V/UHF-대역 광대역 2분기 전력 분배기

V/UHF-Band Broadband 2-Way Power Divider

박여일 · 고진현* · 박영주** · 박동철

Yeo-Il Park · Jin-Hyun Ko* · Young-Joo Park** · Dong-Chul Park

요 약

본 논문에서는 V/UHF 대역인 20~500 MHz에서 동작하는 광대역 2분기 전력 분배기를 제안하고 페라이트를 이용하여 구현하였다. 4분기 전력 분배기에서 보편적으로 사용되는 4:1 임피던스 변환기 대신 본 논문의 2분기 전력 분배기에서는 2:1 임피던스 변환기를 사용하였다. 구현된 2분기 전력 분배기는 요구 대역 내에서 약 3.5 dB의 삽입 손실, −10 dB 이하의 격리도, −10 dB 이하의 반사 손실 특성을 갖는 것으로 측정되었다.

Abstract

In this paper, a broadband 2-way power divider which can be used from 20 MHz to 500 MHz in the V/UHF band is designed using transmission-line transformer and ferrite toroid. A 2:1 impedance transformer instead of the conventional 4:1 impedance transformer is realized and this 2:1 transformer is connected with the conventional bridge-type 2-way divider to form a 2-way power divider. Insertion loss of about 3.5 dB, isolation of less than −10 dB, and return loss of less than −10 dB in most band of interest are measured.

Key words : 2-Way Power Divider, V/UHF, Broadband, Transmission-Line Transformer, Ferrite

Ⅰ. 서 론

전력 분배기에 관한 연구는 Wilkinson의 전력 분배기를 중심으로 많은 연구가 이루어져 왔다[1]. 특히 국내에서는 대부분의 연구가 Wilkinson의 전력 분배기만을 중심으로 이루어져 왔고, 이 이론을 이용하여 GHz 대역에서 다양한 전력 분배기가 연구되었다. 하지만 V/UHF 대역이나 그 이하의 대역에서 Wilkinson 구조의 분배기는 크기가 커져 이용하기에 어렵다. 국내에서는 Wilkinson의 구조 외에 다른 구조의 전력 분배기에 대한 연구는 미미한 실정이다.

Wilkinson의 구조를 이용하지 않은 분배기 중 V/UHF 대역에서 광대역으로 동작하는 전력 분배기로 브리지 구조를 이용한 전력 분배기가 있다[2]. 그 후 Werlau는 이 브리지 구조를 더 간결하게 변화시키고 그 특성을 개선하였다[3],[4]. 그러나 모든 문헌에서 브리지 구조를 이용한 경우에는 모두 4분기 전력 분배기만을 제안하고 있다.

본 논문에서는 브리지 구조를 이용한 광대역 2분기 전력 분배기를 제안하고자 한다. 2분기 전력 분배기는 2분기 분배기의 역할뿐 아니라, 두 개의 4분기 전력 분배기와 연결되어 8분기 전력 분배기도 구현될 수 있는 등 여러 조합을 통해 다양한 분기의 출력을 낼 수 있는 장점이 있어 활용 분야가 많다고 여겨진다. 4분기 전력 분배기가 주로 많이 연구되었는데, 이는 4분기 전력 분배기의 구현시 요구되는 4:1

「본 논문은 국방과학연구소 위탁연구(UD050009FD) 과제 연구비 지원에 의하여 수행되었음.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chungnam National University)

*블루웨이브텔(BlueWaveTel)

**국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논 문 번 호 : 20061219-164

· 수정완료일자 : 2007년 2월 15일

임피던스 변환기 때문으로 판단된다. 4:1 임피던스 변환기는 설계 기법이 잘 알려져 있고 구현 방법 또한 쉬운 반면, 2분기 전력 분배기에 쓰이는 2:1 임피던스 변환기에 대한 연구는 쉽게 찾아볼 수 없다.

