

미앤더(Meander) 결합 형태의 Wilkinson 전력 분배기 설계 방법

Design Method of the Meander-Coupled Wilkinson Power Divider for L-band

이영순* · 이창언* · 김선효** · 신철재*

Young-Soon Lee* · Chang-On Lee* · Seon-Hyo Kim** · Chull-Chai Shin*

요 약

본 논문에서는 슬릿이 삽입된 미앤더(meander) 결합형태의 Wilkinson 전력 분배기의 설계방법을 제시하였다. 이 구조는 설계 시 요구되는 각 결합간격 및 슬릿의 크기에 따라 전기적 특성이 달라지기 때문에, 최적의 특성을 위한 각 변수들의 값은 매번 반복적 실험에 의해 결정해야 하는 상당히 번거로운 설계 작업이 요구된다. 따라서 설계하고자 하는 중심 주파수가 주어질 경우, 최적의 동작을 위한 각 결합간격 및 슬릿의 크기를 보다 쉽게 최적화 할 수 있도록 수식으로 표현하였다.

본 논문에서 얻은 설계 식을 사용한 설계 예로, 중심 주파수 1.5 GHz에서 동작하는 전력 분배기를 구현하였으며, 이는 기존에 비해 향상된 전기적 특성을 가졌을 뿐만 아니라, 측정 결과 또한 모의실험 결과와 유사하여 설계 식의 유용성을 확인할 수 있었다.

Abstract

In this paper, the design method of the meander-coupled Wilkinson power divider with slit is proposed. Because the electrical performance of this structure is varied with each coupling distance and the slit's size, a tedious design work, which is done by trial and error correction, is required to determine the values of parameters for the best suitable operation. To solve this problems, therefore, an experimental design formulas for optimum performance are presented by curve fitting, under the desired center frequency(f_0).

As the example using the proposed design equation, we designed and fabricated the meander-coupled divider at $f_0=1.5$ GHz. It has better electrical performance and measured results also agrees very well that of the simulated. From these observation, it can be concluded that the obtained design formulas are useful for design of this divider.

I. 서 론

오늘날 이동 통신의 급속한 발달에 따라 통신기기의 수요가 급증하고 있으며, 요구되는 품질 수준 또한 더욱 높아지고 있다. 이에 부응하기 위한 전략

중의 하나가 바로 이동 통신 부품의 소형화이다. 이러한 일환의 하나로 기존 Wilkinson 전력 분배기를 미앤더(meander) 형태로 변형시켜 크기를 소형화시킨 새로운 구조가 제안되었다^[1].

이 전력 분배기는 기존 구조의 $\lambda/4$ -정합선로를 3

*아주대학교 전자공학부(School of Electronics Engineering, Ajou University)

**창원기능대학 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Changwon Polytec. College)

· 논문 번호 : 20001122-137

· 수정완료일자 : 2001년 5월 2일

가닥의 미앤더 결합형태로 구현하여 크기를 약 1/3 정도로 소형화 시켰고, 유도성 슬릿을 삽입하여 발생된 결합력 보상 및 달라진 정합 특성을 교정하였다. 그러나 이 구조의 전력 분배기는 미앤더 결합형태를 이루는 각 결합간격 및 삽입된 슬릿의 크기에 따라 그 전기적 특성이 달라지기 때문에, 기존과 동일한 특성을 유지하기 위해 반복적 실험(trial and error correction)을 통하여 각 설계 변수들의 값을 최적화 시켰다. 즉, 이전 설계에서는 한 동작 주파수에서 최적의 특성을 만족시키기 위해, 정합선로의 길이 조절 및 계속적인 실험을 통하여 적절한 결합간격과 슬릿의 크기를 결정하였기 때문에, 만일 다른 설계 조건 아래에서 이 구조를 응용할 경우, 또 다시 반복 작업을 통하여 정합특성을 최적화 해야 하는 번거로움이 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 본 논문에서는 주어진 주파수에서 미앤더 결합형태의 전력 분배기를 보다 편리하게 설계할 수 있는 설계 방법을 제시하였다. 설계하고자 하는 중심 주파수가 주어지면, 각각의 주파수 대역에서 최적의 동작을 위한 최적화된 설계 변수 값을 결정할 수 있도록 이에 관한 설계 식을 Curve fitting을 통하여 표현하였다. 이는 정합선로의 물리적 길이를 $\lambda/4$ 로 고정시킨 후, 각 결합간격 및 슬릿의 크기를 다양하게 변화시키면서 나타나는 특성 변화의 관찰을 통하여 이루어졌다. 관찰 결과, 미앤더 결합형태의 전력 분배기의 설계에 있어서 원하는 동작 주파수는 결합간격의 조절로 결정할 수 있으며, 슬릿의 크기 조절을 통하여 전기적 특성을 최적화시킬 수 있다. 이렇게 얻어진 설계 식을 사용한 설계 예로써, 중심 주파수 1.5 GHz에서 동작하는 전력 분배기를 설계 및 제작하였으며, 측정결과로부터 설계 식의 유용성을 확인할 수 있었다.

II. 미앤더 결합형태의 전력 분배기

2-1 미앤더 결합형태의 전력 분배기 구조

그림 1은 본 논문에서 설계 방법을 제시하고자 하는 슬릿이 삽입된 미앤더 결합형태의 전력 분배기 모델이다.

