

論文2000-37TC-8-3

결합 특성과 유도성 슬릿을 이용한 새로운 구조의 Wilkinson 전력분배기 설계

(Design of the Modified Wilkinson Power Divider
Using Coupling and Inductive Slit)

金鎮杓*, 金尙台**, 金元基*, 羅克煥***, 愼哲宰*

(Jin-Pyo Kim, Sang-Tae Kim, Won-Ki Kim, Keuk-Hwan Ra, and
Chull-Chai Shin)

요약

본 논문에서는 기존의 Wilkinson 전력 분배기의 1/4 파장 정합 선로를 유도성 슬릿이 삽입된 3가닥 결합 구조로 구현함으로써 점유면적을 줄이고 전기적 특성을 개선시킨 새로운 구조의 전력 분배기를 제안하였다. 정합 선로의 결합 구조로 인해 발생하는 전기적 특성과 위상의 변화를 유도성 슬릿과 선로의 길이 조정으로 보상하였다. 삽입된 유도성 슬릿의 인덕턴스 값은 폭과 깊이에 의해 결정되는데, 인덕턴스의 최적화를 통하여 상호 커패시턴스를 보상함으로써 전기적 특성을 향상시킬 수 있었다. 제작된 전력 분배기는 중심 주파수 $f = 1.75$ GHz에서 임,출력 단 반사 특성이 각각 -34.2 dB, -34.3 dB를 나타내었고 출력 단간 격리도 특성은 -36.7 dB를 나타내어 기존의 것에 비해 수치적으로 우수한 특성을 유지하였다. 크기 면에서도 3가닥 결합 구조로 구현함에 따라 2차원적인 점유면적을 기존의 약 1/3배로 줄였다.

Abstract

In this paper, we have designed and fabricated a new type power divider to be efficient to a size and electrical performance by folding each quarter-wavelength 70.7Ω section into a tightly-coupled "meander-line" and inserting a slit. In this type, because of coupling, the electrical phase of quarter-wavelength line and the performance change. For this reason, with the inductive slit and the tuning of quarter-wavelength line length, we have compensated for those. The inductance value of the inserted slit is decided by its width and depth, therefore, we could improve the electrical performance through optimization of inductance. Input and output return losses of the designed power divider were -34.2 dB, -34.3 dB respectively, and isolation was -36.7 dB at 1.75 GHz. Besides, a new design approach reduced occupied substrate area by 3:1 approximately.

I. 서론

Wilkinson 전력 분배기는 이동 통신 시스템에서 전력의 분배와 결합을 위해 사용되는 대표적인 소자로써 1960년경 E. Wilkinson에 의해 처음으로 제안되었다^[1]. 이러한 형태의 전력 분배기는 가역성을 가지며 동시에 같은 크기와 위상의 출력 값을 발생시키는 장점을 가지고 있다. 그러나 우수한 격리도 특성을 얻기 위하여 한 개 혹은 그 이상의 1/4 파장 정합 선로를 필요로 하는데, 이러한 정합 선로는 이차원적인 넓은

* 正會員, 亞洲大學校 電子工學科

(School of Electronics Engineering Ajou University)

** 正會員, 産業技術政策研究所

(Korea Institute of Industrial Technology Evaluation & Planning)

*** 正會員, 光云大學校 電子工學科

(Dept. of Electrical Engineering Kwangwoon University)

接受日字:1999年12月13日, 수정완료일:2000年7月26日

점유면적을 차지하여 소자의 소형화를 제한하는 중요한 요인이 된다. 따라서 마이크로스트립 선로를 사용하여 설계하는데 있어서 크기는 상당히 제한적인 요소로 대두 될 수 있다^[2]. 특히 저주파 영역에서 선로의 길이 증가로 인한 점유면적 증대의 문제점은 크기를 소형화하면서 기존의 전기적 특성을 유지 및 개선해야 하는 필요성을 요구한다.

크기를 소형화하기 위한 연구는 R. Stegens 및 Novel 등에 의해 수행되었다. 1993년, R. Stegens는 1/4 파장 정합 선로를 3가닥 결합 구조로 구현한 전력 분배기를 제안하였는데, 기존의 구조와 본질적으로 같은 전기적 특성을 얻기 위하여 선로 특성 임피던스를 새롭게 최적화 하였고 강력한 결합 선로의 형태로 구현하였다^[3]. 즉, 정합 선로의 특성 임피던스가 기존과 같은 70.71Ω 으로 모두 일정한 것이 아니라 4개의 부분으로 나누어 각각의 특성 임피던스가 다른 값을 가지며, 동시에 3가닥 결합 구조를 통한 강력한 결합력을 이용하는 것이었다. 이러한 구조는 정합 선로를 일정한 임피던스가 아닌 상황에 따라 각각 다른 임피던스로 최적화 해야 한다는 단점을 가지고 있다.

1997년, Novel은 횡단 슬릿의 인덕턴스 효과를 응용하여 크기와 특성 면에서 우수한 전력 분배기를 제안하였다^[2]. 설계 방안은 기존의 Wilkinson 전력 분배기의 1/4 파장 정합 선로가 낮은 임피던스 선로 사이에 높은 임피던스 선로가 존재하는 구조임에 착안하여 슬릿과 같은 역할로 적용함으로써 인덕턴스 효과를 이용한 방법이었다.