본 논문에서는 V/UHF 대역에서 25:1의 넓은 대역폭(20~500 MHz)을 갖는 2분기 전력 분배기를 구현하였다. 기본적으로 Werlau가 제안한 브리지 구조에 4:1 임피던스 변환기 대신 2:1 변환기를 연결시켜 50 Ω 2분기 전력 분배기를 구현하였으며 그 특성을 측정하였고 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

Ⅱ. 설계 및 시뮬레이션

그림 1은 동축 케이블과 페라이트를 이용한 2분기 전력 분배기의 구조를 나타내고 있다. 이 분배기는 입력 신호를 동일한 진폭과 위상으로 나누는 분배기 부분과, 분배 후의 100 Ω 임피던스를 50 Ω으로 변환시켜주는 2:1 임피던스 변환기 부분으로 나누어 설계되었다.

설계된 2분기 전력 분배기를 Agilent社의 ADS 2003A를 이용하여 분배기 부분과 임피던스 변환기 부분, 그리고 2분기 전력 분배기 전체를 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션에 사용한 마이크로스트립 기판은 유전율 2.5의 Taconic TLX-9이며, 이 기판의 손실 탄젠트는 0.0019, 두께는 0.508 mm, 50 Ω 선로 폭은 1.44 mm이다. 동축 케이블은 RG-178로 특성 임피던스는 50 Ω이고, 내부 도체의 직경은 0.3 mm, 외부 도체의 직경은 1.33 mm, 유전체는 Teflon이다.

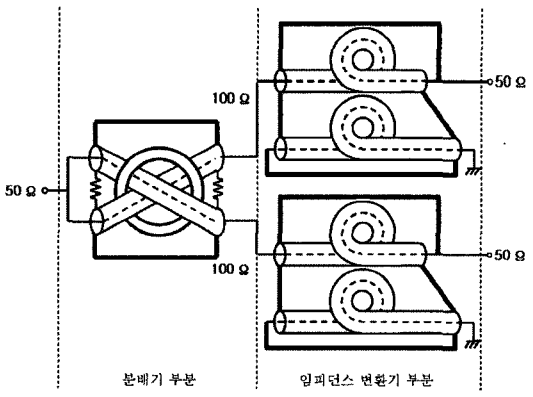


그림 1. 제안하는 2분기 전력 분배기의 구조
Fig. 1. Proposed 2-way power divider configuration.

2-1 분배기 부분

Werlau가 제안한 페라이트 토로이드와 두 동축 케이블이 교차하는 브리지 구조를 이용한 2분기 분배기 부분을 그림 2에 보였다[4]. 두 50 Ω 동축 케이블의 내부 도체로 신호가 통과하고, 각각의 외부 도체의 끝은 반대편 외부 도체의 끝과 50 Ω 마이크로스트립 선로로 연결되어 있으며 외부 도체들은 100 Ω 저항으로 격리되어 있다. 그리고 두 동축 케이블이 교차하는 지점에 페라이트를 삽입하여 광대역 특성을 구현하였다.

동축 케이블을 페라이트에 감을 경우 선로의 인덕턴스는 식 (1)과 같이 표현된다. 따라서 감긴 횟수 N과 상대투자율이 커지게 되면 동축 케이블의 인덕턴스 값이 커지게 되고 따라서 선로의 임피던스도 커지게 되어 결국 동축 케이블 외부 도체에 흐르는 전류는 작아지게 된다.

$$L=\frac{\mu_0\mu_R N^2 S}{2\pi\rho_0} \tag{1}$$

여기서 ρ_0는 토로이드의 평균 반지름, μ_R은 상대투자율, N은 감긴 횟수, S는 토로이드의 단면적이다. 그림 3은 본 논문에서 사용한 페라이트의 주파수에 따른 투자율 곡선을 보여주고 있다. 페라이트의 투자율은 하한 주파수인 20 MHz에서 큰 값을 갖고 주파수가 올라갈수록 감소되는데 이 특성을 이용해 동작 대역이 확대된다.

분배기 부분의 동축 케이블 길이는 구현 가능한 범위 내에서 가장 짧게 해서 삽입 손실 특성이 저하되지 않도록 하였다.

