

工學碩士 學位論文

여러 개의 하모닉을 억제하는 윌킨슨
전력 분배기

Modified Wilkinson Power Divider for Multiple Harmonics
Suppression

指導教授 姜仁鎬

2004年 1月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 正 勳

本 論文을 金正勳의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長：工學博士 趙 炯 來



委 員：工學博士 尹 榮



委 員：工學博士 姜 仁 鎬



2004年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

金 正 勳

목 차

Abstract	ii
Nomenclature	iii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 윌킨슨 전력 분배기의 설계이론	3
2.1 우모드 해석법	4
2.2 기모드 해석법	7
제 3 장 9개의 하모닉을 억제하는 윌킨슨 전력 분배기	9
3.1. T-type $\lambda/4$ 등가회로 구현방법	9
3.2 π -type $\lambda/4$ 등가회로 구현방법	14
3.3 $\lambda/4$ 전송선로의 등가회로를 이용한 하모닉 억제	15
3.4 $3\lambda/4$ 전송선로 등가회로를 이용한 하모닉 억제	18
제 4 장 시뮬레이션 및 측정	21
제 5 장 결 론	26
참고문헌	

Abstract

In this thesis, a novel power divider is proposed that can suppress the 9 harmonic output. The power divider employs $\lambda/4n$ 개방 스티브 s, which are located at the $3\lambda/4$ branches and parallel connection of resistor which shunts the output ports.

According to experimental results, it was found that the power divider showed a harmonic suppression characteristic lower than -37dB for 9 harmonics output (1st to 9th harmonic), while maintaining the characteristics of a conventional Wilkinson power divider; featuring an equal power split, a simultaneous impedance matching at all ports and a good isolation between output ports. The experimental results showed a good agreement with the simulation results.

Nomenclature

V_g : 전력원

Z_{in}^e : even mode 입력 임피던스

Z_{in}^o : odd mode 입력 임피던스

Z_0 : 특성 임피던스

Z_{in} : 입력 임피던스

Z_{OS} : 개방 스테브의 임피던스

λ : 파장

Γ : 반사계수

θ_0 : 전송선로의 전기적 길이

θ_{OS} : 개방 스테브의 전기적 길이

ϵ : 유전율

C : 개방 스테브의 capacitance

f_0 : 중심주파수

n : 하모닉 차수

제 1 장 서론

Wilkinson power divider / combiner는 microwave 전력 증폭기에서 아주 광범위하게 사용되고 있다 [1] [2]. 이것은 두 개의 $\lambda/4$ 전송선로와 $2Z_0$ 의 값을 가지는 저항을 사용하여 만들어지는데, 이때 λ 는 파장이고 Z_0 는 입출력 전송선로의 특성 임피던스이다. 전력 분배기 / 결합기의 입력 포트와 출력포트는 정합이 되어있고 분배기의 경우에는 출력포트, 결합기의 경우에는 입력포트인 두개의 포트는 서로 isolation되어있다.

만약 회로에 삽입되는 분배기나 결합기에서 자체적으로 고조파성분을 억제할 수 있다면 비선형 회로에서 고조파를 억제하기 위한 filter를 만들지 않은 채 전력을 분배할 수 있게 되므로 크기와 비용면에서 장점이 크다고 할 수 있다.

2003년 5월, 전력 분배기 자체에서 고조파 성분을 억제한다는 개념을 최초로 도입하여, n번째 고조파 성분을 억제하는 논문이 발표되었다 [3]. 이것은 $\lambda/4$ 전송선로에 capacitive load와 인덕터를 사용하여 3번째 고조파를 억제하는 상당히 좋은 특성을 보여주었다. 그러나 그 논문에서 제안한 방법에 따르면 capacitive load와 공진을 시키기 위하여 칩 인덕터를 사용하였는데 이는 등가회로를 복잡하게 하고 인덕터 자체의 Q가 낮아서 회로 전체에 손실이 발생한다는 단점이 있다. 그리고 n번째 고조파만을 억제할 수 있을 뿐, 이 외의 고조파는 억제하지 못한다는 단점이 있다.

본 논문에서는 고조파를 억제하기 위해 capacitive load의 T-type 등가모델과 π -type 등가모델[4]을 제안하였다. 이로 인한 장점은 90° 가 아닌 임의의 전송선로에 대해서도 길이를 줄이면서 등가적으로 같은 회로를 구성할 수 있다는 것이다. 뿐만 아니라 인덕터를 사용하지 않아 낮은 Q로 인한 손실이 없고 회로 전체적으로 간단한 구조를 제안하였다.

또한, 본 논문에서는 1개의 고조파를 억제하는 것이 아니라 여러 개의 고조파를 억제하는 일반화된 방법을 제안하였다.

2장에서는 Wilkinson power divider의 설계 이론을 우모드 해석법과 기모드 해석법을 통해 알아보고, 3장에서는 전송선로의 길이가 90° 가 아닌 일반적인 길이를 가지는 전송선로의 T-type 등가모델과 π -type 등가모델을 해석하고 구현하는 방법을 제시하였다. 그리하여 5개의 고조파를 억제하는 전력 분배기 모델을 만들어 본 논문에서 제시한 방법을 어떻게 사용

하는지 그 예를 보이고 있다.

4장에서는 9개의 고조파를 억제하기 위해 T-type 등가모델과 π -type 등가모델을 사용하여 6개의 개방 스텐브를 Wilkinson power divider의 두 개의 전송선로에 각각 배치하였다. 그리고 최종적으로 9개의 고조파를 억제한 Wilkinson power divider의 시뮬레이션 결과와 실험적인 결과가 잘 일치하였다.

제 2 장 Wilkinson power divider의 설계 이론

Wilkinson power divider는 모든 포트사이에 isolation을 가지고 모든 포트에서 임피던스 정합이 가능한 분배기이다. Wilkinson power divider는 출력 포트가 정합되면 무손실의 특성을 갖는다. 즉, 반사 전력이 있는 경우에만 전력이 소모된다.

Wilkinson power divider는 임의의 전력 분배 비율을 갖도록 만들어 질 수 있으나, 본 논문에서는 3dB Wilkinson power divider에 고조파를 억제하는 특성을 추가하였으므로 이 장에서는 3dB 전력 분배기의 설계 이론에 대해 알아볼 것이다.

Wilkinson power divider는 마이크로 스트립 또는 스트립기판을 사용하여 만들어지고 있으며 보통은 제작이 쉬운 마이크로 스트립 타입으로 만들게 된다.

해석의 간략화를 위해 모든 임피던스를 특성 임피던스 Z_0 에 대하여 정규화를 시킨다. 그림 2.1의 회로는 중간을 기점으로 대칭으로 그려졌다.