이 구조는 기존 Wilkinson 전력 분배기에 사용된

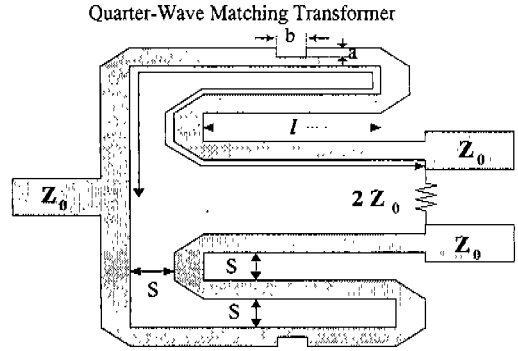


그림 1. 슬릿이 삽입된 미앤더 구조의 전력 분배기
Fig. 1. The meander-coupled power divider with slit.

$\lambda/4$ -정합선로를 3가닥의 미앤더 결합 선로 형태로 구현하여 크기를 소형화시켰고, 기존과 동일한 전기적 특성을 유지하기 위해 선로의 길이 조절 및 슬릿을 삽입하여 정합특성을 교정한 형태이다^[1].

기존 Wilkinson 전력 분배기의 $\lambda/4$ -정합선로는 마이크로스트립 선로로 구현할 경우, 넓은 점유면적을 차지하게 되어 크기면에서 상당히 제한적인 요소가 되었다. 특히 저주파 영역에서 마이크로스트립 선로의 길이 증가로 인한 크기 증대의 문제점은 크기를 줄이면서 동시에 기존과 같은 특성을 유지해야 하는 필요성을 요구한다^[2]. 이러한 필요에 부응하여 그림 1의 전력 분배기 구조가 제안되었다. 이 구조는 기존의 $\lambda/4$ -정합 선로를 동일한 특성 임피던스의 값으로 유지한 상태에서 3가닥의 미앤더 결합형태로 구현하여 크기를 줄였으며, 이로 인해 발생하는 전기적 특성 및 위상의 변화를 유도성 슬릿과 정합 선로의 길이 조절을 통하여 보상하였다.

전형적인 Wilkinson 전력 분배기를 우·기 모드 등가회로를 통하여 분석해 보면, $\sqrt{2}Z_0$ 의 특성 임피던스를 갖는 정합선로는 각 단에서 바라본 입력 임피던스 및 격리 저항과의 병렬 합성에 의해 입·출력 단에 정합이 된다^[3]. 그러나 이러한 정합선로를 3가닥의 미앤더 형태로 변형했을 경우, 이로 인해 발생하는 결합력 때문에 특성 임피던스에 변화가 생겨서 이 경우의 $\lambda/4$ -정합선로는 입·출력 각 단에 부 정합되어 전기적 특성이 나빠지게 되고 공진 주파수 또한 이동하게 된다. 따라서 그림 1의 구

조는 커플링과 $\lambda/4$ -정합선로의 길이의 상관 관계를 분석하여 공진 주파수의 이동 현상을 조절하고 결합 구조로 인하여 발생된 커패시턴스를 보상하기 위해 직렬의 인덕턴스 동가회로를 갖는 유도성 슬릿을 사용하여 변화된 특성 임피던스 및 정합특성을 최적화 시킨 형태이다.

2-2 설계 방법

그림 1의 전력 분배기는 설계 시 요구되는 각 결합간격 및 삽입된 유도성 슬릿의 크기가 어떠한 값을 갖느냐에 따라 그 전기적 특성이 달라지기 때문에, 설계에 있어서 가장 중요시 되는 사항이 바로 주어진 주파수에서 최적의 동작을 위한 설계 변수 값들을 찾는 일이다. 따라서 설계하고자 하는 중심 주파수가 주어질 경우, 이에 따른 최적화된 설계 변수 값을 결정할 수 있는 설계 방법이 요구된다.

본 연구에서 Moment Method로 2차원 평면회로를 분석하는 [Ansoft]사의 Ensemble simulator을 이용하여 모의 실험하였으며, 모의 실험 및 제작에는 유전상수 (ϵ_r) 3.2, 유전체 두께(h)가 0.7874 mm인 Teflon 기판을 사용하였다.

그림 1의 제안된 구조의 설계에 있어서, 요구되는 설계 변수로는 미앤더 결합형태를 형성하는 각 결합간격 S 와 결합형태로 구현 시 발생하는 커플링을 보상하기 위해 사용한 유도성 슬릿의 크기 즉, 슬릿의 길이 a 와 슬릿의 폭 b 이다.

그림 1의 전력 분배기를 설계함에 있어서 필요한 가정은 다음과 같다.

- (1) 3가닥 미앤더 결합 형태를 이루는 정합 선로의 물리적 길이는 $\lambda/4$ 로 고정시킨다.
: 기존 설계에서는 정합 선로의 길이 조절을 통하여 전기적 특성을 만족시켰기 때문에 정합선로의 길이가 정확히 $\lambda/4$ 가 아닌 이보다 길어진 형태였다. 그러나 이러한 방법을 사용하면, 설계 조건이 달라질 경우 매번 길이 조절을 통해 정합특성을 최적화하면서 설계해야 하는 번거로움이 발생한다. 따라서 정합선로의 물리적 길이를 $\lambda/4$ 로 미리 고정시켜, 이러한 번거로움을 줄인 상태에서 설계 방법 및 설계식을 나타내었다.
- (2) 설계 시의 고려사항을 최소화하기 위해서 3가닥

의 결합 형태를 이루는 각 결합간격 S 는 3곳 모두 동일하게 설정하였다.