그림 4(a)는 그림 2의 분배기 부분 구조의 ADS

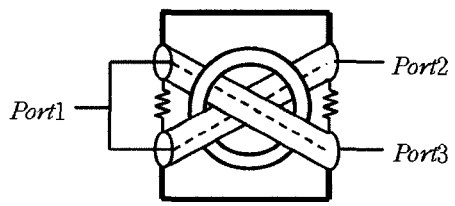


그림 2. 페라이트 토로이드와 브리지 구조를 이용한 분배기 부분
Fig. 2. Divider part using ferrite toroid and bridge configuration.

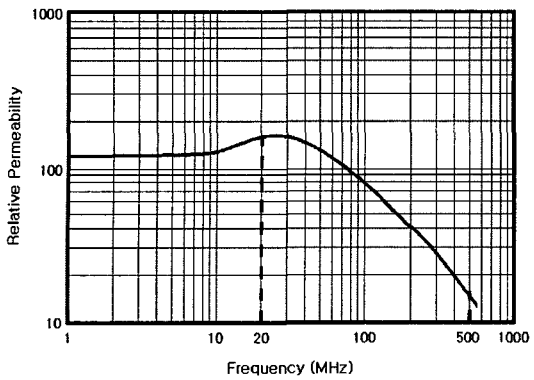
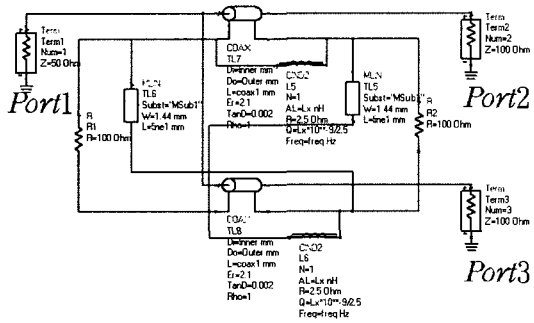


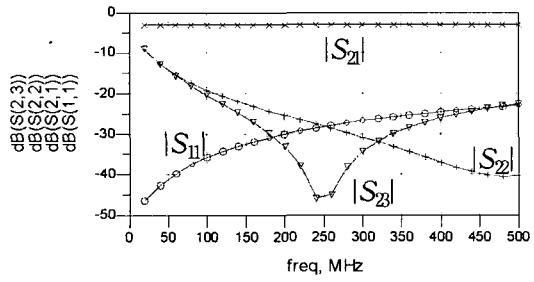
그림 3. 주파수에 따른 NiZn 페라이트 상대 투자율 특성

Fig. 3. NiZn ferrite relative permeability vs frequency.



(a) 분배기 부분 Schematic

(a) Schematic of divider part



(b) 분배기 부분의 S 파라미터

(b) S-parameters of divider part

그림 4. 분배기 부분의 구조와 시뮬레이션 결과

Fig. 4. Structure and simulation results of the divider part.

Schematic을 나타내고 있고, 그림 4(b)는 이 분배기 부분의 S 파라미터 특성을 나타내고 있다. 그림 4(a)에서 그림 2의 두 동축 케이블은 TL7, TL8로 길이는 각각 50 mm, 두 동축 케이블의 외부 도체를 연결한 마이크로스트립 선로는 TL5, TL6로 길이는 각각 55 mm로 제작에 이용하고자 하는 동축 케이블과 마이크로스트립 선로의 특성을 삽입하여 파라미터를 조절하면서 특성이 가장 좋은 값으로 결정하였다. 두 동축 케이블 사이의 저항은 R1, R2로 구현되었고 그 값은 각각 100 Ω이다. 페라이트 토로이드는 토로이달 인덕터 L5, L6을 동축 케이블의 외부 도체에 병렬로 연결시킨 구조로 구현되었다. 여기서 토로이달 인덕터를 사용한 이유는 동축 케이블이 페라이트 토로이드에 감겨 인덕턴스를 발생시킨 특성을 시뮬레이션을 통해 구현하기 위함이다.