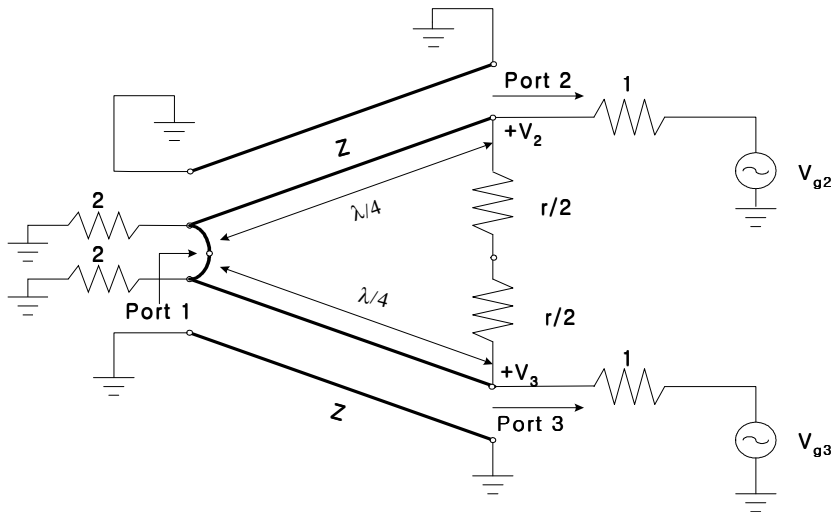


그림 2.1. 정규화되고 대칭성을 갖는 윌킨슨 전력 분배기

Fig. 2.1. The Wilkinson power divider circuit normalized and symmetric

Quarter-wave line은 특성 임피던스 Z 로 나타내어지고 병렬 저항의 정규화된 값은 r 이다. Equal-split power divider(-3dB)가 되기 위해서 $Z = \sqrt{2}$ 그리고 $r = 2$ 가 된다는 것을 위의 해석 방법으로 유추해 낸다.

전력 분배기의 해석을 위해 그림 1을 두 개의 모드로 나눈다. 우모드는 $V_{g2} = V_{g3} = 2V$ 라고 하고 기모드는 $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$ 라고 정의한다. 두 모드는 각각 따로 해석을 한 다음 중첩의 원리를 적용하면 $V_{g2} = 4V$, $V_{g3} = 0$ 이 되며 이로부터 S-parameter를 구한다.

2.1 우모드

우모드 여기를 위해 $V_{g2} = V_{g3} = 2V$ 로 하면 $V_2 = V_3$ 가 되고 저항 $r/2$ 또는 port 1의 두 개 전송선의 입력 사이에 있는 단락 선로에는 전류가 흐르지 않는다. 그러므로 그림 1의 네트워크는 개방 선로로 양분할 수 있으며 그림 2.2 (a)에 나타나 있다. Port 2에서 바라본 임피던스는 quarter-wave transformer와 같은 형태의 전송선 해석을 통해 얻을 수 있으며 그 값은 다음과 같다.

$$Z_{in}^e = \frac{Z^2}{2}$$

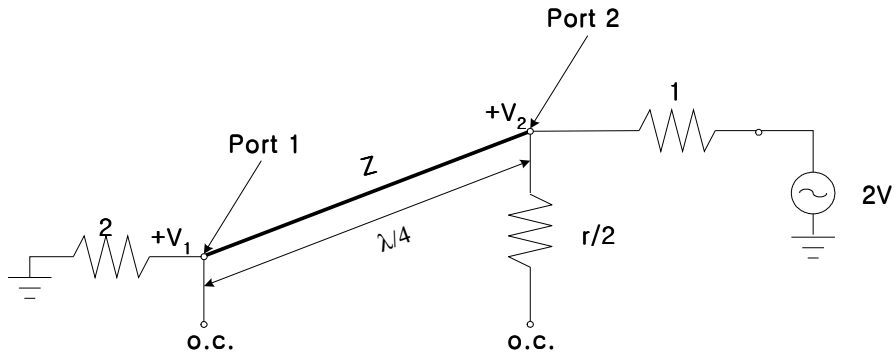
만약 $Z = \sqrt{2}$ 이면 port 2는 정합 되며($S_{22} = 0$), 모든 power는 port 1에 연결된 부하에 전달될 것이다. 저항 $r/2$ 은 한쪽 끝이 개방되어 있으므로 전류가 흐르지 않게 된다.

S-parameter S_{12} 를 구하기 위해 전압 V_1 이 필요하며 이것은 전송선로 방정식으로부터 구할 수 있다. Port 2에서 $x=0$ 으로 놓으면 port 1은 $x = \lambda/4$ 가 되고 전송선의 전압은 다음과 같다.

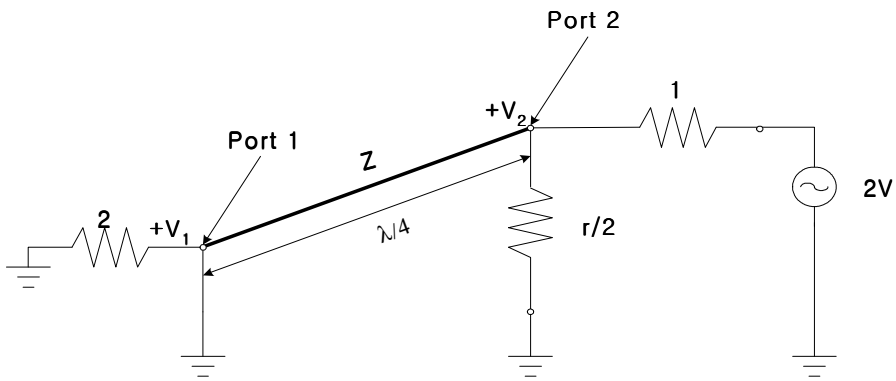
$$V(x) = V^+(e^{j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x})$$

$$V(0) = V^+(1 + \Gamma) = V_2 = V$$

$$V_1 = V\left(\frac{\lambda}{4}\right) = jV^+(\Gamma - 1) = jV\frac{\Gamma - 1}{\Gamma + 1}$$



(a)



(b)

그림. 2.2 그림 1회로의 이분회로 (a) 우모드 여기를 위한 회로도 (b) 기모드 여기를 위한 회로도

Fig. 2.2 Bisection of circuit of Fig.. 1. (a) For even-mode excitation (b) For odd-mode excitation

반사 계수 Γ 는 port 1에서 정규화된 저항 값인 2쪽으로 보았을 때의 값으로 아래와 같이 된다.

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}}$$

그리고 V_1 은 다음과 같다.

$$V_1 = jV \frac{-1}{\sqrt{2}}$$

그러므로

$$S_{12} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{-j}{\sqrt{2}} = -j 0.707$$

이 되고 대칭성에 의해 $S_{33} = 0$ 그리고 $S_{13} = -j 0.707$ 이 됨을 알 수 있다.

2.2 기모드

기모드 여기를 위해 $V_{g2} = V_{g3} = 2V$ 로 놓으면 $V_2 = -V_2$ 가 되고 그림 1의 회로의 중앙 부분은 전압이 존재하지 않게 된다. 그러므로 중앙 부분을 접지시켜서 회로를 양분화 할 수 있으며 그 회로가 그림 2.2. (b)에 나타나 있다. Port 2에서 들여다보면 $r/2$ 의 임피던스를 볼 수 있으며 병렬 연결된 $\lambda/4$ 의 전송선은 port 1에서 short되어 있으므로 port 2에서 전송선은 open된 것처럼 보인다. 그러므로 $r=2$ 일 때 port 2는 정합 되었다고 볼 수 있다($S_{22} = 0$). 기모드 여기에서는 port 1로는 전력이 전달되는 것이 없으며 모든 power는 저항 $r/2$ 로 전달된다. 다음과 같이 요약하면 S-parameters를 추론할 수 있다.