- (3) 삽입할 유도성 슬릿의 위치는 3가닥 결합 선로(commensurate line) 중에서 가장 바깥 부분 선로의 중앙으로 고정시켰다.
: 슬릿의 위치에 따른 전력 분배기의 특성 변화는 그리 크지 않기 때문에 이전에 제시된 구조에 나타난 슬릿 위치 그대로를 유지하였다.
- (4) 이 구조에 사용된 밴드(bend) 간의 간섭 효과는 고려하지 않는다.

: 사절 밴드(chamfered bend)가 직각 밴드(right-angle bend)에 비해 밴드간의 간섭 효과가 적기 때문에, 제안된 전력 분배기 설계에는 사절 밴드를 사용하였으나 실제 설계 식을 표현할 때에 밴드간 간섭효과는 고려하지 않았다.

그림 2는 제안된 구조의 $\lambda/4$ -정합선로 부분만을 따로 나타낸 것이다.

가정 (1)로부터, 그림 2에서 보여진 정합선로의 각 부분을 형성하는 변수들의 합은 $\lambda_g/4$ 가 되어야 하기 때문에 각 변수 사이의 관계는 식 (1)처럼 표현된다.

$$a + 3S + 3l + 2\beta + 2W = \frac{\lambda_g}{4} \quad (1)$$

여기서 S 는 결합간격, l 은 결합선로 길이, 그리고 a 는 결합간격 S 를 포함한 결합 선로 구현을 위해 필요한 일정 길이로써 그 값은 정합선로 길이의 약 25~27%정도의 비율을 가질 때 ($a = \frac{\lambda}{4} \times (25 \sim 27\%)$) 가장 좋은 특성을 나타내었기 때문에, 이 비율을 갖

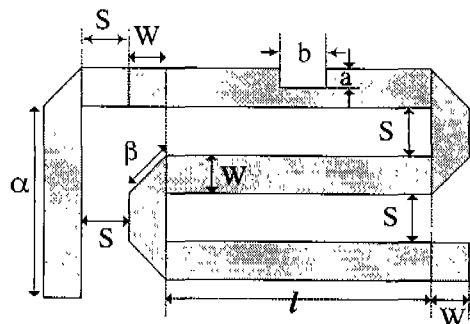


그림 2. 제안된 전력 분배기의 $\lambda/4$ -정합선로 부분
Fig. 2. Only $\lambda/4$ -matching line of proposed power divider.

는 값으로 결정하였다. 또한 β 는 밴드 길이, W 는 $\sqrt{2}Z_0$ 의 특성 임피던스에 해당하는 정합선로의 폭을 나타내는 것으로, 마이크로스트립 기판이 결정되면 자연스럽게 그 값을 결정할 수 있는 변수들이다. 예를 들어, Teflon 기판을 ($\epsilon_r=3.2$, $h=0.7874$ mm) 적용하였을 경우, $\lambda/4$ -정합선로의 폭과 밴드 길이가 각각 $W=1.041$ mm, $\beta=1.472196$ mm가 되어 식 (1)은 식 (2)처럼 정리될 수 있다.

$$\alpha + 3S + 3l + 5.026392 = \frac{\lambda_g}{4} \quad (2)$$

식 (1)로부터, 그림 1의 구조에서 결합간격 S 가 결정되면 나머지 두 변수, 즉 α 와 l 의 값도 저절로 정해지게 되므로 슬릿이 없는 미앤더 결합 형태의 전력 분배기를 쉽게 설계할 수 있다. 따라서 결합간격 S 를 결정하는 일이 먼저 선행되어야 한다.

2-2-1 결합 간격 S 의 결정

슬릿 없이 미앤더 결합 선로 형태로만 구현된 전력 분배기에서는, 각 결합간격 S 가 변화함에 따라 그 특성이 달라지는데, 특히 결합간격 S 가 감소함에 따라 전력 분배기의 공진 주파수가 높은 주파수쪽으로 이동하며 동시에 전기적 특성은 점점 나빠지는 경향을 볼 수 있다. 그림 3은 중심 주파수 1.75 GHz에서 설계된 전력분배기의 결합간격 S 의 변화

에 따른 반사 손실 특성을 나타낸 것으로 이와 같은 현상을 확인할 수 있다.

그림 3을 보면 결합간격 S 가 감소함에 따라 공진 주파수가 고주파 쪽으로 이동하는데, 이는 인접 선로 사이에 발생하는 강한 결합력으로 전자장의 상호 작용이 활발해지고, 이로 인한 전기적 길이가 감소하기 때문에 나타나는 현상이다. 이는 곧, 전기적 길이가 짧으면 고주파 특성을 나타내는 것과 같은 의미로 해석할 수 있다. 결합간격의 변화에 따라 특성 곡선이 주파수에 민감하게 변화하는 이러한 관찰로부터, 결합간격과 중심 주파수와의 상관 관계를 찾을 수 있었다. 즉 결합간격의 조절을 통하여 전력 분배기의 중심 주파수를 결정할 수 있는 것이다. 실제로 미앤더 선로의 공진 또는 차단 주파수는 결합선로의 수와는 거의 무관하며 그 길이에 따라 일정한 관계가 있다^[4]. 이러한 사실은 식 (1)에서도 확인할 수 있다. 식 (1)에서 $\lambda/4$ -정합선로의 길이가 고정된 경우, S 가 변화에 따라 결합 선로 l 도 같은 비율로 변하기 때문에 결합간격 S 의 변화가 곧 결합선로 l 의 변화임을 의미한다. 즉, 미앤더 선로의 공진 주파수를 결정하는 결합선로의 변화는 결합간격 S 의 조절과 같다. 따라서 그림 3의 결과로부터, 미앤더 결합형태의 전력 분배기의 설계 중심 주파수는 결합간격 S 의 조절로 결정할 수 있으며, 이러한 사실을 바탕으로 주파수에 따른 결합간격 S 를 결정하는 식을 찾았다.

