_B, θ, R	식(15)-(27)	$Z_A=117 \Omega$ $Z_B=34.2 \Omega$ $\theta=20.5^\circ$ $R=150 \Omega$	$Z_A=100 \Omega$ $Z_B=100 \Omega$ $\theta=45^\circ$ $R=120 \Omega$

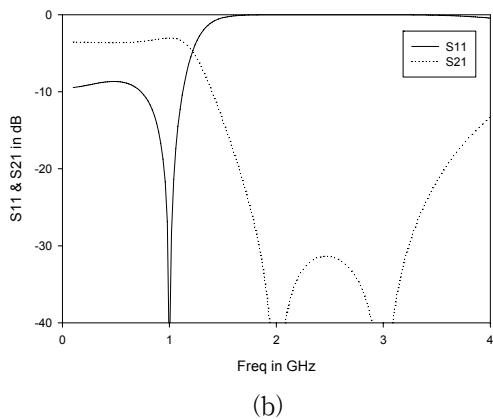
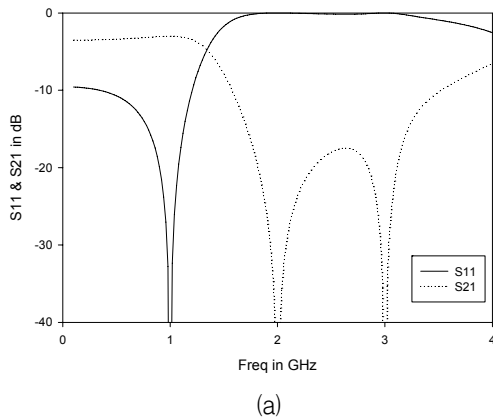


그림 3. 설계 예제에 대한 반사계수 및 삽입손실 특성
(a) 예제 1 (b) 예제 2

Fig. 3. Return loss and insertion loss of two design examples (a) example 1 (b) example 2.

마지막 자유 변수인 ϕ 의 값은 45° 이내의 각도를 선택한 후 θ, Z_A, Z_B 의 값을 구하는 과정은 (17)-(27)의 식을 이용하여 뉴턴의 방법으로 구할 수 있다.

추가적으로 2차 및 3차 고조파를 위한 스테브의 위치의 선택이 대역폭에 영향을 미치므로 대역폭을 고려

하여 전송로의 위치를 결정한다. 고조파의 위치를 결정하는 전송로의 위치에 대한 2가지 경우에 대하여 시뮬레이션에 의하여 그 특성을 구하였다. 이들 예제의 회로 파라미터는 표 1에 나타내었다. 그림 3에는 2개의 설계 파라미터의 적용에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 2개의 설계예에 대해서 가용 대역폭과 억압비의 레벨 사이에 타협 관계가 나타남을 알 수 있다.

III. 제작 및 측정

2차 및 3차 고조파를 차단하기 위하여 위에서 표현한 방정식에 의해서 설계한 2분기 윌킨슨 전력분배기를 검증한다. 식 앞장에서 설계식을 이용하여 뉴턴의 방법을 이용하여 파라미터를 구한 결과 회로 파라미터는 예제 1의 파라미터를 이용하였다. $Z_A=117 \Omega, Z_B=34.2 \Omega, Z_C=50 \Omega, R=117 \Omega, \theta=20.5^\circ$ 및 $\phi=35^\circ$ 이다. 그림 4에는 1 GHz에서 동작하도록 설계한 전력분배기를 나타내었는데 $40 \times 40 \text{ mm}^2$ 의 면적을 차지한다. 추가적인 크기 감소는 모든 라인을 미앤더 라인 구조로 바꾸어서 가능하다.

두께가 0.8 mm, 유전율 2.5 그리고 도체 두께가 0.35 μm 인 기판을 이용하여 제작하였다. 그림 4(a)에는 1.0 GHz에서 -3.15 dB 의 S21의 측정결과를 나타내었는데 이는 [2][3]에서의 개방형 스테브 방식과 [6]에서의 EBG 셀 구조 보다 낮은 삽입손실을 나타낸다. $3.33 \pm 0.15 \text{ dB}$ 의 S21 값을 기준으로 27%의 대역폭을 갖는다. 또한, 2.0 GHz 와 3.0 GHz에서 -45.3 및 -46.4 dB 의 차단 레벨을 나타내었다. 1.0 GHz에서 입력 및 출력 포트에서 측정된

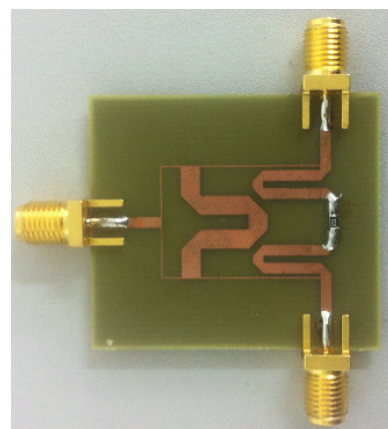


그림 4. 제작한 윌킨슨 전력 분배기

Fig. 4. Photograph of the fabricated Wilkinson power divider.