$S_{22} = S_{33} = 0$ (양쪽 모드에서 port 2와 3은 모두 정합되기 때문)

$S_{12} = S_{21} = -j0.707$ (가역적 회로이므로 대칭적임)

$S_{13} = S_{31} = -j0.707$ (가역적 회로이므로 대칭적임)

$S_{23} = S_{32} = 0$ (양분화 했을 때 단락 또는 개방되기 때문)

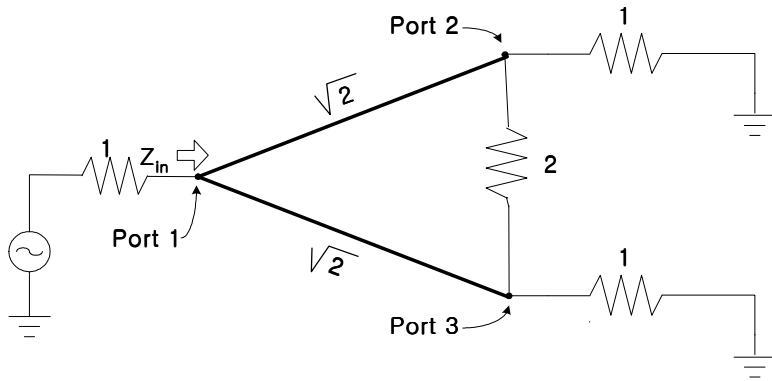
마지막 식으로부터 port 2와 3은 격리되었음을 알 수 있다.

S_{11} 은 port 2와 3이 정합된 부하로 종단되어 있을 때 port 1에서 입력 임피던스를 결정함으로써 결정되어진다. 결과적인 회로가 그림 2.3에 나타나 있으며 $V_2 = V_3$ 인 우모드 여기와 유사한 형태를 갖는다. 정규화된 저항 2에는 전류가 흐르지 않으므로 회로에서 억제될 수 있으며 그 회로가 그림 2.3 (b)에 나타나 있다. 이 회로는 정규화된 저항 1로 종결되어 있는 평행한 두 개의 quarter-wave transformers로 나타내어진다.

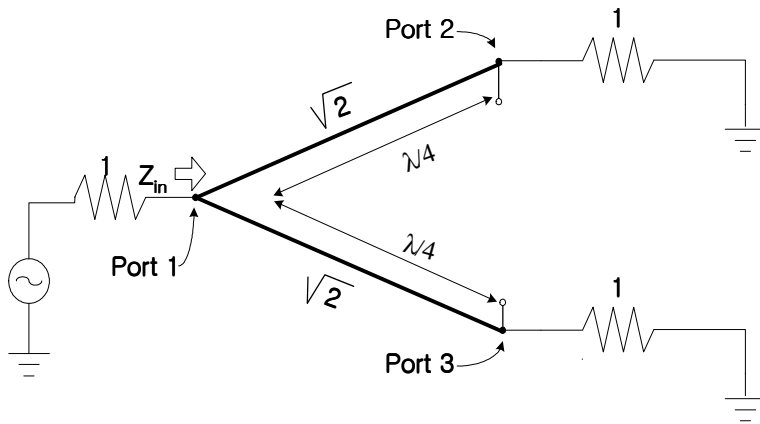
입력 임피던스는

$$Z_{in} = \frac{1}{2} \frac{(\sqrt{2})^2}{1} = 1$$

이고 이로써 $S_{11} = 0$ 이 된다. Port 1로 입력이 들어가고 출력 ports가 모두 임피던스 정합이 되어 있을 때 저항에서는 전력이 소비되지 않는다. 그러므로 출력들이 정합되어 있으면 Wilkinson power divider는 무손실이 되고 port 2와 3로부터 반사된 전력만이 저항에서 소비된다.



(a)



(b)

그림 3 S_{11} 을 구하기 위한 윌킨슨 전력 분배기 해석 (a) 종단된 윌킨슨 전력분배기 (b) (a)의 회로에 대한 이분회로

Fig. 3. Analysis of the Wilkinson power divider to find S_{11} . (a) The terminated Wilkinson power divider (b) Bisection of the circuit in (a).

제 3 장 9개의 고조파를 억제하는 Wilkinson power divider

본 논문에서는 고조파 성분을 억제하기 위해 T-type 등가회로와 π -type 등가회로를 제안하였다. 그리고 먼저, 억제할 고조파의 수를 5개로 하여 본 논문에서 제안한 이론이 잘 적용되는지 확인하고, 그 후에 억제할 고조파의 수를 9개로 늘려갔다.

3.1. T-type $\lambda/4$ 등가회로 구현방법

그림 3.1 (a)는 전송선로의 길이가 90° 가 아닌 임의의 길이를 가지는 전송선로를 나타내고 있다.

이 전송선로의 ABCD matrix는 아래와 같다.

$$\begin{pmatrix} \cos\theta_0 & jZ_0\sin\theta_0 \\ j\frac{\sin\theta_0}{Z_0} & \cos\theta_0 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

그림 3.1 (b)의 전체 ABCD matrix는 아래 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} \cos\theta_{01} & jZ_{01}\sin\theta_{01} \\ j\frac{\sin\theta_{01}}{Z_{01}} & \cos\theta_{01} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_{01} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\theta_{01} & jZ_{01}\sin\theta_{01} \\ j\frac{\sin\theta_{01}}{Z_{01}} & \cos\theta_{01} \end{pmatrix} \\ & = \begin{pmatrix} \cos^2\theta_{01} - Z_{01}\omega C_{01}\cos\theta_{01}\sin\theta_{01} - \sin^2\theta_{01} \\ j\frac{\sin\theta_{01}\cos\theta_{01}}{Z_{01}} + j\omega C_{01}\cos^2\theta_{01} + j\frac{\cos\theta_{01}\sin\theta_{01}}{Z_{01}} \\ jZ_{01}\cos\theta_{01}\sin\theta_{01} - jZ_{01}^2\omega C_{01}\sin^2\theta_{01} + j\sin\theta_{01} \\ -\sin^2\theta_{01} - Z_{01}\omega C_{01}\sin\theta_{01}\cos\theta_{01} + \cos^2\theta_{01} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

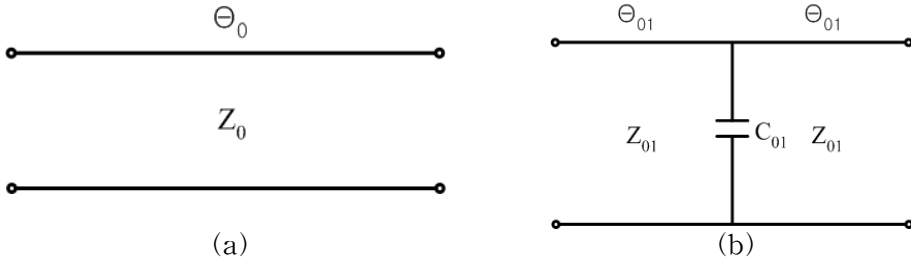


그림 3.1. (a) 임의의 길이를 가지는 전송선로 (b) T-type 등가회로
 Fig. 3.1. (a) Transmission line of arbitrary length (b) T-type equivalent circuit