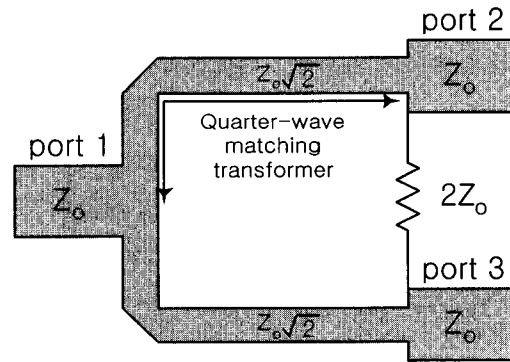
본 논문에서는 R. Stegens이 제안한 방법과 Novel이 제안한 방법을 복합적으로 응용하여 점유면적을 줄이고 전기적 특성을 유지 및 개선시킨 새로운 구조의 전력 분배기를 제안하였다. 1/4 파장 정합 선로를 기존의 특성 임피던스로 유지하고 3가닥의 결합 구조 형태로 구현한 후 이로 인해 발생하는 전기적 특성과 위상의 변화를 유도성 슬릿과 정합 선로의 길이 조절을 통하여 보상하는 방법이다. 선로간에 결합력이 발생하게 되면 결합 선로간 전자장의 상호작용이 활발하여 전기적 길이가 감소한다. 따라서 물리적인 길이 조절이 필요하다. 또한 상호 커패시턴스가 발생하여 정합 선로의 특성 임피던스 값이 달라져서 입,출력 단의 입력 임피던스의 변화가 발생한다. 따라서 50Ω 단에 부정합 된다. 본 연구에서는 상호 커패시턴스 값을 보상하기 위해 직렬의 마이크로스트립 유도성 슬릿^{[4],[5]}을

삽입하여 변화된 입력 임피던스 값을 교정함으로써 전기적 특성을 개선시켰다.

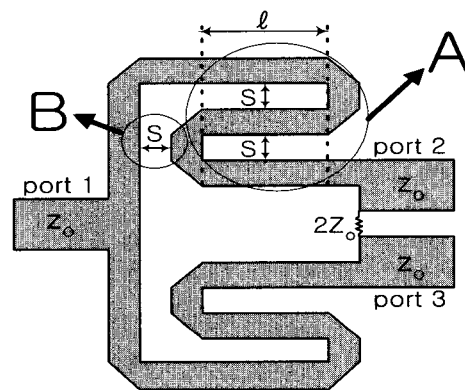
II. 본 론

1. 결합 구조의 전력 분배기

그림 1은 기존의 전력 분배기 구조와 이러한 구조의 1/4 파장 정합 선로를 3가닥 결합 선로 형태로 변형시킨 구조의 모델이다. 그림 1(a)는 전형적인 Wilkinson 전력 분배기를 나타내고 있다. 이것을 우, 기-모드의 등가회로를 통하여 분석을 해보면, 특성 임피던스 $\sqrt{2}Z_0$ 을 갖는 정합 선로는 각 단에서 바라본 입력 임피던스와 격리 저항과의 병렬 합성에 의해서 입,출력 단에 정합이 됨을 알 수 있다^[1].



(a)



(b)

그림 1. (a) 기존의 Wilkinson 전력 분배기 (b) 3가닥 결합 선로 구조의 전력 분배기

Fig. 1. (a) The Conventional wilkinson power divider. (b) The power divider with meander line structure.

이러한 정합 선로를 3가닥 결합 선로 형태로 구조를 변형하면 그림 1(b)와 같다. 정합선로의 물리적인 길이와 특성임피던스를 기존 선로의 값과 동일하게 유지하고 고려할 사항들을 최소화하기 위해 3곳의 결합 간격을 동일한 변수, S 로 설정하였는데, 간격 S 를 점차로 감소시킴에 따라 2가지의 현저한 특성을 나타내었다. 첫 번째 특성은 높은 주파수쪽으로 공진 주파수가 이동하는 현상이다. 이러한 현상은 각 선로 사이의 상호 결합 세기가 증가하면 전자장의 상호 작용으로 인하여 전기적 길이가 감소하기 때문에 발생하는 현상으로서 선로의 길이가 짧아지면 고주파 특성을 나타내는 것과 같은 의미를 내포한다. 두 번째 특성은 입,출력 단의 전기적 특성이 점차로 나빠지는 현상이다. 선로간에 상호 결합의 세기가 커지게 되면 그에 따른 상호 커패시턴스 값이 증가하게 된다^[3]. 이로 인해 정합 선로 특성 임피던스 값의 변화가 발생하여 입,출력 단에서 바라본 입력 임피던스 값이 기존의 입력 임피던스 값과 달라지게 된다. 따라서 각 단에 부 정합 되어 전기적 특성이 나빠지는 것이다.