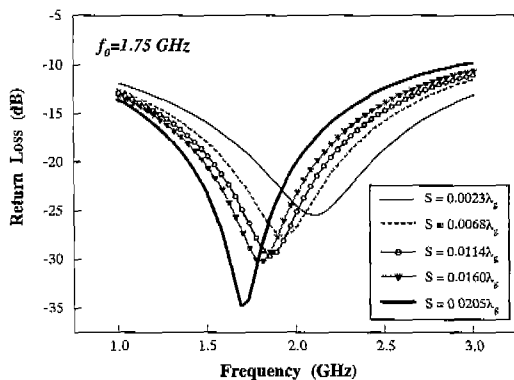


그림 3. 결합간격 S 에 따른 반사 손실 특성 변화 (슬릿이 없는 경우)

Fig. 3. Return loss due to a variation of the coupling distance S (No slit).

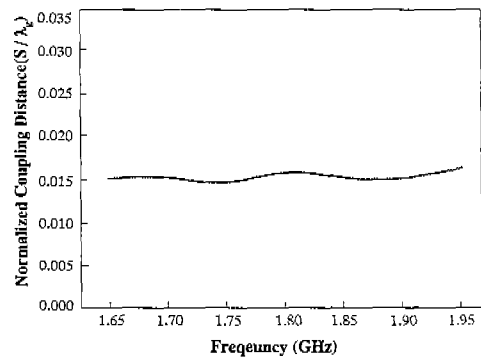


그림 4. 주파수에 따라 최적 동작을 위한 정규화된 결합간격 S

Fig. 4. The normalized coupling distance S due to each frequency for optimum operation.

본 논문에서는 1.65~1.95 GHz까지 50 MHz간격으로 7개의 표본 주파수를 중심 주파수로 설정하여 각각의 주파수에 따라 결합간격을 변화시켜가면서 모의 실험한 후, 각각의 주파수에서 최적으로 동작할 때의 결합간격 S 를 찾아 그림 4에 나타내었다. 그림 4는 동작 주파수를 결정할 수 있는 결합간격을 정규화시켜 나타낸 그림이다.

그림 4에서 각 중심 주파수에서 최적으로 동작하도록 결정된 정규화된 결합간격은 주파수에 따라 거의 일정한 비율을 갖는 특성을 보였으며, 따라서 이들의 평균값을 취하여 수식으로 표현하면 식 (3)과 같고, 이는 평균 오차는 0.001범위 내외의 유효한 식이다.

- 결합간격 (S)

$$\frac{S}{\lambda_g} = 0.0153 \pm 0.001 \quad (3)$$

식 (3)에서 비등균질, 비자성체 유전 물질에 대한 관내 파장은 식 (4)처럼 나타내어지며, 중심 주파수와 기관이 주어질 경우 자동적으로 결정되는 값이다.

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4)$$

여기서 c 는 광속이고, f_0 는 중심 주파수, 그리고 ϵ_{eff} 는 기관의 실효 유전율을 나타낸다. 따라서 설계를 원하는 중심 주파수가 주어질 경우 식 (4)에 의해 관내 파장 값이 결정되고, 다시 식 (3)에 의해 그 주파수에서 최적의 특성으로 동작하게끔 하는 결합간격 S 를 결정할 수 있다. 또한 S 의 값이 결정되면, 다시 식 (1)을 이용하여 슬릿이 없는 미앤더 결합형태 전력 분배기의 모든 설계 변수 값들을 알 수 있다.

주파수에 따라 최적의 동작을 위한 결합간격 S 는 반사 손실 특성 폭선을 기준으로 결정하였다. 그러나 전력 분배기의 반사 손실과 격리도 특성이 항상 일치하는 것이 아니기 때문에, 격리 특성이 중심 주파수에서 -15 dB 이하 떨어지면서 동시에 최적의 반사 손실을 특성을 갖는 공진 주파수 위치에서 결합간격 S 를 결정하는 것으로 선택 기준을 설정하였다.

2-2-2 슬릿의 크기(깊이 a , 폭 b) 결정

그림 3에서 결합간격의 감소에 따라 나타나는 다

른 특성으로 점점 나빠지는 전기적 특성을 들 수 있다. 이는 선로간에 상호 결합의 세기가 커지게 되면서 이에 따른 상호 커패시턴스 값이 증가하게 되어 정합선로의 특성 임피던스 값의 변화가 생기게 되므로, 입·출력 단에 부 정합되어 나타나는 현상이다. 따라서 나빠진 전기적 특성을 보상하기 위해서 직렬의 인덕턴스 성분을 갖는 슬릿을 삽입하여 전력 분배기의 정합 특성을 교정하였다. 그러나 삽입한 슬릿은 그 크기에 따라 슬릿이 나타내는 인덕턴스 값이 모두 달라지기 때문에, 이 구조의 전력 분배기를 설계에 있어서 전기적 특성을 최적화시킬 수 있는 슬릿의 크기를 결정하는 일이 또한 필요하다.