$\cos^2\theta - \sin^2\theta = \cos 2\theta$ 이므로, 전체 ABCD matrix는 아래와 같다.

$$\begin{pmatrix} \cos 2\theta - \frac{1}{2} Z \omega C \sin 2\theta & j Z \sin 2\theta - j Z^2 \omega C \sin^2 \theta \\ j \frac{\sin 2\theta}{Z} + j \omega C \cos^2 \theta & \cos \theta - \frac{1}{2} Z \omega C \sin 2\theta \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

그림 3.1의 두 회로는 등가적으로 같으므로 3.1과 3.2 두 식으로부터 T-type 등가회로의 임피던스 Z_{01} 과 병렬 커패시턴스 성분 C_{01} 을 구하는 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} \cos^2 \theta_{01} - Z_{01} \omega C_{01} \cos \theta_{01} \sin \theta_{01} - \sin^2 \theta_{01} = \cos \theta_0 \\ j 2 Z_{01} \sin \theta_{01} \cos \theta_{01} - j Z_{01}^2 \omega C_{01} \sin^2 \theta_{01} = j Z_0 \sin \theta_0 \\ j 2 \frac{\sin \theta_{01} \cos \theta_{01}}{Z_{01}} + j \omega C_{01} \cos^2 \theta_{01} = j \frac{\sin \theta_0}{Z_0} \end{cases} \quad (3.3)$$

식(3.3)은 다음과 같이 간단히 쓸 수 있다.

$$\begin{cases} \cos 2\theta_{01} - \frac{1}{2} Z_{01} \omega C_{01} \sin 2\theta_{01} = \cos \theta_0 \\ Z_{01} \sin 2\theta_{01} - Z_{01}^2 \omega C_{01} \sin^2 \theta_{01} = Z_0 \sin \theta_0 \\ \frac{\sin 2\theta_{01}}{Z_{01}} + \omega C_{01} \cos^2 \theta_{01} = \frac{\sin \theta_0}{Z_0} \end{cases} \quad (3.4)$$

다시 식 (3.4.c)를 정리하면,

$$Z_{01} \sin 2\theta_{01} + Z_{01}^2 \omega C_{01} \cos^2 \theta_{01} = Z_{01}^2 \frac{1}{Z_0} \sin \theta_0 \quad (3.5)$$

가 되고, (3.5)식에서 (3.4.b)식을 빼면 아래와 같다.

$$Z_{01}^2 \omega C_{01} = \frac{\sin \theta_0}{Z_0} (Z_{01}^2 - (Z_0)^2) \quad (3.6)$$

(3.4.a)식은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{2} Z_{01} \omega C_{01} \sin 2\theta_{01} = \cos 2\theta_{01} - \cos \theta_0$$

여기서 t 를 아래와 같이 정의한다.

$$Z_{01} \omega C_{01} = \frac{2(\cos 2\theta_{01} - \cos \theta_0)}{\sin 2\theta_{01}} = t \quad (3.7)$$

(3.7)식을 (3.6)식에 대입하면 다음과 같다.

$$tZ = \frac{\sin \theta_0}{Z_0} (Z_{01}^2 - Z_0^2)$$

$$Z_{01}^2 - Z_0^2 = t \frac{Z_0}{\sin\theta_0} Z_{01} = t' Z_{01} \quad (3.8)$$

$$\therefore t' = t \frac{Z_0}{\sin\theta_0}$$

(3.8) 식의 우변을 좌변으로 옮겨서 다시 정리한다.

$$Z_{01}^2 - t' Z_{01} - Z_0^2 = 0$$

$$Z_{01}^2 - t' Z_{01} + \frac{1}{4} (t')^2 - \frac{1}{4} Z_0^2 = 0$$

$$\left(Z_{01} - \frac{t'}{2}\right)^2 = Z_0^2 + \frac{1}{4} (t')^2$$

따라서 T-type 등가회로의 임피던스 Z_{01} 는

$$Z_{01} = \frac{t'}{2} \pm \sqrt{Z_0^2 + \frac{1}{4} (t')^2} \quad (3.9)$$

이고, 여기서 t' 은 다음과 같다.

$$t' = 2 \frac{Z_0}{\sin\theta_0} \frac{(\cos 2\theta_{01} - \cos\theta_0)}{\sin 2\theta_{01}}$$

또한 T-type 등가회로의 병렬 커패시턴스값은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$Z_{01} \omega C_{01} = t$$

$$C_{01} = \frac{t}{\omega Z_{01}} \quad (3.10)$$

여기서, t 는 다음과 같다.

$$t = \frac{2(\cos 2\theta_{01} - \cos \theta_0)}{\sin 2\theta_{01}}$$

그림 3.1 (a)에서 전송선의 길이 θ_0 이 그림 3. 1 (b)와 같이 전송선 θ_{01} 와 집중소자 C_{01} 로 표현이 되면, 전송선의 길이 θ_{01} 가 원래 전송선의 길이보다 줄어들고 특성 임피던스 Z_{01} 이 커지는 경향이 있음을 알 수 있다.

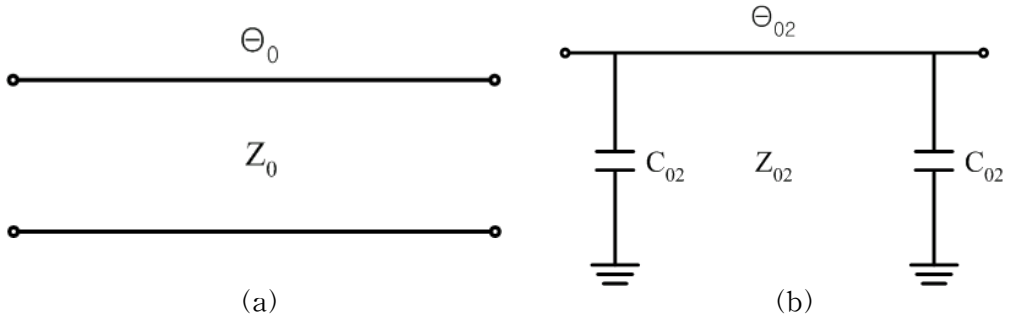


그림 3.2. (a) 임의의 길이를 가지는 전송선로 (b) π -type 등가회로
 Fig. 3.2. (a) Transmission line of arbitrary length (b) π -type equivalent circuit

3.2 π -type $\lambda/4$ 등가회로 구현방법

그림 3.2는 임의의 길이를 가지는 전송선로(a)에서 π -type 등가회로(b)를 표현한 것이다. 전송선로의 길이가 90° 일 때에는 Hirota[4], 180° 일 때에는 Hong[5]이 제안한 식으로 표현될 수 있다.

일반적인 임의의 길이는 다음 식으로 표현이 가능하다.

$$Z_{02} = \frac{\sin\theta_0}{\sin\theta_{02}} Z_0 \quad (3.10)$$

$$\omega C_{02} = \frac{1}{Z_0 \sin\theta_{02}} (-\cos\theta_0 + \cos\theta_{02}) \quad (3.11)$$

이 식들도 전송선의 길이 θ_0 가 그림 3.2 (b)와 같이 전송선 θ_{02} 와 집중소자 C_{02} 로 표현하면 전송선로의 길이 θ_{02} 는 줄어들고 특성 임피던스 Z_{02} 는 커지는 경향을 보이고 있다.