그림 2는 3가닥 결합 선로간의 결합 간격, S 를 변화시켰을 때의 입력 단 반사 특성 변화를 나타내고 있다. 정합 선로의 물리적인 길이는 동작 주파수에 대해서 일정하므로 간격, S 를 점차로 증가시키면 결합되는 부분의 선로 길이가 상대적으로 줄어들게 된다. 결과적으로 결합 선로 구조로 나타낼 수 있는 최대의 결합 제한 간격은 유전율 3.2, 유전체 두께 0.7874 mm인 타코닉사의 테플론 기판을 적용했을 때, 1.75 GHz에서 3.5 mm였다. 따라서 간격, S 를 3.5 mm 기준으로 점차 줄이면서 특성 곡선의 변화를 관찰하였다. 결과를 분석해 보면, 간격, S 가 줄어들면서 즉, 결합의 세기가 점차로 강해짐에 따라 특성 곡선의 공진 주파수가 고주파 쪽으로 이동하면서 전기적 특성이 나빠지고 있음을 알 수 있다. 입력 단 이외의 출력 단 반사 계수 및 출력 단간 격리도의 특성 곡선도 같은 현상이 발생하는데, 이러한 현상의 원인은 앞서서도 언급한 것과 같이 전기적 길이의 감소에 따른 위상의 변화와 상호 커패시턴스 값의 증가로 인한 정합 선로 특성 임피던스 값의 변화로 설명할 수 있다. 따라서 연구의 주안점은 정합 선로의 물리적 길이를 조정하여 변화된 위상을 보상하는 것과 직렬 보상 인덕턴스를 사용하여 상호 커패시턴스를 보상함으로써 변화된 정합 선로의 특성 임피던스를 교정하는 것 2가지로 요약된다.

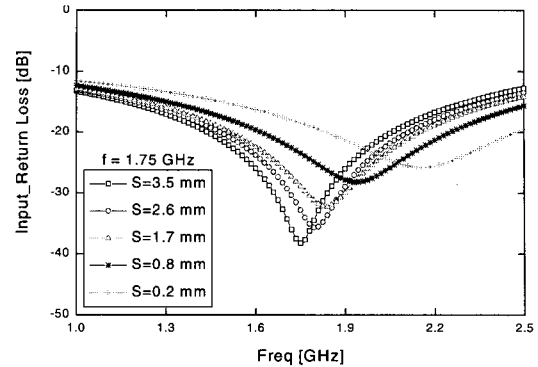


그림 2. 커플링 간격(S)의 변화에 따른 반사 특성 곡선
Fig. 2. The characteristics of the return loss to the variation of the coupling distance.

2. 전기적 길이 보상

앞에서 기술한 바와 같이 결합 구조를 형성하는 부분의 결합 간격을 점차로 줄이면 각 선로 사이의 상호 결합 세기가 증가하여 결합 선로간 전자장의 상호작용이 활발하게 된다. 이로 인해 90° 위상의 전기적 길이가 결합 세기 증가에 역으로 줄어들게 되어 특성 곡선의 공진 주파수가 고주파 쪽으로 이동하게 되는데, 이것을 원래의 동작 주파수 특성으로 유지하기 위해 정합 선로의 물리적 길이 조정이 필요하게 된다.

그림 1(b)의 A부분에서 보는 바와 같이 결합 구조는 가운데 선로 길이를 기준으로 형성되는 3가닥의 결합 선로로 설정하였다. 따라서 3가닥 결합 선로의 결합 계수는 길이 l 과 간격 S 의 변화에 따라서 결정되는데, 정합 선로의 물리적인 길이는 동작 주파수에 대해서 일정하므로 간격, S 를 점차로 증가시키면 길이 l 이 상대적으로 줄어들게 된다. 그림 3(a)는 선로간 간격 변화에 따라 결정된, 물리적 정합 선로 길이의 특성 곡선이다. 결정된 물리적 정합 선로 길이는 90° 위상의 전기적 길이를 나타내는 값으로 교정된 길이이다. 결합 간격, 3.05 mm부터 3.5 mm까지의 구간에서 곡선이 가파르게 떨어지는데, 이것은 이 부분에서의 결합 세기가 급격히 감소하여 결합력이 큰 영향을 미치지 않는 특성을 나타내기 때문이다. 또한, 3.05 mm 이후부터 간격을 점차로 줄이면 지수 함수 형태로 선로 길이의 값이 급격히 증가하는데, 이것은 결합 구조를 이루는 부분의 선로 간격, S 가 감소하면 상대적으로 길이 l 이 증가하게 되어 결합 세기가 선형적이 아닌 큰 폭으로 증가하며, 또한 B부분에서도 부수적으로 결합력이 발생하기 때문에 전체적으로 볼 때 A와 B

부분을 모두 고려한 결합력에 상응하는 이동 현상이 발생하게 된다. 따라서 교정되는 길이도 같은 양상으로 증가하는 것이다.

그림 3 (b)는 앞의 그림 3 (a)를 부연 설명할 수 있는, A부분의 결합 간격의 변화에 따른 결합 계수의 관계 곡선을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 결합 간격이 좁아지면서 결합 계수가 점차 큰 폭으로 증가하고 있으며, 간격이 넓어지면서 3.05 mm를 기점으로 가파르게 값이 떨어지고 있음을 알 수 있다. 따라서 결합 간격 3.05 mm부터 최대 간격 3.5 mm 까지의 구간에서는 결합의 세기가 상당히 낮기 때문에 선로간 상호 커패시턴스 값이 미약하게 형성될 것이므로, 필요로 하는 보상 인덕턴스 또한 작은 값이 된다.