슬릿의 크기를 결정하는 식은 결합간격 S 를 결정할 때와 마찬가지로 방법으로 수행하였다. 결합간격 S 가 결정되어 슬릿 없는 미앤더 형태의 전력 분배기 구조가 설계되면, 가장 바깥 부분 결합 선로 (l)의 중앙으로 슬릿의 위치를 고정시킨 후 다양한 크기의 슬릿을 삽입하면서 나타나는 특성을 관찰하였다. 모의 실험으로부터 가장 좋은 특성을 가질 때의 슬릿의 크기를 찾아 이를 정규화시켜 최소 제곱법에 의한 수식으로 표현하였다. 식 (5)~(6)은 이러한 방법을 통하여 얻어진 식으로써, 주파수에 대해 최적 동작을 위한 정규화된 슬릿의 깊이와 폭을 나타내며, 이와 같은 특성을 그림 5와 그림 6에 나타내었다.

- 슬릿의 깊이(a)

$$\frac{a}{\lambda_g} = a' = 0.001 \exp(1.1077 \times f_n) \quad (5)$$

- 슬릿의 폭(b)

$$\frac{b}{\lambda_g} = b' = 0.0016 \times f_n + 4 \times 10^{-6} \quad (6)$$

여기서 $f_n = f/1$ GHz이며, 슬릿의 깊이 a 는 정합선로의 폭 이내의 값을 가져야 한다($a < W$). 그렇지 않을 경우 슬릿은 등가적으로 인덕턴스가 아닌 커플링 갭(Gap)으로 동작할 수 있기 때문이다.

그림 5와 그림 6을 보면, 결합간격 S 가 주파수에 대해 거의 일정한 특성을 보인 것과는 달리 최적 동작을 만족시키도록 결정된 슬릿의 깊이(a)와 폭(b)는 주파수에 비례하여 증가하였다. 이는 다음과 같은 이유 때문이다. 일반적으로 슬릿의 인덕턴스는 그 깊이와 폭에 비례하여 증가한다. 또한 고주파 쪽

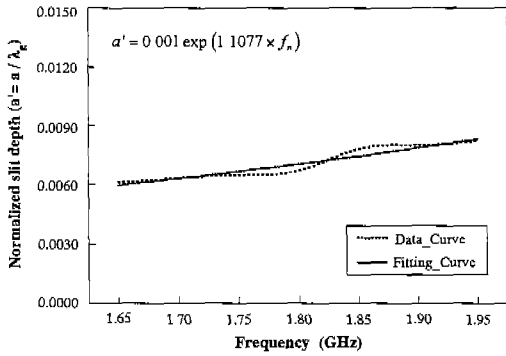


그림 5. 주파수에 따라 최적 동작을 위한 정규화된 슬릿의 깊이 (a)

Fig. 5. The normalized slit's depth (a) due to each frequency for optimum operation.

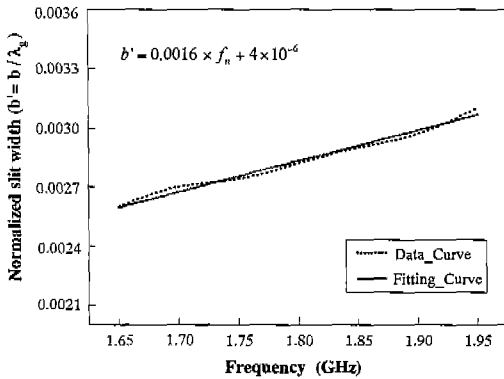


그림 6. 주파수에 따라 최적 동작을 위한 정규화된 슬릿의 폭 (b)

Fig. 6. The normalized slit's width (b) due to each frequency for optimum operation.

으로 갈수록 선로의 길이는 짧아져 상대적으로 결합 선로의 길이도 짧아지기 때문에 선로 사이의 인덕턴스 값이 감소하게 된다. 따라서 고주파로 갈수록 보상해 줘야 할 결합력 및 인덕턴스 값이 커지기 때문에, 이를 만족시키기 위한 슬릿의 깊이와 폭 또한 비례적으로 증가하게 되는 것이다.

2-2-3 슬릿의 효과

마이크로스트립 폭 방향으로 자른 좁고 깊은 횡단 슬릿은 자기장의 집중으로 등가적으로 직렬의

인덕턴스를 형성한다^[5]. Hoefler에 의해 연구된 이러한 구조의 슬릿은 전송 선로의 불연속면에서의 발생하는 초과 커패시턴스를 보상하거나 스테르브와 같은 선로의 길이를 미세 조정하는데 주로 사용된다.