3.3 $\lambda/4$ 전송선로의 등가회로를 이용한 고조파 억제

강봉구 교수가 제안한 전력 분배기의 길이는 용량성 부하 전송선로를 $\lambda/4$ 로 놓았기 때문에 실제로는 $\lambda/4$ 보다 길이가 길어지는 효과가 있다 [3].

이로 인해 전력 분배기의 기모드 정합을 위하여 인덕터를 불가피하게 삽입하게 된 것이다. 본 논문에서는 이 인덕터를 억제하기 위해 용량성 부하 전체를 $\lambda/4$ 로 사용한다.

T-type 등가회로를 이용하여 회로를 제작할 경우에는 하나의 고조파 성분만을 억제할 수 있다. 반면 Hirota의 이론을 사용하여 π -type 등가회로를 구현하였을 경우엔 2개의 고조파를 억제할 수 있다. 이는 두 가지 등가회로에서 보이는 병렬 커패시턴스 값을 개방 스텐브로 구현하고 이 개방 스텐브의 길이와 폭을 조절함으로써 n번째 고조파성분을 억제하는 데, T-type은 하나의 병렬 커패시턴스를 가지고 π -type은 두개의 병렬 커패시턴스를 가지기 때문이다.

이 때 개방 스텐브의 폭과 길이는 다음과 같이 구해진다. 개방 스텐브의 전기적 길이 θ_{OS} 은 억제하고자 하는 고조파의 차수로부터 구할 수 있고, 개방 스텐브의 임피던스 Z_{OS} 는 T-type과 π -type 등가회로에서 구해지는 ωC 값으로부터 구할 수 있다.

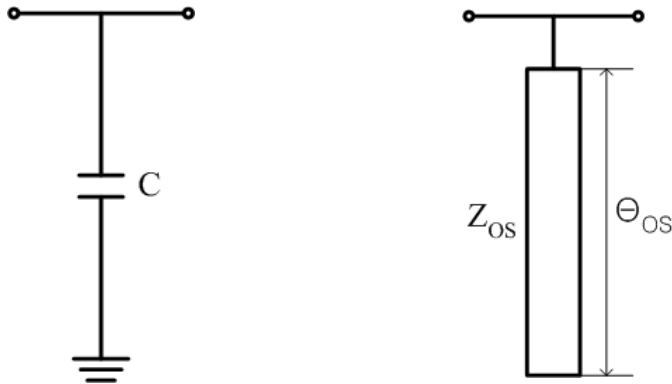


그림 3.3. 개방 스텐브 구현법

Fig. 3.3. realization of open stub

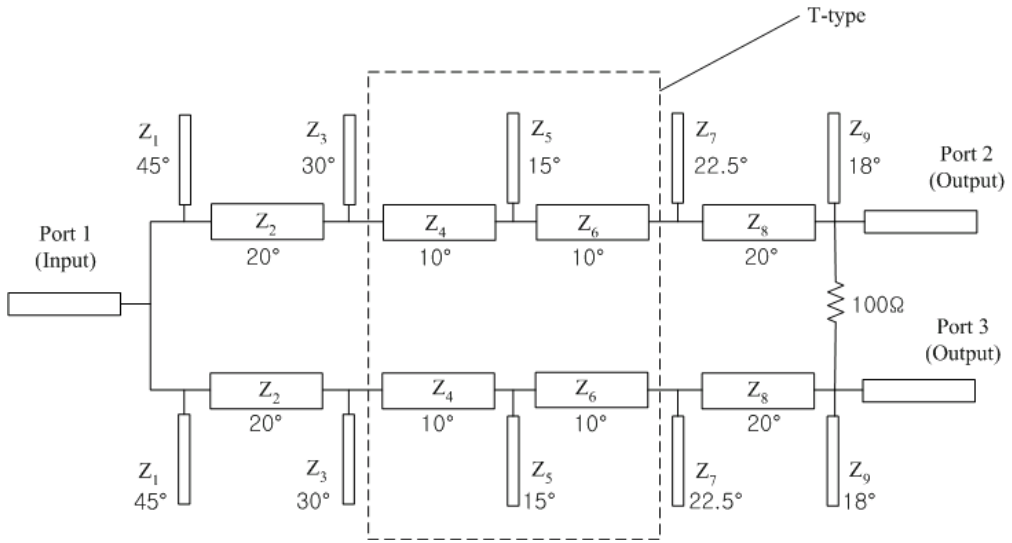


그림 3.4. 5개의 고조파 성분을 억제하는 회로 ($\theta=90^\circ$)

Fig. 3.4. 5 harmonics suppression circuit ($\theta=90^\circ$)

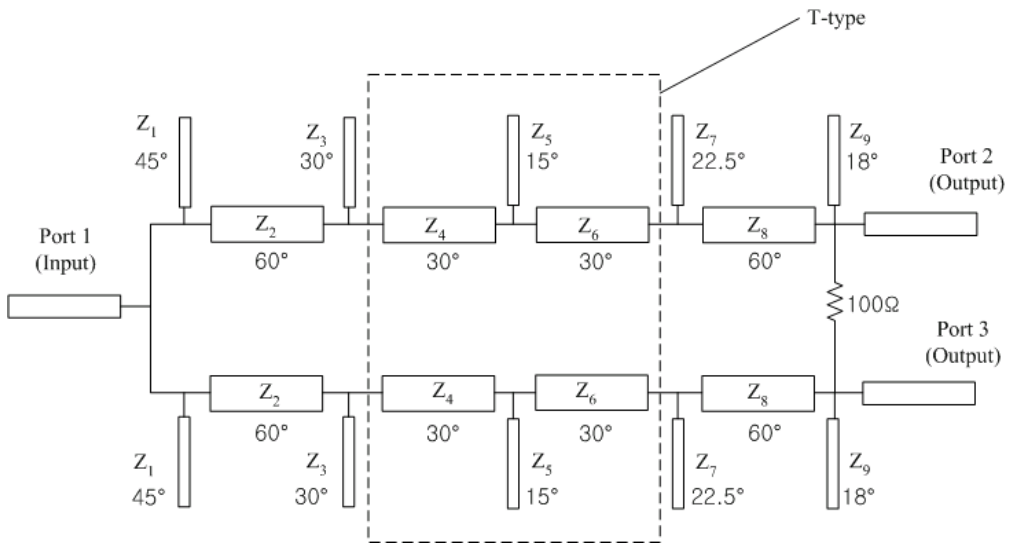


그림 3.5. 5개의 고조파 성분을 억제하는 회로 ($\theta=270^\circ$)

Fig. 3.5. 5 harmonics suppression circuit ($\theta=270^\circ$)

$$\theta_{OS} = \frac{\lambda}{4n} \quad (n=2, 3, 4, \dots, 9)$$

$$Z_{OS} = \frac{\tan \theta_{OS}}{\omega C}$$

위 식으로부터 구해진 개방 스테르브를 윌킨슨 전력 분배기의 두 개의 전송선로에 배치하여 우리가 억제하고자 하는 고조파를 억제할 수 있다. 억제하고자 하는 고조파의 수에 따라 적절히 T-type과 π -type 등가회로를 배치하면 셋 이상의 고조파를 억제할 수 있다.