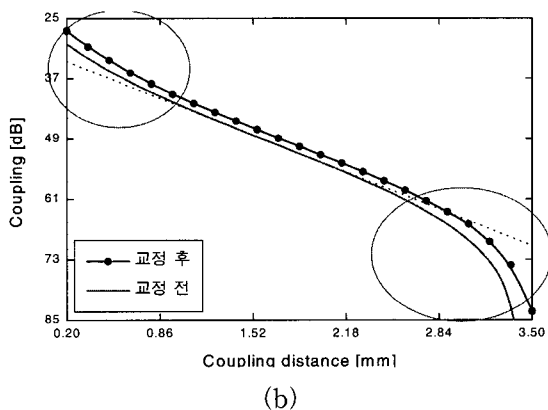
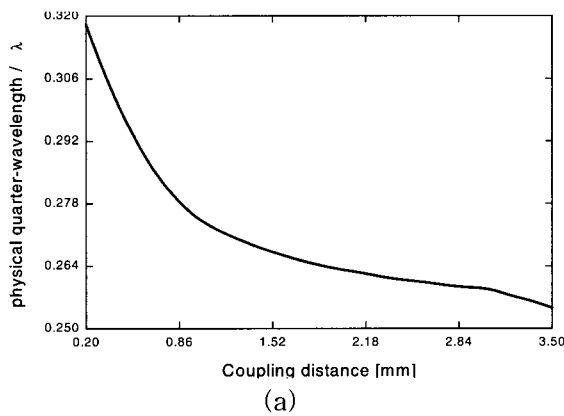


그림 3. (a) 결합 간격에 따른 최적의 정합 선로 물리적 길이 (b) 결합 간격에 따른 결합 계수
 Fig. 3. (a) The optimum physical quarter-wave-length to the variation of the coupling distance. (b) The coupling coefficient to the variation of the coupling distance.

3. 인덕턴스 보상

선로간의 결합력이 강해지면서 상호 커패시턴스 값이 증가하게 되는데, 이로 인하여 1/4 파장 정합 선로 특성 임피던스 값이 기존과 달라져서 입,출력 단에 부정합 된다. 따라서 발생하는 상호 커패시턴스를 직렬의 인덕턴스를 사용하여 보상함으로써 달라진 특성 임피던스를 교정해야 한다. 이러한 보상 인덕턴스로 유도성 슬릿을 사용하였다. 그림 4 (a)는 마이크로스트립 유도성 슬릿의 실제 모델이며, 그림 4 (b)는 슬릿의 등가회로를 나타내고 있다^{[2],[4],[5]}.

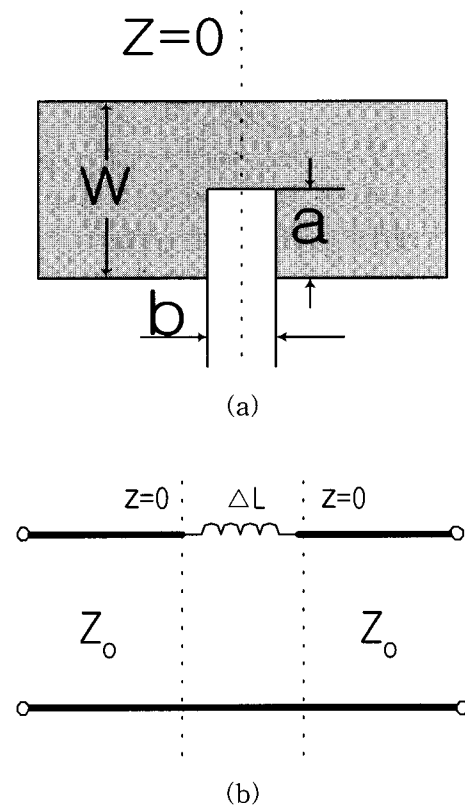


그림 4. (a) 마이크로스트립 유도성 슬릿 모델 (b) 유도성 슬릿 등가 회로
 Fig. 4. (a) The Microstrip inductive slit. (b) The equivalent circuit of the slit.

마이크로스트립 폭 방향으로 자른 좁은 슬릿은 자기장의 집중으로 인하여 등가적으로 직렬의 인덕턴스를 형성한다. 이러한 구조는 Hofer[4]에 의해 연구되었는데, 불연속에서의 초과 커패시턴스를 보상하거나 스테브와 같은 마이크로스트립의 길이를 미세 조정하는데 주로 사용될 수 있다. 인덕턴스에 대한 식은 다음과 같이 표현된다^[2].

$$b = \frac{\lambda_g}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{\omega L}{Z_{ol}}\right) \quad (1)$$

여기서 b, L, Z_{ol}, λ_g 는 각각 슬릿의 간격(유도성 길이), 슬릿의 인덕턴스, W - a 부분 선로의 특성 임피던스, 그리고 관내 파장을 나타낸다. 위의 식(1)을 인덕턴스를 구하기 위한 식으로 바꾸어 표현하면 아래 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$L = \frac{Z_{ol}}{\omega} \sin\left(\frac{2\pi b}{\lambda_g}\right) \quad (2)$$

변수 Z_{ol}, λ_g 는 W - a 부분 선로의 특성 임피던스와 관내 파장을 나타내므로 유도성 슬릿의 깊이 a 에 의해 결정되는 값이다. 즉, 깊이 a 가 증가할수록, W - a 값이 감소하여 특성 임피던스 Z_{ol} 은 커지고 관내 파장 λ_g 는 증가되어 전체적으로 인덕턴스 L 값은 상승하게 된다. 또한 슬릿의 폭 b 의 증가에 따라 인덕턴스 값이 상승한다. 따라서 유도성 슬릿의 인덕턴스 값은 깊이 a 와 폭 b 가 커질수록 값이 증가하며, 작아질수록 그 값이 감소하는, 전체적으로 깊이와 폭에 비례하는 관계를 형성한다.

슬릿 구조를 설계하는데 있어서 제한적인 요소가 존재하는데, 슬릿의 폭 b 가 상당히 좁게 형성될 경우 무시할 수 없는 직렬의 갭 커패시턴스가 형성되어 슬릿을 통과하는 변위 전류가 흐를 수 있다는 점이다. 따라서 갭 커패시턴스의 영향을 무시할 수 있는 슬릿의 폭을 유지하여야 한다.