그림 4(b)를 통해 분배기 부분의 특성을 살펴보면, $|S_{21}|$이 약 −3.1 dB로 입사된 전력이 큰 손실 없이 반으로 나누어짐을 확인할 수 있었고, 20~500 MHz의 대역 내에서 $|S_{11}|$, $|S_{22}|$, $|S_{23}|$ 특성이 전체적으로 −10 dB 이하의 값을 갖는 것을 확인할 수 있었다. 이는 각 포트에서의 반사가 크지 않고, 포트 간의 격리도도 우수함을 의미한다.

2-2 임피던스 변환기 부분

그림 2의 페라이트 토로이드와 브리지 구조를 이용한 분배기 부분은 입력 포트의 임피던스가 50 Ω인 반면, 출력의 두 포트는 각각 100 Ω의 임피던스를 갖는다. 따라서 출력단의 임피던스를 입력단의 임피던스와 같게 변화시키기 위해 임피던스 변환기를 사용해야 한다.

그림 5에 Ruthroff 임피던스 변환기의 기본 구조를 보였다[5],[6]. Ruthroff 임피던스 변환기는 기본적으로 1:4의 임피던스 비를 갖는 임피던스 변환기로 동작한다. Ruthroff 임피던스 변환기에서 단자 1~2 사이의 전압과 단자 3~4 사이의 전압이 같을 때 (V_1

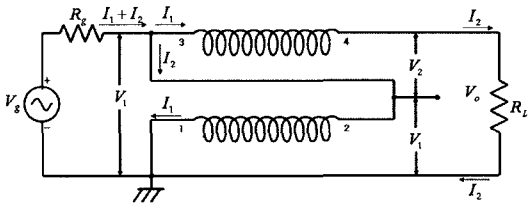


그림 5. Ruthroff 임피던스 변환기 기본 구조

Fig. 5. Basic structure of Ruthroff impedance transformer.

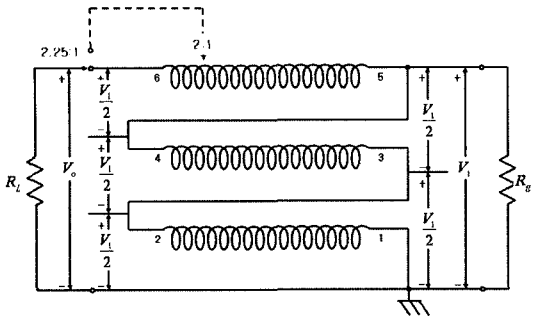


그림 6. 임피던스 비가 2:1인 임피던스 변환기 구조
Fig. 6. Impedance transformer structure whose impedance ratio is 2:1.

$=V_2$) 식 (2)를 통해 입력단과 출력단의 임피던스가 1:4의 비를 가짐을 알 수 있다.

$$P_{out}=\frac{(2V_1)^2}{R_L}=\frac{V_1^2}{R_L/4}=\frac{V_1^2}{R_g}=P_{in} \quad (2)$$

Ruthroff 임피던스 변환기는 기본적으로 두 개의 전송선로를 사용하는데, 전송선로의 수를 증가시키면서 연결 구조를 변화하면 임피던스 변환기의 임피던스 비를 비교적 쉽고 다양하게 변화시킬 수 있다. 따라서 Ruthroff 임피던스 변환기를 그림 6과 같이 변화시키면 임피던스의 비가 2:1인 임피던스 변환기를 설계할 수 있다[5].

R_L의 상단을 단자 6에 연결하면 2.25:1의 임피던스 비를 갖는 임피던스 변환기가 되며, 이 때 단자 6에 연결한 부분을 단자 5와 6 사이의 점선 화살표로 표시한 부분(약 5:1의 길이의 비로 나눠진 부분)에 연결하면 임피던스 비가 2:1인 임피던스 변환기가 된다. 그림 6에서 $V_o=\sqrt{2}V_1$이면, 식 (3)을 통해 2:1 임피던스 변환기가 되는 것을 알 수 있다.

