가변 분배 비율 비대칭 전력 분배기

An Unequal Power Divider with Adjustable Dividing Ratio

임종식 · 오성민 · 구재진 · 정용채* · 안 달

Jongsik Lim · Seongmin Oh · Jae-Jin Koo · Yongchae Jeong* · Dal Ahn

요 약

본 논문에서는 분배 비율을 조절할 수 있는 1:N 비대칭 윌킨슨 전력 분배기를 제안한다. 제안된 비대칭 전력 분배기는 윌킨슨 구조에 기인하고 있다. 제안한 분배기는 사각형 형태의 결함 접지 구조와 결함 접지 구조 안에 위치한 격리 패턴 구조, 그리고 바이어스 전압에 따라 캐패시턴스가 변하는 버랙터 다이오드를 지니고 있다. 결함 접지 구조를 지니는 마이크로스트립 전송 선로의 특성 임피던스는 버랙터 다이오드에 인가된 전압에 따라서 값이 변화하고, 이로 인하여 비대칭 전력 분배 비율도 변한다. 측정에서 얻은 비대칭 전력 분배 비율(N)은 2.59～10.4로써 매우 다양한 전력 분배 비율을 보여준다.

Abstract

In this paper, an unequal 1:N Wilkinson power divider with adjustable dividing ratio is proposed. The proposed unequal power divider is composed of basic Wilkinson structure. It consists of rectangular-shaped defected ground structure (DGS), isolated island pattern in DGS, and varactor diodes of which capacitance depends on bias voltage. The characteristic impedance value of microstrip line having DGS goes up and down by controlling bias voltage for diodes, and consequently the power dividing ratio(N) is adjusted. The obtained N from measurement is 2.59～10.4 which mean the proposed divider has adjustable unequal dividing ratio.

Key words : Unequal Wilkinson Power Divider, Defected Ground Structure, DGS, Variable Power Divider

Ⅰ. 서 론

윌킨슨 전력 분배기는 가장 널리 사용되는 초고주파 회로 가운데 하나이다. 기본적인 2-way 윌킨슨 전력 분배기는 두 출력 단자에 같은 크기의 전력이 출력으로 나타난다[1]. 그러나 만약에 1:N의 전력 분배비에서 $N \geq 2$(엄밀히 말하면 $N>1$)인 비대칭인 경우에는 어느 한 쪽 경로의 전송 선로의 특성 임피던스가 표준형인 70.7 Ω보다 높아야 한다[1]~[4]. 예를 들어 N=2나 N=3인 경우를 들면 각각 103 Ω과 132 Ω의 높은 임피던스 특성을 갖는 전송 선로가 요구된다.

그러나 표준형 마이크로스트립 선로의 경우, 특별한 문제없이 구현 가능한 임피던스의 한계가 100～120 Ω 정도라는 문제가 심각하게 제기된다[5]. 간혹 두꺼운 기판을 사용할 경우 특성 임피던스의 구현 한계를 다소 높일 수는 있지만 기판의 두께가 해당 주파수에 비해 지나치게 두꺼워져야 한다는 문제가 있다[6].

이러한 문제를 해결하는 방법으로 미앤더 형태의

「이 논문은 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금 및 보조금으로 수행한 최우수실험실지원사업의 연구결과입니다.」

순천향대학교 전기통신시스템공학과(Department of Electrical and Communication System Engineering, Soonchunhyang University)

*전북대학교 전자정보공학부(Department of Electronic and Information Engineering, Chonbuk National University)

· 논 문 번 호 : 20070102-001

· 수정완료일자 : 2007년 4월 25일

결함 접지 구조(Defected Ground Structure: DGS)를 사용하여 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스를 158 Ω까지 끌어 올리고 이를 이용하여 1:4 비대칭 윌킨슨 전력 분배기를 설계한 선행 연구 결과가 발표되었다[7]. 또한 단순한 사각형 형태의 결함 접지 구조를 사용하여 등가의 인덕턴스(L)를 크게 하고 등가의 캐패시턴스(C)를 작게 하여 200 Ω 이상의 임피던스를 구현하고 이를 이용하여 1:6 비대칭 윌킨슨 전력 분배기를 설계한 사례가 발표되었다[8]. 그러나 종래에 발표되었던 비대칭 윌킨슨 분배기는 일단 한 번 제작되면 두 출력 단자간 분배 비율이 고정된다는 한계점을 가지고 있다.