C_{12} 를 폭 $2a$, 유전체 두께 h , 그리고 서로 떨어진 간격 b 인 마이크로스트립 선로의 갭 커패시턴스라고 가정하면, 그때의 깊이 a 이고 폭이 b 인 슬릿의 갭 커패시턴스는 $C_s = C_{12}/2$ 으로 근사화 된다. 따라서 $C_s = (a/W) C_{12}$ 로 일반화할 수 있다^[4-6].

깊이 a 와 폭 b 로 형성되는 슬릿의 최적 보상 인덕턴스 값을 일정하게 유지하기 위해서는 깊이 a 와 폭 b 를 조절함으로써 가능하다. 다시 말해, 폭 b 를 증가시킨다면 깊이 a 를 해당하는 만큼 감소시킴에 따라 일정한 인덕턴스 값을 유지시킬 수 있다. 여기서 폭 b 의 간격은 깊이 a 가 존재할 수 있는 범위에서 제한된다. 따라서 한가지의 일정한 인덕턴스 값에 대해 제한된 범위 내에서 다양한 슬릿의 규격이 존재한다.

깊이 a 가 존재할 수 있는 범위에서 최적의 보상 인덕턴스 값을 만족하는 폭 b 의 제한 간격은 다음의 표 1과 같다.

표 1. 폭 b 의 제한 간격

Table 1. The limitative width of a slit.

S [mm]	[nH] L_{opt}	폭 b 의 제한 간격 [mm]
0.2	1.213	< 3.31
0.5	1.061	< 2.89
0.8	1.007	< 2.74
1.1	0.961	< 2.62
1.4	0.920	< 2.50
1.7	0.883	< 2.40
2.0	0.870	< 2.37
2.3	0.860	< 2.34
2.6	0.850	< 2.31
2.9	0.821	< 2.23
3.2	0.761	< 2.07

표 1에서 알 수 있듯이 결합 간격의 전체 경우들을 만족시킬 수 있는 슬릿의 폭 b 는 2.07 mm 미만을 유지하여야 한다. 따라서 본 연구에서는 슬릿의 폭 b 를 2 mm로 설정하였는데, 최대 깊이를 정합 선로의 폭인 1.041 mm로 가정하였을 경우 55 dB의 갭 결합 계수를 나타내었다. 따라서 슬릿의 깊이가 점차적으로 낮아지게 되면 55 dB이하의 미약한 결합력을 나타내므로 직렬의 갭 커패시턴스의 영향은 거의 무시할 수 있다.

그림 5는 슬릿 유무의 변형된 구조와 기존 구조와의 특성 비교를 나타낸 것이다. 중심 주파수 $f_0=1.75$ GHz, 결합 간격 $S=0.2$ mm일 때 정합 선로의 물리적 길이를 조정하면 인덕턴스 1.213 [nH]로 보상한 경우의 모의 실험 결과이다. 기존의 정합 선로를 3가닥 결합 구조로 형성하였을 때, 발생하는 상호 커패시턴스로 인한 특성 임피던스의 변화로 전기적 특성이 악화되었음을 알 수 있고, 이것을 최적의 보상 인덕턴스로 보상함으로써 기존보다 더 우수한 특성이 형성되었음을 확인할 수 있다.

그림 6은 결합 간격에 따른 최적의 보상 인덕턴스 값을 나타낸 곡선이다. 곡선의 특성이 그림 3(b)의 결합 선로의 결합 계수 특성 곡선과 유사한 형태를 나타내는데, 이것은 앞서도 설명한 바와 같이 결합력의 증감에 따라 필요로 하는 보상 인덕턴스 값 또한 이에 상응하여 증가 및 감소하기 때문이다. 결합 간격이 좁아지면서 결합 계수가 점차 큰 폭으로 증가하고, 간격이 넓어지면서 결합 간격 3.05 mm를 기점으로 결합의 세기가 큰 폭으로 낮아지기 때문에 보상 인덕턴스 특성 곡선은 당연히 이에 상응하는 유사한 형태를 나타내게 된다.

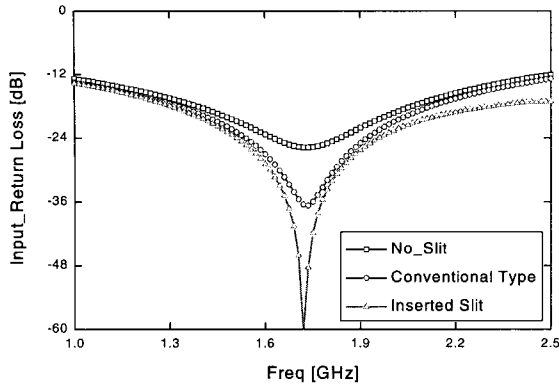


그림 5. 슬릿의 유무에 따른 특성 비교
Fig. 5. The characteristic comparison.