그림 7에 마이크로스트립 유도성 슬릿의 실제 모델과 그 등가회로를 나타내었다. Z=0인 평면을 기준으로 깊이 a와 폭 b인 슬릿이 폭이 W인 마이크로스트립에 형성되어 있으며, 슬릿의 폭 b가 상당히 적을 경우 (b < h), 슬릿이 갖는 인덕턴스 값 ΔL은 다음처럼 표현된다^[5].

$$\frac{\Delta L}{h} = \frac{\mu_0 \pi}{2} \left[1 - \left(\frac{Z_0}{Z_{0L}} \right) \left(\frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff'}} \right)^{0.5} \right]^2 \quad (7)$$

여기서 Z₀과 ε_{eff}는 폭이 W인 선로의 특성 임피던스와 실효 유전상수를, 그리고 Z_{0L}과 ε_{eff'}는 폭이 W-a인 선로의 특성 임피던스와 실효 유전상수를 나타낸다. 식 (7)에서 슬릿의 인덕턴스 값은 슬릿의 깊이 a에 의해 결정된다. 즉, 깊이 a가 증가할수록 W-a값은 감소하고 이에 따라 Z_{0L}은 증가, ε_{eff'}는 감소하여 최종 인덕턴스 ΔL값은 상승하게 된다. 따

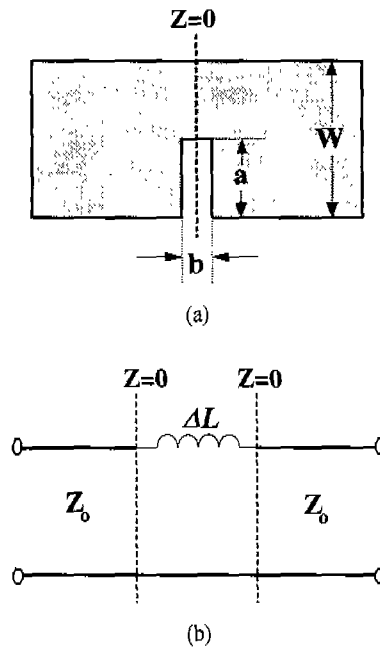


그림 7.(a) 유도성 슬릿의 모델, (b) 슬릿의 등가회로
Fig. 7.(a) The model of inductive slit, (b) The equivalent circuit of slit.

라서 슬릿이 갖는 등가 직렬 인덕턴스는 그 깊이에 상응하여 증가하며, 또한 슬릿의 폭 b 의 증가에 따라서도 그 값이 커져서 전체적으로 볼 때 깊이와 폭에 비례하는 관계를 형성한다.

다음으로, 슬릿은 회로의 전기적 특성을 향상시키는 역할을 하기 때문에 스텐더와 같은 선로의 전기적 길이 조정 및 회로의 특성을 조절하는데 이용될 수 있다. 그림 8은 1.75 GHz에서 설계한 슬릿 유·무에 따른 변형된 구조와 기존 구조와의 특성을 비교하여 나타낸 것이다.

그림 8을 보면, 정합선로를 슬릿 없이 미앤더 형태로만 구현하였을 경우, 상호 결합력으로 인한 특성 임피던스의 변화로 전기적 특성이 더 악화되었고, 이것을 최적의 보상 인덕턴스 값을 갖는 슬릿의 크기로 삽입하였을 경우 기존에 비해 더 우수한 전기적 특성을 얻을 수 있었다.

마지막으로 좁고 깊은 횡단 슬릿은 주파수에 대해 민감하지 않는 접합을 만들어 내기 때문에 넓은 주파수 대역을 얻을 수 있는 회로 설계에 응용할 수 있다. 이와 같은 사실은 그림 9를 통해서 확인할 수 있다. 슬릿의 깊이 또는 폭이 변화함에 따라 특성 곡선은 주파수 이동 없이 단지 전기적 특성만이 큰 폭으로 변화한다. 이러한 관찰로부터, 슬릿은 주파수 변화에 거의 영향을 미치지 않는, 즉 주파수에 대해 덜 민감한 접합을 형성함을 추측할 수 있었고 이는 곧 광대역 특성을 얻는 회로에 응용될 수 있다. 표 1은 슬릿 유·무에 따른 부분 대역폭을 비교한

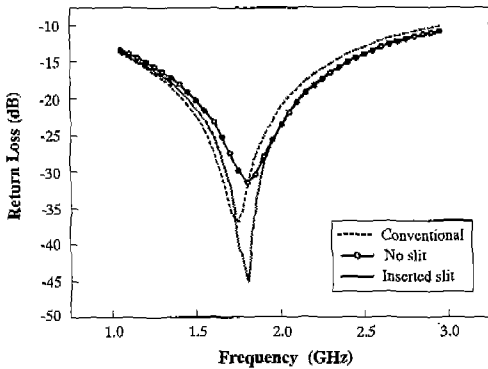
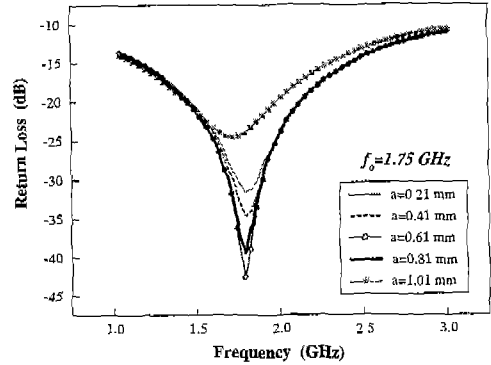
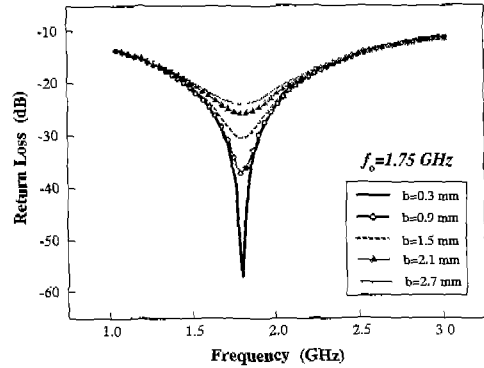


그림 8. 슬릿 유·무에 따른 특성 비교
Fig. 8. The characteristic comparison due to slit's existence.