이에 본 논문에서는 두 출력 단자간의 전력 분배 비율을 변화시키기 위하여, 가변 커패시턴스를 갖는 버랙터(varactor) 다이오드를 접지면에 존재하는 결함 접지 구조에 결합시키는 방법을 제안한다. 이를 통하여 가변 임피던스를 갖는 마이크로스트립 전송 선로를 구현하고, 가변 분배 비율 비대칭 윌킨슨 전력분배기를 설계, 제작한다.

Ⅱ. DGS를 이용한 비대칭 윌킨슨 전력 분배기에 관한 고찰

그림 1은 2-way 윌킨슨 전력 분배기의 기본적인 회로도를 보여주고 있다. 전력 분배비가 1:N($N \geq 2$, 엄밀히 말하면 $N>1$)의 비대칭이라면 특성 임피던스 Z_3 는 1:1의 표준 값인 70.7 Ω보다 훨씬 큰 임피던스 값을 요구한다.

마이크로스트립 선로로 윌킨슨 전력 분배기를 구

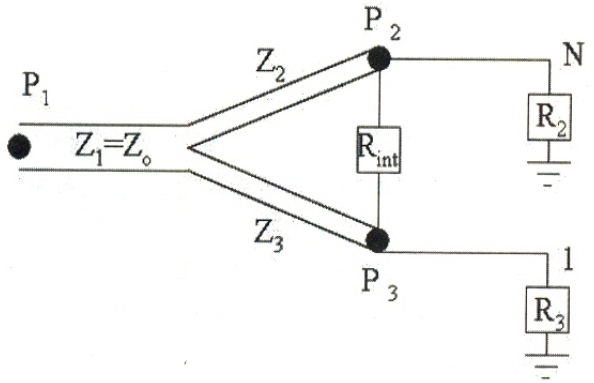


그림 1. 1:N 비대칭 윌킨슨 전력 분배기 구조
Fig. 1. Basic schematic of 1:N unequal Wilkinson power dividers.

표 1. 비대칭 전력 분배기의 선로의 특성 임피던스
Table 1. Characteristic impedances of transmission lines in unequal power dividers.

N	Z_1[Ω]	Z_2[Ω]	Z_3[Ω]
1	50	70.7	70.7
2	50	51.5	103.0
3	50	43.9	131.6
4	50	39.5	158.1
5	50	36.6	183.1
6	50	34.5	207.0

현할 경우에, 비대칭 비율 N이 커질수록 요구되는 전송 선로의 특성 임피던스도 높아진다. 이 때 전송 선로의 특성 임피던스 값에 구현 가능성 문제가 제기될 수 있다. 표 1은 N=1~6까지 변화시켰을 때 1:6 비대칭 윌킨슨 전력 분배기에서 요구되는 Z_3 값들을 보여주고 있다.

종래에 발표된 연구 결과에 따르면 결함 접지 구조를 사용하여 마이크로스트립 선로의 등가의 L을 매우 키우고 등가 C를 매우 작게 구현함으로써 높은 특성 임피던스를 얻어 내었다[6]~[8]. 예로써 참고문헌 [7]에서는 미앤더 라인 형태의 DGS로 158 Ω의 특성 임피던스 값을 갖는 DGS 마이크로스트립 선로를 설계하였고, 참고문헌 [8]에서는 단순한 직사각형 형태의 DGS를 이용하여 207 Ω의 마이크로스트립 선로를 구현하였다.

DGS에 의한 전송 선로의 임피던스 변화, 즉 새로운 특성 임피던스 값은 다음의 방법으로 구할 수 있다. 그림 2는 DGS를 지니는 마이크로스트립 전송 선로의 등가 모델이다. Z_3는 DGS 선로가 삽입된 선로의 임피던스를 나타내고, Z_o는 측정 및 시뮬레이션의 기준이 되는 일반적인 단자 임피던스이다. 전송 선로의 길이를 원하는 주파수에서 1/4 파장으로 정했을 때, DGS에 의한 전송 특성의 변화는 입력 임피던스가 Z_o가 아닌 Z_{in}이 되게 한다. 이와 동시에 Z_{in}에 해당하는 S_{11}과 반사계수(Γ) 값을 갖게 된다.