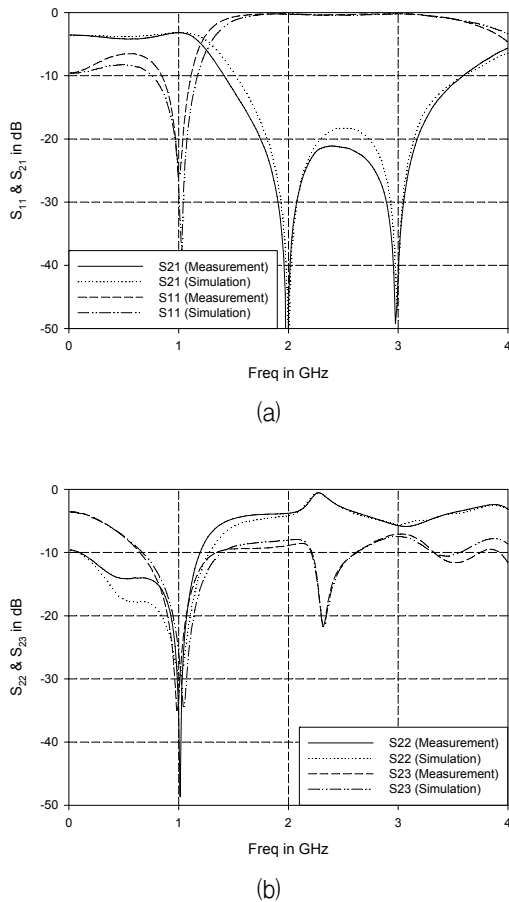


그림 5. 제안하는 전력분배기의 측정 결과
(a) S11 및 S21 (b) S22 및 S23

Fig. 5. Measurement results of the fabricated Wilkinson power divider (a) S11 and S21 (b) S

반사계수는 -25.2 및 -34.7 dB 이고 S23 는 -34.0 dB 를 나타내었다.

비교를 위해서 ADS 모뎀에 의한 결과를 함께 나타내었는데 비슷한 패턴의 결과를 보이고 있다. 제안한 분배기의 대역폭은 전송선로의 추가에 의하여 작아 지지만 전송선로의 구현에 있어서는 제한을 갖지 않는다.

IV. 결 론

윌킨슨 전력분배기에서 다수의 고조파 항을 차단하기 위한 구조를 2개의 1/4 파장 길이의 선로변환기 사이에 전송선로를 추가하고 이 회로 파라미터를 구하는 것이 가능하다. 1.0 GHz의 주파수에서 S11, S21, S22 및 S23의 측정값은 -25.2, -3.15, -34.7 및 -34.0 dB의 값을 나타내었다.

REFERENCES

- [1] Pozar, D.M “Microwave engineering” (Wiley, New York, 1998, 2nd edn.)
- [2] Yi, K.H. and Kang, B, “Modified Wilkinson power divider for nth harmonic suppression,” IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., Vol. 13, No. 5, pp. 178 - 180, 2003.
- [3] K. K. M. Cheng and W. C. Ip, “A Novel Power Divider Design with Enhanced Spurious Suppression and Simple Structure,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 58, No. 12, pp. 3903-3908, 2010.
- [4] Woo, D.-J. and Lee, T.-K., “Suppression of harmonics in Wilkinson power divider using dual-band rejection by asymmetric DGS,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 53, No. 6, pp. 2139 - 144, 2005.
- [5] Zhang, J., Li, L., Gu, J., and Sun, X., “Compact and harmonic suppression Wilkinson power divider with short circuit anti-coupled line,” IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., Vol. 17, No. 9, pp. 661 - 63, 2009.
- [6] Lin, C.-M., Su, H.-H., Chiu, J.-C., and Wang, Y.-H., “Wilkinson power divider using microstrip EBG cells for the suppression of harmonics,” IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., Vol. 17, No. 10, pp. 700 - 702, 2007.
- [7] Zhang, F. and Li, C.F., “Power divider with microstrip electromagnetic bandgap element for miniaturisation and harmonic rejection,” Electron. Lett., Vol. 44, No. 6, pp. 422 - 23, 2008.

저 자 소 개



김 종 성(정회원)
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>