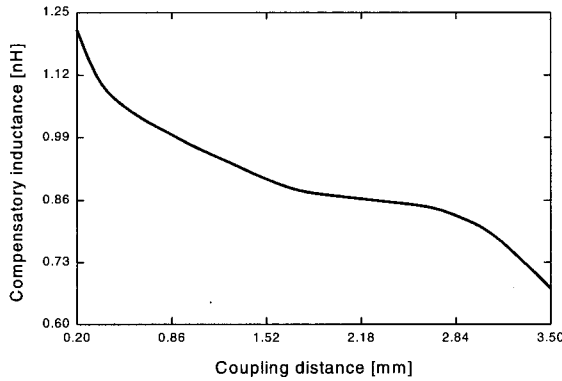


그림 6. 결합 간격에 따른 최적의 보상 인덕턴스
Fig. 6. The optimum compensatory inductance to the variation of the coupling distance.

제안된 전력 분배기의 모델이 그림 7에 제시되어 있다. 유도성 슬릿이 삽입된 3가닥 결합 구조의 형태이다. 그림 8은 나빠진 전기적 특성을 개선시키기 위해, 삽입한 슬릿의 보상 인덕턴스 값의 변화에 따르는 입, 출력 단의 정재파 비와 출력단 간 격리도 비율을 결합 간격, 2 mm, 1.5 mm, 1.0 mm, 0.5 mm, 0.3 mm의 5 가지 표본 값에 대해 분석한 것이다. 그림 8 (a)는 입력 단 반사 특성, 그림 8 (b)는 출력 단 반사 특성, 그리고 그림 8 (c)는 출력단 간 격리도 특성에 대한 비율 곡선이다.

입력 단 반사특성은 공진 주파수 1.75 GHz에서의 반사율을 나타낸 것으로서 보상 인덕턴스 0.75~0.98 nH 구간에서의 반사율 특성이 가장 우수하게 분포하였고, 0.98 nH 이후로 인덕턴스의 값이 증가함에 따라 점차로 반사율이 증가하였다. 결합 간격이 2 mm인 경우, 보상 인덕턴스 값이 0.87 nH일 때 가장 우수한 정합 특성을 보였으며 정재파 비는 1.017이었다. 결합

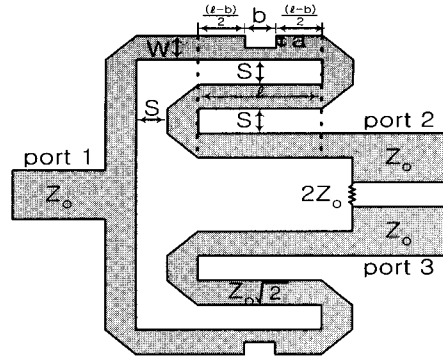
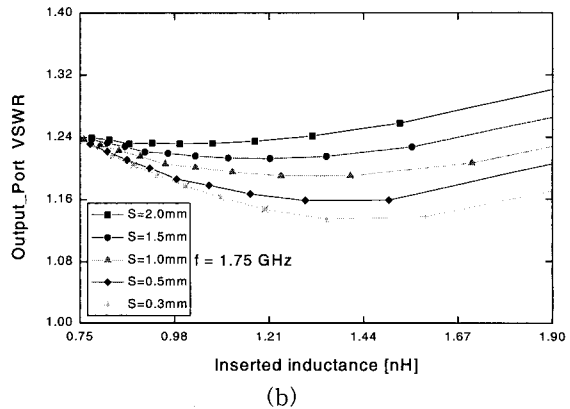
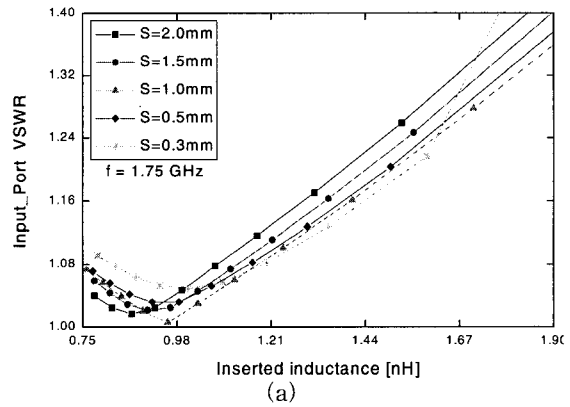


그림 7. 제안된 전력 분배기 모델
Fig. 7. The proposed power divider.

간격이 1.5 mm, 1.0 mm, 0.5 mm, 0.3 mm인 경우는 보상 인덕턴스 값이 각각 0.91 nH, 0.96 nH, 0.98 nH, 1.01 nH일 때 가장 우수한 정합 특성을 보였으며 이때의 정재파 비는 1.02, 1.006, 1.03, 1.05로써 매우 낮은 반사율을 나타내었다. 결합 간격이 감소함에 따라 최적 보상 인덕턴스 값이 증가한 것은 간격의 감소에 따른 상호 커패시턴스의 증가에 기인한 결과이다.



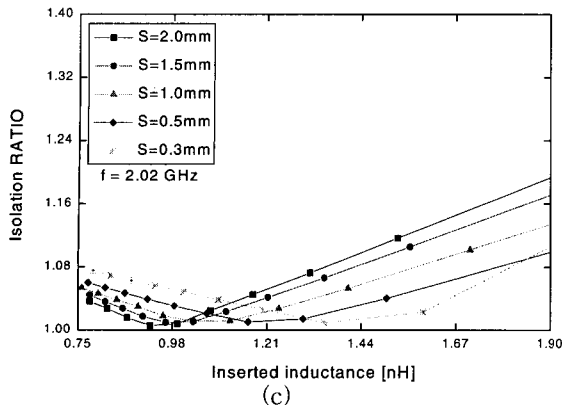


그림 8. (a) 삽입된 슬릿의 인덕턴스에 따른 입력 단 반사 정재파 비 (b) 삽입된 슬릿의 인덕턴스에 따른 출력 단 반사 정재파 비 (c) 삽입된 슬릿의 인덕턴스에 따른 격리도 비율

Fig. 8. (a) The input VSWR to the variation of inductance of inserted slit. (b) The output VSWR to the variation of inductance of inserted slit. (c) The isolation RATIO to the variation of inductance of inserted slit.