그림 3.4는 5개의 고조파를 억제하는 회로이다. 그림에서 보듯이 5개의 고조파를 억제하기 위해 90° 전송선로를 30°씩 3등분하여 각 30°길이의 등가회로를 각각 T-type과 π -Type으로 구현하였다. 가운데 점선으로 표시한 부분이 T-type이고 양쪽은 π -type이다. T-type에서 하나의 고조파를 억제하고 양쪽의 π -type에서 각각 두 개씩의 고조파를 억제하여 모두 5개의 고조파를 억제할 수 있게 된다.

결과적으로 이 회로는 우리가 원하는 5개의 고조파 성분을 정확하게 억제할 수는 있지만 각 개방 스테르브의 임피던스가 굉장히 높아 실제 제작에 큰 어려움이 따른다. 그림 3. 4에서 Z_1 이 331.6 Ω 으로 가장 크고, 가장 작은 Z_0 가 107.73 Ω 이다.

다음 장에서는 실제 제작이 가능하도록 하기 위해 90°전송선로가 아닌 270°전송선로를 사용해보았다.

물론 이 때에 2번째 고조파를 억제하기 위한 개방 스테르브와 3번째 고조파를 억제하기 위한 개방 스테르브가 각각의 기수배의 고조파도 같이 억제할 수 있기 때문에 실제로 억제되는 고조파의 수는 더 많아진다. 그러나 여기에서는 5개의 고조파만을 억제하고자 하기 때문에 그 외의 효과는 무시했다.

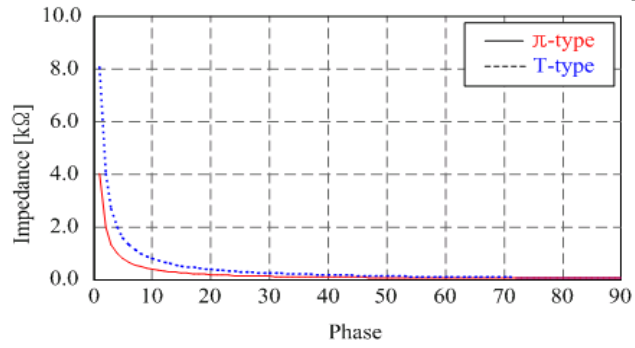
3.4 $3\lambda/4$ 전송선로 등가회로를 이용한 고조파 억제

앞 chapter에서 이미 언급했듯이 억제하고자 하는 고조파의 수가 많아질수록 $\lambda/4$ 전송선로에서는 제작해야 하는 개방 스테르브의 수가 늘어남에 따라 각 개방 스테르브의 임피던스가 높아져 제작이 어려워진다는 단점이 발생한다. 이를 극복하기 위해 $3\lambda/4$ 전송선로의 등가회로를 이용하여 설계하고 시뮬레이션을 하였다.

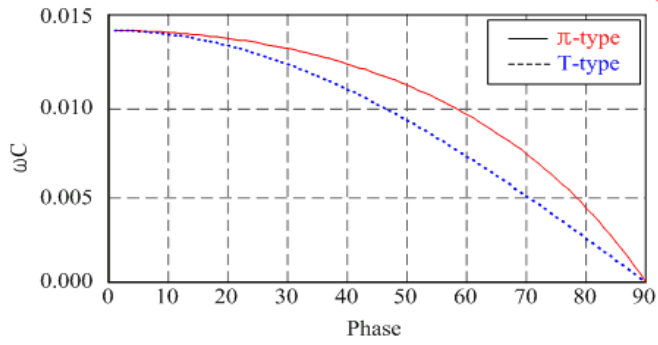
그림 3.4는 $3\lambda/4$ 전송선로를 90° 씩 3등분하여 각각의 등가회로를 π -type과 T-type으로 구현한 것이다. 이 그림에서 개방 스테르브의 임피던스는 $\lambda/4$ 전송선로를 사용할 때보다 훨씬 낮아져 가장 큰 값인 Z_1 이 102.5Ω 으로 낮아진다. 따라서 $3\lambda/4$ 전송선로를 사용하면 실제 제작이 더 쉬워진다.

전기적 길이에 따른 $\lambda/4$ 와 $3\lambda/4$ 개방 스테르브의 임피던스를 표 1에 나타내었다.

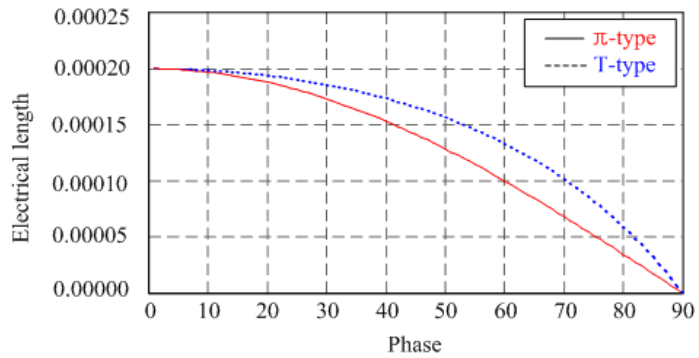
그림 3.6은 π -type과 T-type 등가회로의 전송선로의 길이 변화에 따른 각 parameter의 변화를 나타낸 그래프이다. 전송선로의 길이가 0° 에서 90° 까지 변함에 따라서 전송선로의 임피던스 변화와 개방 스테르브의 병렬 커패시턴스 성분과 전기적 길이의 변화를 나타낸다. 이 그래프에 따르면 π -type과 T-type의 type에 무관하게, 등가회로에서 전송선로의 길이를 길게 할수록 전송선로의 임피던스는 작아지고 개방 스테르브의 병렬 커패시턴스 값과 전기적 길이도 작아지는 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 3.5. π -type과 T-type의 전송선로 길이에 따른 각 파라미터의 변화
 (a) 전송선로의 임피던스 (b) 병렬 C성분 (c) 개방 스텐브의 전기적 길이 ($Z_0=50\Omega$)

Fig. 3.5. Variation of parameters as length of transmission line of π -type and T-type (a) impedance of transmission line (b) ωC (c) electrical length of open stub ($Z_0=50\Omega$)

표 3. 1. 전송선로의 길이가 $\lambda/4$, $3\lambda/4$ 일 때, 각 개방 스텐브의 임피던스 수치 ($f_0 = 880\text{MHz}$)

Table 3. 1. Impedance of open stubs where length of transmission line is $\lambda/4$ and $3\lambda/4$ ($f_0 = 880\text{MHz}$)

개방 스텐브의 전기적 길이	임피던스	
	$\lambda/4$	$3\lambda/4$
45°	331.66 Ω	102.5 Ω
30°	191.43 Ω	96.22 Ω
22.5°	137.34 Ω	69.03 Ω
18°	107.73 Ω	54.15 Ω
15°	125.43 Ω	44.66 Ω

제 4 장. 시뮬레이션 및 측정

중심주파수 880MHz에서 Z_0 가 70.7Ω 이고 9개의 고조파를 억제하는 Wilkinson power divider를 실제 제작한 후 측정하였다.