기초적인 전송 선로 이론에 의하면 Z_{in}, S_{11}, 그리고 Γ는 식 (1), (2)와 같은 관계가 있다. 따라서 DGS 선로의 특성 임피던스(Z_3)는 식 (3)을 이용하여 구할 수 있다. 식 (1)~(3)을 이용하면, 특정한 값의 높은 임피던스 구현에 필요한 DGS 선로의 반사계수 또는 S_{11}

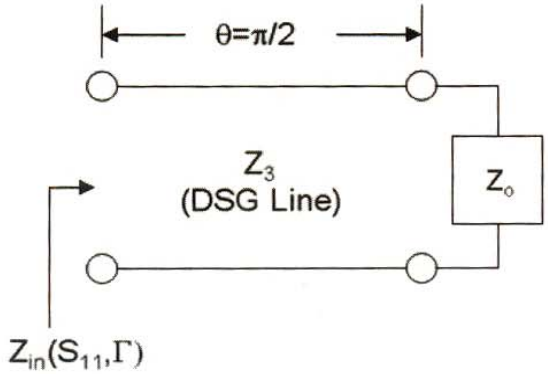


그림 2. DGS 선로의 특성 임피던스를 구하기 위한 등가 모델

Fig. 2. Equivalent model of DGS line for calculating characteristic impedance.

의 값을 알 수도 있다.

$$S_{11}[dB] = 20 \log|\Gamma| \tag{1}$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{2}$$

$$Z_3 = \sqrt{Z_{in} Z_0} = Z_0 \sqrt{\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}} \tag{3}$$

Ⅲ. 제안하는 비대칭 윌킨슨 전력 분배기 구조

그림 3은 종래에 제안된 단순한 사각형 형태의 DGS와 마이크로스트립 선로 구조를 보여주고 있다. WM은 기판 윗면 마이크로스트립 선로의 선폭을, W_1과 W_2는 기판 바닥 접지면 DGS 구조의 치수를 의미한다[8].

그림 3의 DGS 구조를 이용하여 등가의 L을 더욱 키운 후 특성 임피던스를 크게 증가시킨 전송 선로 구조가 설계되었고, 이를 이용하여 1:6 비대칭 윌킨슨 전력 분배기가 구현된 바 있다[8].

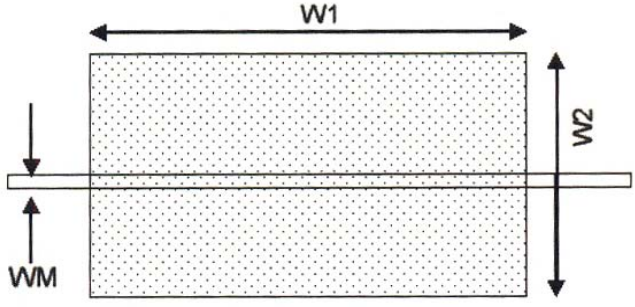


그림 3. 사각형 DGS를 지닌 마이크로스트립 선로

Fig. 3. Microstrip line with rectangular DGS.

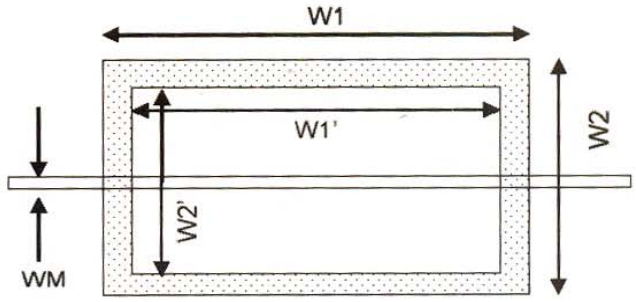


그림 4. 사각형 DGS와 아일랜드를 지닌 마이크로스트립 선로

Fig. 4. Microstrip line with rectangular DGS and island.

본 논문에서는 가변 커패시턴스를 얻기 위하여 버랙터 다이오드를 DGS에 결합하고자 하는 기술적 목표를 얻기 위하여 그림 4와 같이 DGS 내부에 격리된 아일랜드(island)를 갖는 구조(DGS Ⅱ: DGS with Inner Island)를 제안한다. 그림 4는 DGS Ⅱ 구조를 보여주고 있다. 기존의 사각형 DGS의 내부 결함(defect) 영역 안에 역시 사각형의 격리 패턴(island)이 별도로 존재한다. 격리 아일랜드 패턴과 DGS 외곽면은 약간의 간격만큼 떨어져 있는데, 이곳에 버랙터 다이오드를 연결하게 된다.