$$P_{out}=\frac{(\sqrt{2}V_1)^2}{R_L}=\frac{V_1^2}{R_L/2}=\frac{V_1^2}{R_g}=P_{in} \quad (3)$$

$$V_o=V_1+\frac{V_1}{2}\times\frac{l}{L} \quad (4)$$

여기서 l은 그림 6의 단자 5에서 R_L이 연결되는 지점까지의 전송선의 길이, L은 전체 전송선의 길이이고 ρ는 임피던스 변화율로

$$\rho=\left(\frac{V_o}{V_1}\right)^2=\left(1+\frac{l}{2L}\right)^2 \quad (5)$$

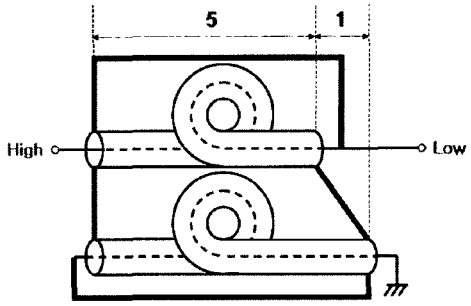


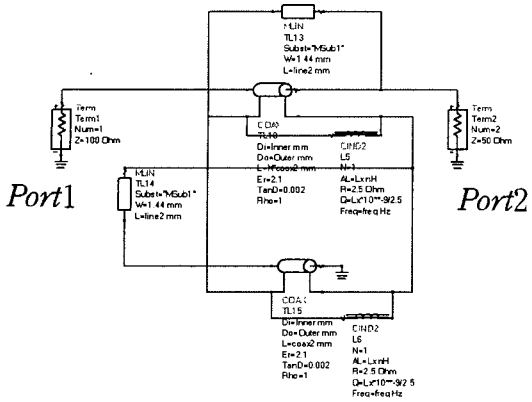
그림 7. 동축 케이블로 구현한 2:1 임피던스 변환기 부분
Fig. 7. 2:1 impedance transformer part realized by coaxial cable.

$V_o=\sqrt{2}V_1$이 되려면, 식 (5)로부터 $l/2L\simeq0.414$가 되어야 한다. 즉 $l:L\simeq0.828:1$의 비를 가질 때 2:1 임피던스 변환기를 구현할 수 있다.

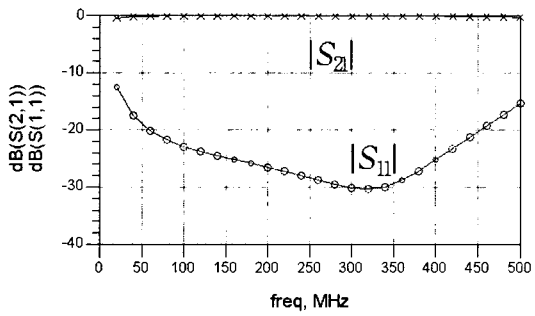
그림 7은 그림 6의 2:1 임피던스 변환기를 동축 케이블로 구현한 그림이다. 그림 6의 단자 5와 6 사이를 길이의 비가 약 1:5가 되는 지점을 연결하여 2:1의 임피던스 변환기 부분을 구현하였다.

최종 설계된 임피던스 변환기 부분을 그림 8(a)에 ADS Schematic으로 나타내었고, 그 시뮬레이션 결과를 그림 8(b)에 나타내었다. 그림 8(a)에서 그림 7의 짧은 동축 케이블은 TL18로 길이는 50 mm, 긴 동축 케이블은 TL15로 길이는 60 mm, 짧은 동축 케이블의 내부 도체와 외부 도체를 연결한 마이크로스트립 선로는 TL13으로 길이는 20 mm, 긴 동축 케이블의 내부 도체와 외부 도체를 연결한 마이크로스트립 선로는 TL14로 길이는 20 mm로 분배기 부분의 시뮬레이션과 마찬가지로 제작에 이용하고자 하는 동축 케이블과 마이크로스트립 선로의 특성을 삽입하여 파라미터를 조절하면서 특성이 가장 좋은 값으로 결정하였다. 페라이트 토로이드는 토로이달 인덕터 L5, L6을 동축 케이블의 외부 도체에 병렬로 연결시킨 구조로 구현되었다. 그림 8(a)에서도 그림 4(a)와 같이 동축 케이블의 외부 도체에 병렬로 토로이달 인덕터가 연결되어 있는데, 이 역시 페라이트 토로이드의 효과를 나타내고자 함이다. 그림 8(b)의 S 파라미터 특성을 살펴보면 $|S_{21}|$ 특성과 $|S_{11}|$ 특성 모두 만족할만한 결과를 보이고 있다.