시뮬레이션에는 Agilent사의 ADS를 사용하였다. 제작에 사용된 기판은 유전율이 3.5이고 0.75mm의 높이를 가지는 teflon기판을 사용하였다. 측정에 사용한 장비는 HP사의 HP8722ES network analyzer이다.

9개의 고조파를 억제하기 위해 각 등가회로의 병렬 커패시턴스를 개방 스테르브로 제작하였는데 제작된 각각의 개방 스테르브의 임피던스와 전기적 길이는 표 2에 나타내었다.

각 개방 스테르브의 길이는 $\lambda/4n$ 로 n 은 2부터 9까지의 값을 가진다. 이중 6번째와 9번째의 개방 스테르브는 제작할 필요가 없다. 그 이유는 2번째의 개방 스테르브가 그 기수배인 6번째의 고조파를 억제하고 마찬가지로 3번째의 개방 스테르브도 그 기수배에 해당하는 9번째 고조파를 억제할 수 있기 때문이다.

그림 4. 1은 시뮬레이션에 사용된 회로도이며 그림 4. 2는 이 회로도를 이용하여 실제 제작한 기판의 사진이다. 실제 제작된 power divider는 $13\text{cm} \times 6\text{cm}$ 의 크기를 가진다.

시뮬레이션 결과와 제작된 기판으로 측정한 결과 값의 S-parameter를 비교한 그래프를 그림 4. 3에 나타내었다. 중심주파수 880MHz에서 S_{11} 은 -25dB, S_{21} 은 -3.2dB를 만족하고, 또한 S_{21} 은 중심주파수의 각 배수에서 -37dB이하로 떨어지는 것을 확인할 수 있다. f_0 의 n 배 주파수에서의 각 S_{21} 을 표 3에 나타내었다.

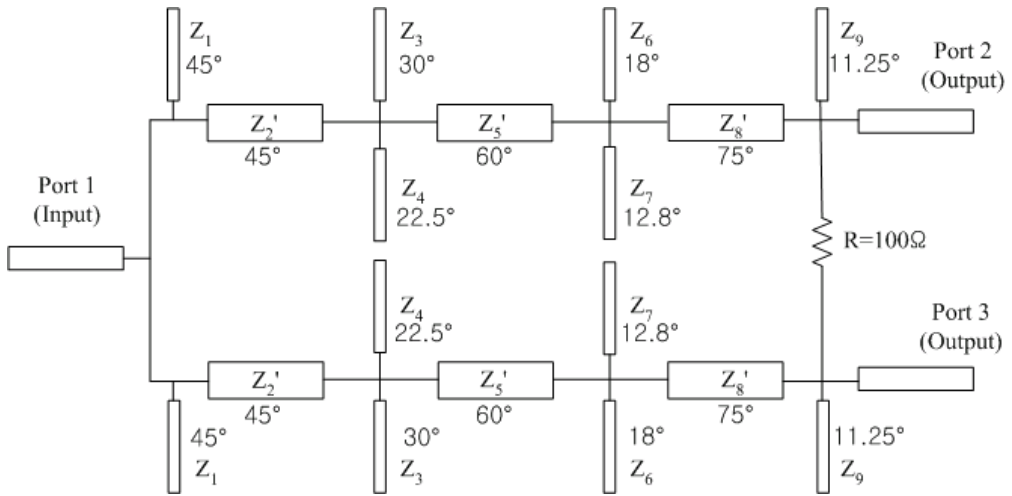


그림 4.1. 9개의 고조파를 억제하는 회로
 Fig. 4.1. 9 harmonics suppression circuit

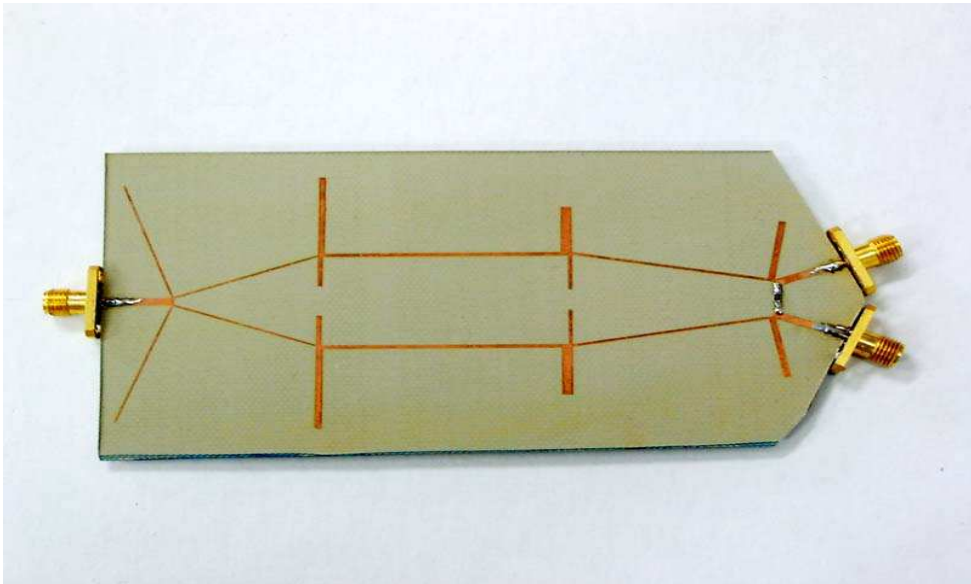
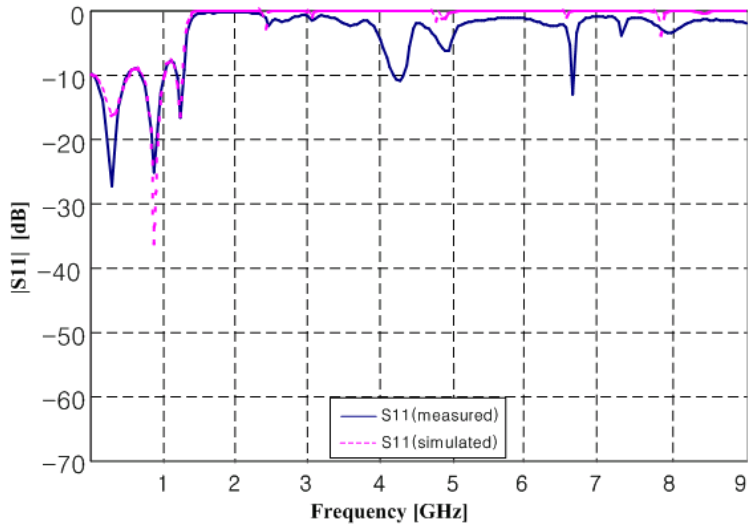
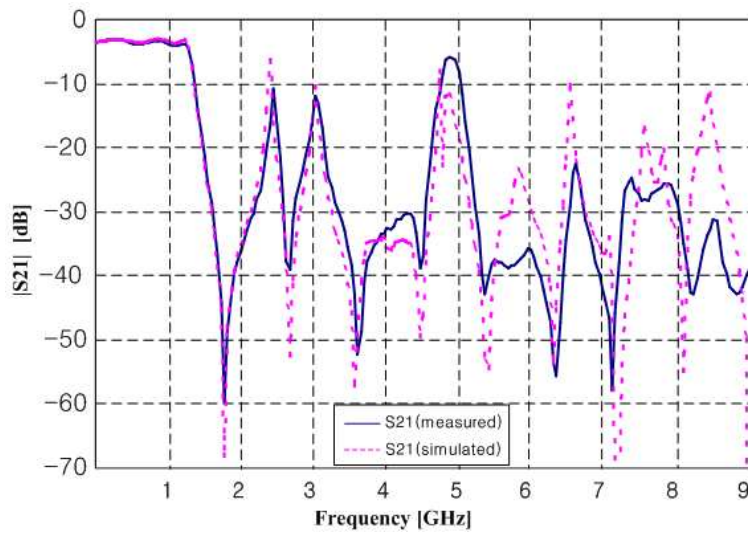