출력 단 반사특성은 공진 주파수 1.75 GHz에서의 반사율을 나타낸 것으로써 결합 간격 2 mm, 1.5 mm, 1.0 mm, 0.5 mm, 0.3 mm인 경우에 대하여 보상 인덕턴스 값이 각각 0.87 nH, 1.21 nH, 1.24 nH, 1.30 nH, 1.35 nH일 때 가장 우수한 정합 특성을 보였으며 이때의 정재파 비는 1.232, 1.213, 1.19, 1.16, 1.135의 반사율을 나타내었다. 전체적으로 볼 때, 입력 단 특성 변화에 비해 보상 인덕턴스에 많은 영향을 받지 않는 특성을 보였다.

입, 출력 단간 격리도 특성은 주파수 2.02 GHz에서 공진이 발생하였는데, 결합 간격 2 mm, 1.5 mm, 1.0 mm, 0.5 mm, 0.3 mm인 경우에 대하여 보상 인덕턴스 값이 각각 0.93 nH, 0.96 nH, 1.03 nH, 1.16 nH, 1.35 nH일 때 가장 우수한 격리도 특성을 보였으며 이때의 격리도 비율은 1.006, 1.01, 1.011, 1.01, 1.01의 상당히 우수한 비율을 나타내었다. 결합 간격이 좁아질수록 결합력의 증가로 인하여 상호 커패시턴스의 값이 상승하므로 이를 보상하기 위한 최적의 인덕턴스 값 또한 결합 간격의 감소에 반하여 증가함을 확인할 수 있었다.

III 제작 및 측정결과 분석

본 연구에서는, 제작에 유전율 3.2, 유전체 두께

0.7874 mm, 도체 두께 0.018 mm(1/2oz)인 TACONIC사의 테플론 기판을 사용하였으며, HP 8510C 회로망 분석기를 사용하여 측정하였다. 제작상의 중심 주파수는 1.75 GHz이고 이때의 50Ω 선로 폭은 1.879 mm이며 70.71Ω 인 정합 선로의 폭은 1.041 mm, 길이는 27.40245 mm였다. 여러 가지 경우 중 제작의 편의를 위해 결합 간격이 2 mm일 때를 선정하여 제작하였으며 최적의 보상 인덕턴스 0.87 nH를 형성하는 폭 2 mm, 깊이 0.31 mm인 슬릿을 삽입하였다. 그림 9는 실제 제작한 제안된 전력 분배기와 기존의 전력 분배기의 측정된 특성 곡선을 나타낸 결과이며 모의 실험 상에서 얻은 결과도 비교할 수 있도록 함께 제시하였다. 그림 9(a)는 입력 단 반사 특성, 그림 9(b)는 출력 단 반사 특성, 그리고 그림 9(c)는 출력 단간 격리도 특성을 나타낸 그림이다.

입력 단 반사 특성의 측정 결과를 비교 분석해 보면 동작 주파수 $f = 1.75$ GHz에서 기존의 전력 분배기는 -32.6 dB였고 제안된 전력 분배기는 -34.2 dB를 나타내어 수치적으로 제안된 경우의 전력 분배기가 우수한 특성을 유지하였다. 또한 동작 주파수를 중심으로 약 180 MHz 대역 상에서의 특성이 기존의 경우에 비해서 평균 2.5 dB 이상의 우수한 특성을 나타내었다.

출력 단 반사 특성의 측정 결과를 비교 분석해 보면 동작 주파수 $f = 1.75$ GHz에서 기존의 전력 분배기는 -32.9 dB였고 제안된 전력 분배기는 -34.3 dB를 나타내어 수치적으로 제안된 경우의 전력 분배기가 우수한 특성을 유지하였다. 1 GHz~2.5 GHz 전체 대역 상에서의 특성을 분석해 보면 주파수가 고주파 쪽으로 갈수록 기존의 전력 분배기에 비해 전기적 특성이 좋아짐을 확인할 수 있으며 1.7 GHz를 기점으로 그 이상의 고주파 대역에서 우수한 특성이 유지되었다. 전체적으로 인덕턴스의 영향으로 인해서 대역폭이 증가하는 경향을 나타내었다.

출력 단간 격리도 특성의 측정 결과를 비교 분석해 보면 동작 주파수 $f = 1.75$ GHz에서 기존의 전력 분배기는 -29.8 dB였고 제안된 전력 분배기는 -36.7 dB를 나타내어 수치적으로 제안된 경우의 전력 분배기가 우수한 특성을 유지하였다. 또한 동작 주파수를 중심으로 약 180 MHz 대역 상에서의 특성이 기존의 경우에 비해서 평균 5.8 dB 이상의 우수한 특성을 나타내었다. 참고로 삽입 손실은 큰 변화 없이 기존의 3 dB 손실을 그대로 유지하였다.