2-3 2분기 전력 분배기 전체 시뮬레이션

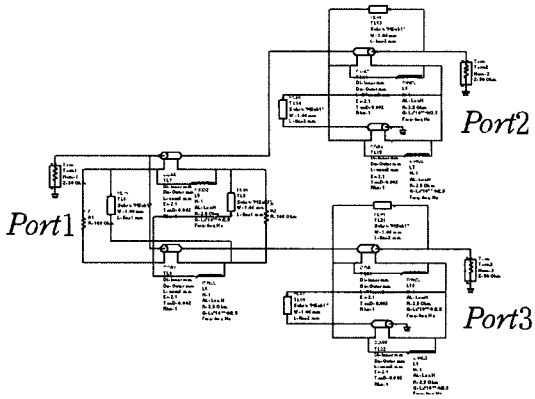


(a) 임피던스 변환기 부분 Schematic
(a) Schematic of impedance transformer part

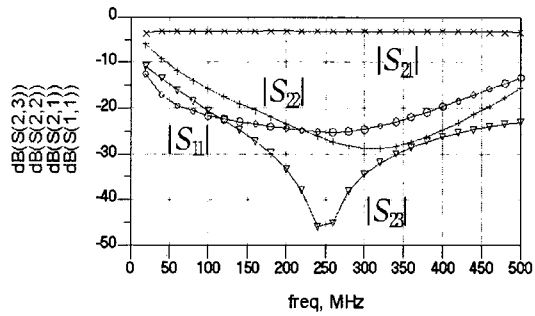


(b) 임피던스 변환기 부분의 S 파라미터
(b) S-parameters of impedance transformer part

그림 8. 2:1 임피던스 변환기 부분 구조와 시뮬레이션
Fig. 8. Structure and simulation results of the impedance transformer part.



(a) 2분기 전력 분배기 Schematic
(a) Schematic of 2-way power divider



(b) 2분기 전력 분배기의 S 파라미터
(b) S-parameters of 2-way power divider

그림 9. 2분기 전력 분배기 구조와 시뮬레이션
Fig. 9. Structure and simulation results of the 2-way power divider.

앞에서 설계한 분배기 부분의 두 출력단에 임피던스 변환기 부분을 연결하여 모든 포트가 50 Ω으로 정합된 그림 1과 같은 2분기 전력 분배기를 구성시켜 시뮬레이션하였다. 그림 1의 ADS Schematic을 그림 9(a)에 표현하였고, 시뮬레이션 결과를 그림 9(b)에 나타내었다.

본 논문에서 제안한 2분기 전력 분배기는 V/UHF 대역(20～500 MHz) 내에서 삽입 손실이 약 3.06～3.3 dB, 포트 간의 격리도는 −10 dB 이하, 반사 손실도 −15 dB 이하의 값을 갖는 우수한 특성을 보여주고 있다.

Ⅲ. 제작 및 측정결과

동진-TI社의 RG-178(50 Ω) 동축 케이블, Raraohm社의 RFRF250(100 Ω) 저항, SCC Korea社의 투자율 125의 NiZn 페라이트, 유전율 2.5, 두께 0.508 mm의 Taconic TLX-9 기판을 이용하여 그림 9(a)와 같은 구조의 전력 분배기를 제작하였고, 제작된 분배기의 사진을 그림 10에 나타내었다. 각 소자의 특성은 앞의 시뮬레이션에서 설정한 파라미터 값과 동일하게 설정하였다.