(a)



(b)

그림 9. (a) 슬릿 깊이 변화에 따른 반사 손실 특성 변화 ($S=1.5$ mm, $b=0.3$ mm),
(b) 슬릿 폭 변화에 따른 반사 손실 특성 변화 ($S=1.5$ mm, $a=0.71$ mm)

Fig. 9. (a) The return loss due to the change of the slit's depth ($S=1.5$ mm, $b=0.3$ mm),
(b) The return loss due to the change of the slit's width ($S=1.5$ mm, $a=0.71$ mm).

표 1. 슬릿 유·무에 따른 부분 대역폭 비교
Table 1. The comparison for the fractional bandwidth with slit's existence.

f_0 [GHz]	기존 구조의 부분 대역폭 [%] $S_{11} < -15$ dB	슬릿이 삽입된 구조의 부분 대역폭 [%] $S_{11} < -15$ dB
1.5	63.3	70
1.6	56.25	71.66
1.7	61.76	70.59
1.8	61.11	72.22
1.9	63.15	68.42

것으로 이와 같은 사실을 수치적으로 확인할 수 있다. 기존 전력 분배기와 슬릿이 삽입된 구조와의 부분 대역폭 특성 ($S_{11} < -15$ dB)을 비교해 본 결과, 기존 구조가 약 56~63% 정도이고 슬릿을 넣은 구조가 평균 68~73% 정도 대역폭을 얻어 슬릿을 삽입했을 경우 더 넓은 대역폭을 얻을 수 있었다.

III. 측정 및 결과 분석

본 연구에서 얻은 설계 식의 유용성을 확인하기 위해서, 중심 주파수(f_0) 1.5 GHz에서 동작하는 슬릿이 삽입된 미앤더 결합 구조의 전력 분배기를 구현하였다. 모의 실험 및 제조 변수들의 물리적 길이가 나타나 있으며, 이 값을 제작에는 Teflon 기판 ($\epsilon_r = 3.2$, $h = 0.7874$ mm)을 사용하였으며, HP 8510C Network Analyzer를 사용하여 측정하였다.

중심 주파수 1.5 GHz에서 최적으로 동작하는 전

표 2 설계 변수들의 물리적 길이

Table 2. The physical length of design parameters.

설계 변수	물리적 길이 (mm)
정합 선로 길이 ($\lambda_g/4$)	31.969525
정합 선로 폭 (W)	1.041
결합간격 (S)	1.957
슬릿의 깊이 (a)	0.674
슬릿의 폭 (b)	0.3074
결합선로의 길이(l)	4.146787
α	8.63177

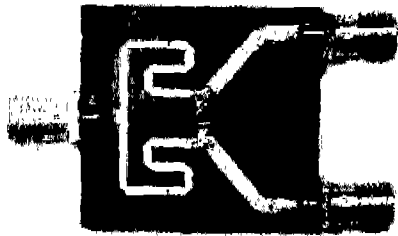
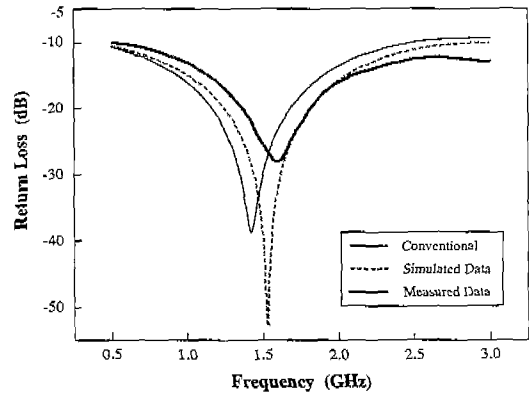
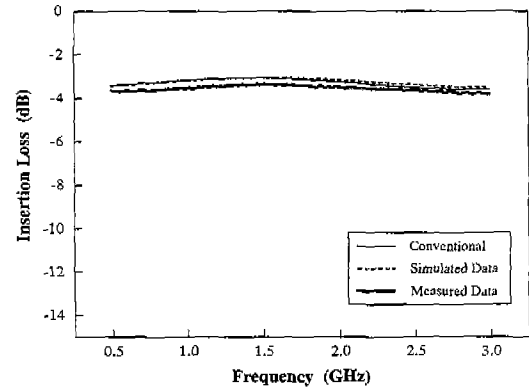


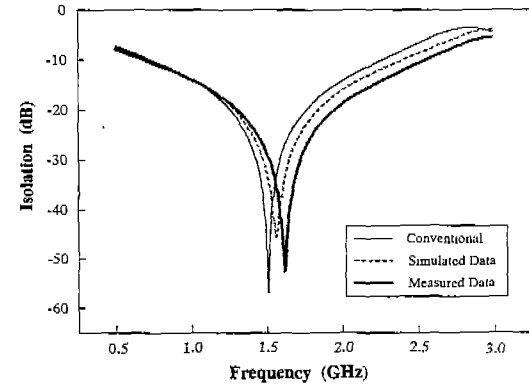
그림 10. 제작된 전력 분배기 사진 ($f_0 = 1.5$ GHz)
Fig. 10. Photograph of fabricated power divider ($f_0 = 1.5$ GHz).