그림 4. 2. 9개 고조파를 억제하는 윌킨슨 전력 분배기의 제작된 사진
 Fig. 4. 2. Photograph of fabricated Wilkinson power divider for 9 harmonics suppression



(a)



(b)

그림 4. 3. 윌킨슨 전력 분배기의 S-parameter의 시뮬레이션값과 측정값
(a) S_{11} , (b) S_{21}

Fig. 4. 3. Simulated and measured S-parameters of Wilkinson power divider (a) S_{11} , (b) S_{21}

표 2. 제작된 윌킨슨 전력 분배기에서 오픈 스텐브의 전기적 길이와 임피던스 값

Table 2. Electrical length and impedances of open stubs of fabricated Wilkinson power divider

frequency	electrical length	임피던스
$2f_0$	45°	100 Ω
$3f_0$	30°	57.73 Ω
$4f_0$	22.5°	59.2 Ω
$5f_0$	18°	46.41 Ω
$7f_0$	12.8°	75.73 Ω
$8f_0$	11.25°	66.3 Ω

표 3. 윌킨슨 전력 분배기의 S_{21} 의 시뮬레이션 값과 측정값
 table 3. S_{21} simulated and measured result of Wilkinson power divider

주파수	S_{21}	
	계산치 (dB)	측정치 (dB)
f_0	-3.01	-3.2
$2f_0$	-68.1	-59.7
$3f_0$	-52.5	-39.1
$4f_0$	-57.1	-42.8
$5f_0$	-46.3	-37.1
$6f_0$	-53.2	-42.8
$7f_0$	-41.7	-53.3
$8f_0$	-72.6	-37.9
$9f_0$	-55.1	-35.0

제 5 장. 결론

본 논문에서는 월킨슨 전력 분배기에 고조파를 억제하는 기능을 추가함으로써 전체 회로의 구성에서 고조파를 억제하기 위한 filter가 따로 필요하지 않아 그 구성이 간단해지고, 인덕터를 사용하지 않음으로써 더 간단해질 수 있다는 이론을 제안하였다. π -type 등가회로와 T-type 등가회로를 이용하여 9개의 고조파를 억제할 수 있는 전력 분배기를 구현하는 방법을 제시하였고 실제 제작하여 측정까지 하였다.

중심주파수 880MHz에서 2포트와 3포트의 출력이 -3.2dB로 동일하였고 ($S_{21}=S_{31}$), isolation 특성이 좋은 것을 확인할 수 있었다. 880MHz의 각 배수에서는 S_{21} 과 S_{31} 이 정확히 -37dB이하로 떨어지는 것을 확인하였다.

따라서 본 논문에서 제안한 월킨슨 전력 분배기는 중심주파수의 각 배수에서 고조파를 억제하면서, 중심주파수에서는 일반적인 월킨슨 전력 분배기로서 동작을 한다는 것을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] E. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-8, pp. 116-118, January 1960.
- [2] D. M. Pozar, *Microwave Eng.*, Adding- Wesley, 1990, pp.395-399.
- [3] K. H. Yi and B. K. Kang. "Modified Wilkinson power divider for n th harmonic suppression". *IEEE microwave and wireless components*. vol. 13, no. 5, pp. 178-180, May 2003
- [4] 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
- [5] J. S. Hong and M. J. Lancaster. " Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters" *IEEE trans. microwave theory tech.* vol. 45, no. 12, pp. 2358 -2365, December 1997

감사의 글

우선 모자란 제가 여기 설 수 있도록 도와주신 모든 분들께 마음을 담아 진심으로 감사드립니다.

본 논문이 나올 수 있도록 실수투성이인 저를 다독이면서 지도해주신 저희 지도교수 강인호 교수님과 논문에서 잘못된 부분에 대해 아낌없는 조언을 해주신 조형래 교수님과 저의 논문 심사를 맡아주시고 많은 관심을 기울여주신 윤영 교수님과 끝까지 관심을 가지고 많은 조언과 질책을 해주신 전파공학과 교수님들께 머리 숙여 감사드립니다.

마음으로부터 조언을 해주신 마이크로파 실험실에 동한이 형에게 감사드리면서 논문이 금상에 뽑히신 걸 다시 축하드립니다. 유일하게 남아있는 1기 선배인 외형이 선배님과 얼마 전 결혼한 윤준씨에게도 감사의 마음을 전하고, 몇 되지 않는 동기 성준이와 정원이한테도 고맙다는 말을 전하고 싶습니다. 과후배이면서 조교를 맡아서 옆에서 많은 도움을 준 민지에게도 감사의 뜻을 전합니다. 실험실에 늦게 들어와서 아무것도 모르던 제게 많은 도움을 주던 병구와 마티즈로 중간까지 태워줘서 차비를 절약할 수 있게 해준 현이, 한해 후배지만 모자란 선배보다 훨씬 낫고 여러모로 도움과 조언을 해준 재교와 진산이에게도 마음으로부터 고맙다는 말을 전합니다. 다른 실험실의 도연이와 태길이, 동식이, 수홍이를 비롯한 많은 후배들에게도 감사의 마음을 전합니다.

그리고 전라도에 살지만 진심으로 사랑하는 친구 용선이와 그의 신부가 된 신영이, 쌍둥이 아빠가 된다는 진홍이, 고등학교때부터 대학까지 같이 온 의영이와 아버지의 가업을 물려받은 완직이, 성당 친구들 창대, 재훈, 해준, 재환, 정주, 현주에게도 감사의 마음을 전합니다. 20년이 넘는 친구 선례와 형일이, 병석이한테도 마음으로부터 고마운 마음을 전합니다.

3년 전부터 힘들 때마다 항상 마음의 지주가 되어준 회숙이와 저를 여기까지 있게 해주신 아버지 어머니 동생 세훈이에게도 고마운 마음을 전하고 싶습니다. 그리고 하늘나라에서 우형을 지켜보고 있을 사랑하는 내 동생 경훈이와 큰 조카를 유달리 아껴주시던 작은 아버지에게도 사랑을 담아서 감사하다고 말하고 싶습니다.

이제 사회생활을 시작함에 있어 어려울 때마다 위의 고마운 분들을 기억하며 열심히 살도록 노력하겠습니다.

감사합니다.