HP 8753D 벡터 회로망 분석기를 이용해 20～500 MHz 대역에서 S 파라미터를 측정하여 그림 11에 보였다. 그림 11(a)에서 보인 $|S_{21}|$의 값은 그림 9(b)의 시뮬레이션 특성과 비교해 볼 때 크게 다르지 않음을 확인할 수 있었다. 제작된 2분기 전력 분배기의 $|S_{21}|$은 전반적으로 −3.5 dB 이내에서 동작하는 것을 볼 수 있다. 하지만 20 MHz 부근에서는 특성이 저하되어 약 −5 dB에 가까운 값을 보였다.

그림 11(a)의 $|S_{11}|$도 전반적으로 −10 dB 이하의

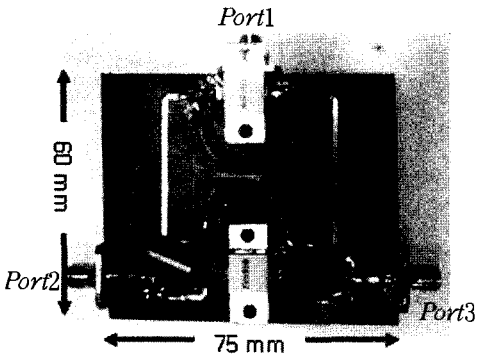


그림 10. 제작된 2분기 전력 분배기 사진
Fig. 10. Photograph of the fabricated 2-way power divider.

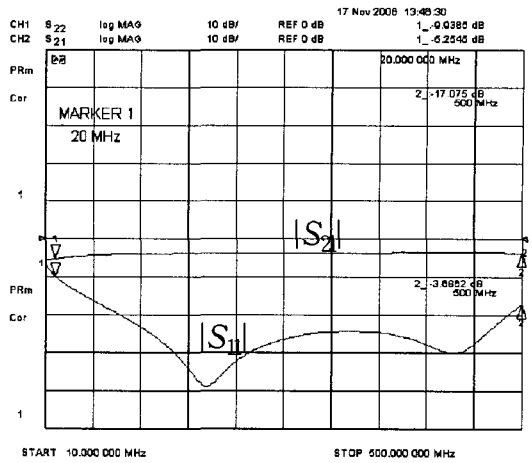
값을 갖고 100 MHz 이상 500 MHz 근처의 대역에서는 −20 dB 이하의 값을 갖는 것을 볼 수 있다. 하지만 $|S_{11}|$ 역시 20 MHz 부근에서는 −10 dB보다 커짐을 볼 수 있으며, 모두 시뮬레이션 특성과 대체로 일치함을 알 수 있다.

그림 11(b)에서 보인 $|S_{23}|$의 측정값은 −10 dB 이하, 약 −13 dB 정도의 값을 보였고, 그림 11(b)의 $|S_{22}|$ 값은 100 MHz 이상의 대역에서는 −10 dB 이하의 값을 보이고 있으나, 100 MHz 이하의 대역에서는 −10 dB보다 큰 값을 가졌다.

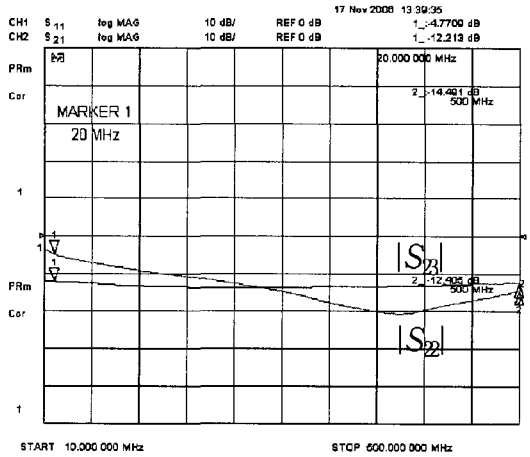
시뮬레이션 결과와 측정 결과를 살펴보았을 때 100 MHz 이하의 대역에서는 제작된 분배기의 특성이 조금 저하되는 것을 확인할 수 있었다. 이는 제작하는 과정에서 동축 케이블이 페라이트에 꽉 끼도록 감는 것이 쉽지가 않아 큰 공극이 생겨 나타나는 현상으로, 페라이트에 꽉 끼지 않은 부분은 페라이트를 인식하지 못하고 공기 중에 감긴 것으로 인식하여 결국 선로의 임피던스가 작아져 100 MHz 이하의 낮은 주파수 대역에서 특성이 저하된 것으로 판단된다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 V/UHF 대역에서 25:1의 넓은 대역폭(20~500 MHz)을 갖는 2분기 전력 분배기를 구현하였다. 설계 이론을 살펴보고, 각 부분의 특성을 시뮬레이션을 통해 파악한 뒤, 전체적인 특성을 확인하였으며, 시뮬레이션 결과와 제작 결과를 비교해 보