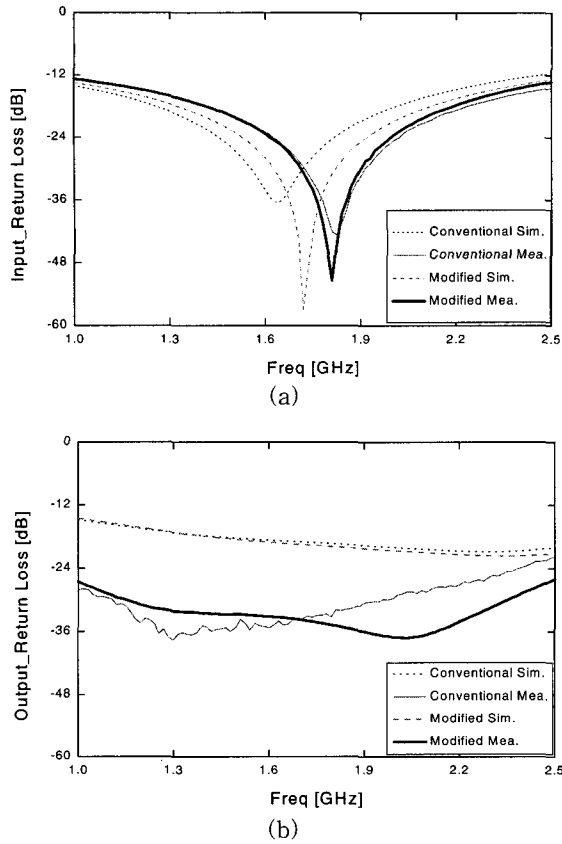


그림 9. (a) 입력 단 반사 특성 곡선 (b) 출력 단 반사 특성 곡선 (c) 격리도 특성 곡선
 Fig. 9. (a) The characteristics of the input port reflection. (b) The characteristics of the output port reflection. (c) The characteristics of the isolation.

IV. 결론

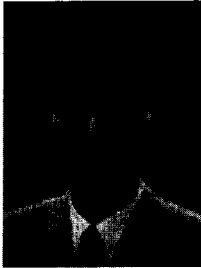
기존의 Wilkinson 전력 분배기의 1/4 파장 정합 선로를 유도성 슬롯이 삽입된 3가닥의 결합 구조로 구현하였다. 이러한 구조에서는 결합 구조를 이루는 부분의 상호 결합력으로 인하여 90° 위상의 전기적 길이가 감소함에 따라 공진 주파수의 고주파 이동 현상이 발생하는데, 정합 선로의 물리적 길이를 조정하여 변화된 위상을 보상함으로써 전기적 길이를 교정하였다. 결합 구조의 결합력으로 인한 상호 커패시턴스를 마이크로스트립 선로 폭 방향으로 자른 형태의 유도성 슬롯으로 보상함으로써 전기적 특성을 유지 및 개선하였는데, 다양한 결합력에 대해 해당하는 최적의 인덕턴스 값으로 보상만 해주게 되면 전기적 특성은 항상

좋은 특성을 유지할 수 있다는 점을 확인할 수 있었다. 크기 면에서도 3가닥 결합 구조로 구현함에 따라 2차원적인 점유면적을 기존의 약 1/3배로 줄일 수 있었다. 결론적으로 소자의 크기를 소형화하면서 전기적 특성은 기존의 특성을 유지 및 개선하는 효과를 얻었다.

참고 문헌

[1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Addison Wesley, 1990.
 [2] J. Ho and N.V. Shuley, "Wilkinson-Divider Design Provides Reduced Size," *Microwaves & RF*, pp. 104-110, October 1997.
 [3] R. Stegens, "Learn to fold the wilkinson hybrid divider," *Microwaves & RF*, pp. 163-168, May 1993.
 [4] Wolfgang J. R. Hoefler, "Equivalent Series Inductivity of a Narrow Transverse Slit in Microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, pp. 401-415, 1993.
 [5] T. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*. John Wiley & Sons, 1992.
 [6] P. Benedek and P. Silvester, "Equivalent capacitances for microstrip gaps and steps," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 729-733, Nov.1972.
 [7] D. Antsos, "Modified wilkinson power dividers for K-and Ka-Bands," *Microwave Journal*, pp.98-104, November 1995.
 [8] C. Q. Li, S.H. Li and R.G. Bosisio, "CAD/CAE Design of an improved, wideband wilkinson power divider," *Microwave Journal*, pp. 125-135, November 1984.
 [9] F.M. Ghannouchi and R.G. Bosisio, "Power dividers and combiners support wideband applications," *Microwaves & RF*, pp. 101-104, September 1992.

저 자 소 개



金 鎮 杓(正會員)

1998년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사). 2000년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사). 2000년 3월~현재: (주)모토로라 코리아 K.D.C 연구원



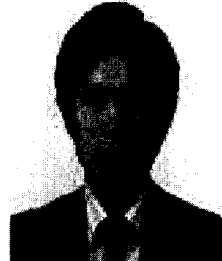
金 尙 台(正會員)

1985년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사). 1984년 12월~1985년 8월: 대우중공업(주) 연구소. 1987년 8월: 아주대학교 전자공학과(공학석사). 1997년 2월: 아주대학교 전자공학과(박사수료). 1991년 3월~현재: 한국생산 기술연구원 산업기술정책 연구소 선임연구원



金 元 基(正會員)

1995년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사). 1997년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사). 1997년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학 중



羅 克 煥(正會員)

1973년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사). 1977년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사). 1981년 7월: 프랑스 ENSEEIHT 국립종합공과대학 전자공학과(공학박사). 1986년~현재: 광운대학교 전자공학과 교수



愼 哲 宰(正會員)

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