(a)



(b)



(c)

그림 11. (a) 입력단 반사 손실 특성 ($f_0 = 1.5$ GHz),
(b) 삽입 손실 특성 ($f_0 = 1.5$ GHz),
(c) 출력단 간의 격리 특성 ($f_0 = 1.5$ GHz)
Fig. 11. (a) The input return loss ($f_0 = 1.5$ GHz),
(b) The insertion loss ($f_0 = 1.5$ GHz).
(c) The isolation between outputs ($f_0 = 1.5$ GHz).

력 분배기 설계 시 요구되는 각 결합간격 S 및 슬릿의 깊이 a 와 폭 b 의 값은 식 (3)~(6)을 통하여 결정하였으며, 나머지 변수들은 식 (1)을 이용하여 최종 값을 얻었다. 표 2에 본 설계 방법에 의해 얻어진 설계 변수들의 물리적 길이가 나타나 있으며, 이 값을 바탕으로 제작된 전력 분배기 사진이 그림 10에 나타나있다. 그림 11은 이 전력 분배기에 대한 모의 실험 및 측정 결과로, 그림 11(a)는 입력 단 반사 손실 특성, 그림 11(b)는 삽입 손실, 그리고 그림 11(c)는 출력 단간의 격리 특성을 나타낸다.

그림 11(a)의 입력 단 반사 특성을 분석해 보면, $f_0=1.5$ GHz에서 모의 실험 값이 기존 Wilkinson 전력 분배기가 약 -29 dB, 제안된 구조는 약 -40 dB를 나타내어 제안된 구조가 수치적으로 더 우수한 특성을 보였다. 측정치는 약 -27 dB정도로, 모의 실험에 비해서는 그 값이 약간 떨어지나 전력 분배기의 동작 특성을 규정 시에 전혀 무리 없는 값이다. 그림 11(b)의 삽입 손실 특성은 기존과 큰 차이 없이 그대로 3 dB 손실을 유지하였으며, 그림 11(c)에서는 $f_0=1.5$ GHz에서 기존 구조 및 제안된 구조 모두 약 45~55 dB의 우수한 격리 특성을 가졌다. 또한 제안된 구조는 약 73 % 정도의 부분 대역폭을 얻어 광대역 특성을 나타내었다.

전체적으로 볼 때 측정 결과는 모의 실험과 매우 유사하여 본 논문에서 얻은 설계 식의 유용성을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 3-미앤더(meander) 결합형태의 전력 분배기를 설계 방법에 대해 소개하였다. 이 구조의 전력 분배기는 각 설계 변수 값들의 변화에 따라

그 특성이 달라지기 때문에 원하는 주파수 대역에서 최적으로 동작 가능하게 하는 변수 값들의 결정이 무엇보다 중요하다. 따라서 중심 주파수가 주어졌을 경우, 최적 동작을 위해 요구되는 설계 변수인 결합간격과 슬릿의 크기를 결정할 수 있도록 설계 식을 찾아 수식으로 표현하였다. 결합간격의 조절로 이 구조의 동작 주파수를 결정할 수 있으며, 슬릿의 크기 조절로 전기적 특성을 최적화 시킬 수 있다.

본 설계 방법에 의해 구현된 전력 분배기는 기존과 동일 및 개선된 전기적 특성을 가졌으며 크기는 기존에 비해 약 1/3정도로 소형화 시켰다.

참 고 문 헌

- [1] 김진표, 김상태, 김원기, 나극환, 신철재, “결합 특성과 유도성 슬릿을 이용한 새로운 구조의 Wilkinson 전력분배기 설계”, 전자공학회논문지, 제37권, 8호, pp. 24-32, 2000.
- [2] J. Ho and N. V. Shuley, “Wilkinson-divider provides reduced size”, *Microwave & RF*, pp. 104-110, Oct. 1997.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, 1990.
- [4] 이진홍, 전중창, 박위상, “선로간 상호결합과 밴드의 등가회로를 이용한 마이크로스트립 미앤더 선로의 해석”, 전자과학회지, 5(4), pp. 5-21, 1994.
- [5] W. J. R. Hofer, “Equivalent series inductivity of a narrow transverse slit in mic rostip”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 15, pp. 401-415, 1977.

이 영 순



1999년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
2001년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
2000년 3월 ~ 현재: (주) 삼성 전자 연구원

김 선 효



1985년 2월: 경남대학교 전자공학과 (공학사)
1987년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
1987년 3월 ~ 현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학 중
1995년 ~ 현재: 창원기능대학 전자공학과 조교수

이 창 언



1998년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
2000년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
2000년 3월 ~ 현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학 중

신 철 재



1964년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1968년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1983년: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1967년 ~ 1970년: 동양공업전문대

조교수

1970년 ~ 1977년: 광운대학교 조교수
1986년 ~ 1987년: 미국 Florida 대학 객원교수
1977년 ~ 현재: 아주대학교 전자공학과 교수