(a) $|S_{11}|$과 $|S_{21}|$ 특성
(a) $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ characteristics



(b) $|S_{22}|$과 $|S_{23}|$ 특성
(b) $|S_{22}|$ and $|S_{23}|$ characteristics

그림 11. 제작된 2분기 전력 분배기의 측정된 S파라미터
Fig. 11. Measured S-parameters of the fabricated 2-way power divider.

았다. 구현된 분배기는 전 대역에서 약 −3.3 dB의 삽입 손실, −10 dB 이하의 격리도, 대부분의 대역에서 −10 dB 이하의 반사 손실을 갖는 우수한 성능을 보여주고 있다.

좀 더 높은 투자율을 갖는 페라이트를 사용하고, 동축 케이블을 페라이트에 더욱 촘촘히 감을 수 있다면 20 MHz 부근의 낮은 주파수 대역의 특성을 개선시킬 수 있을 것이고, 인덕터와 커패시터를 이용하여 튜닝의 과정을 거치면 전 대역에서 개선된 특성

을 보이는 전력 분배기를 구현할 수 있을 것으로 판단된다. 또한 RG-178 동축 케이블보다 더 높은 전력을 견디는 동축 케이블을 사용하고, 고전력 RF-저항을 사용한다면 kW 급의 전력도 견딜 수 있는 2분기 전력 분배기의 구현도 가능하다고 판단된다.

참 고 문 헌

[1] E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider", *IRE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT- 8, pp. 116-118, Jan. 1960.

[2] R. C. Edwards, "Wideband transmission line signal combiner/divider", *United States Patent*, 4,774,481, Sep. 1988.

[3] B. J. Werlau, "High power broadband non-directional combiner", *United States Patent*, 5,982,252, Nov. 1999.

[4] B. J. Werlau, "High power broadband combiner having ferrite cores", *United States Patent*, 6,246,299, Jun. 2001.

[5] J. Sevick, *Transmission Line Transformers, 4th Edition*, Noble Publishing Corporation, 2001.

[6] C. L. Ruthroff, "Some broad-band transformers", *IRE Proc.*, vol. 47, pp. 1337-1342, Aug. 1959.

박 여 일

2006년 2월: 충남대학교 전기정보통신공학부 (공학사)
2006년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] Microwave passive components, Antennas

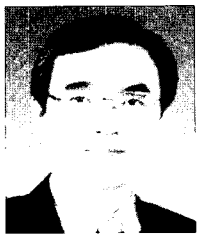
박 영 주

1993년 2월: 성균관대학교 전기공학과 (공학사)
1997년 2월: 성균관대학교 전기공학과 (공학석사)
1997년 2월~현재: 국방과학연구소 전자전체계부 선임연구원
[주 관심분야] Microwave transmitters, TWTA, High power amplifier, HPM

고 진 현

1998년 2월: 목원대학교 정보통신공학과 (공학사)
2000년 2월: 목원대학교 전자 및 컴퓨터공학과 (공학석사)
2000년 6월~현재: 블루웨이브텔(주) 선임연구원
[주 관심분야] Antenna and RF circuits for ITS system, Multi-band antenna, Satellite DBS antenna, Beam tilting antenna

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1984년 12월: Univ. of California, Santa Barbara (공학박사)
1977년~1978년: Ruhr University, Bochum, Germany 방문교수
1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson
1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chapter Chairperson
2000년~2001년: 한국전자파학회 회장
1976년~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
2005년 4월~현재: 대덕 Wireless 포럼 회장
[주 관심분야] Microwave and millimeterwave passive components, Antennas, EMI/EMC