그림 4에서처럼 결함 면적 안에 아일랜드를 삽입해도 DGS 선로의 전송 특성은 아일랜드가 없을 때와 큰 차이가 없으며, 여전히 식 (1)~(3)의 관계를 만족시키면서 높은 특성 임피던스 값을 갖는다. 따라서 다이오드를 연결하기 전에 아일랜드가 전송 특성에 미치는 영향은 미미하다. 그러나 아일랜드는 다이오드에게 DC 바이어스를 인가해 줄 때 요구되는 물리적인 경로나 연결점이 되므로 본 논문에서 제안하는 분배기에 필요한 구조이다.

그림 5는 그림 4의 DGS 선로 구조에 다이오드를 결합시킨 구조를 보여주고 있다. 커패시터의 가변 특성이 마이크로스트립 전송 선로와 잘 결합될 수 있도록 전송 선로의 바로 아랫면 DGS와 아일랜드 패턴 사이에 다이오드를 연결하였다.

선행 연구에 의한 DGS 비대칭 윌킨슨 분배기에서는 일단 제작되면 임피던스 가변이 불가능하였으나, 본 논문에서는 제안하는 구조에서는 결함 접지 구조에 커패시터를 가변할 수 있는 버랙터 다이오드를 결합하므로, 전압 제어를 통하여 특성 임피던스를 변화시켜 결과적으로 윌킨슨 분배기의 비대칭 분배 비

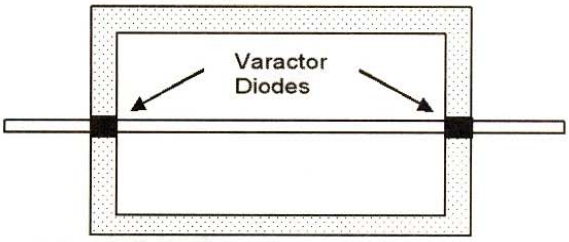


그림 5. 아일랜드와 다이오드를 지니는 DGS
Fig. 5. DGS microstrip line with island and diodes.

율을 조절할 수 있는 특징을 가진다.

Ⅳ. 비대칭 윌킨슨 분배기의 제작 및 측정

그림 4와 그림 5의 구조를 이용하여 비대칭 윌킨슨 분배기를 제작 및 측정하기 위하여 비유전율이 2.2이고 두께가 31 mils인 기판을 선택하였다. 그 다음에 다이오드를 연결하기 전에 1:6의 고정 비율을 갖는 비대칭 윌킨슨 분배기를 참고문헌 [8]에 소개된 바와 같은 종래의 방법으로 설계하였다.

그림 6은 중심 주파수 1.5 GHz에서 설계된 고정 비율 1:6 비대칭 분배기의 PCB 레이아웃을 보여준다. Port 3으로 향하는 전송 선로의 바닥 접지면에 아일랜드를 갖는 DGS 패턴이 구현되어 있다. 여기에 사용된 DGS 구조의 치수는 다음과 같다. $W1$, $W2$, $W1'$, $W2'$, WM는 각각 22 mm, 12 mm, 18 mm, 8 mm, 0.4 mm이다. 따라서 DGS 외곽면과 아일랜드 사이의 간격은 2 mm이다.

R_{int}는 두 경로 사이의 격리 저항(isolation resistor)인데, 1:6 분배기에 필요한 이상적인 값은 143 Ω이다[2].

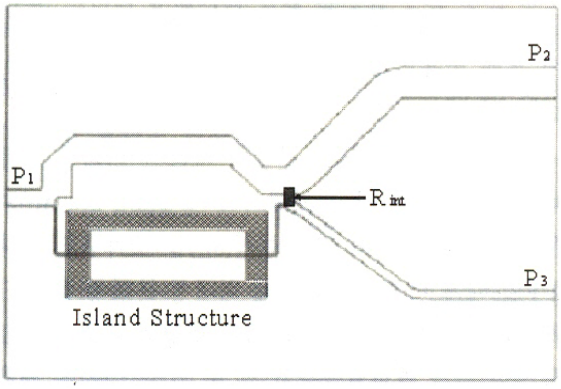
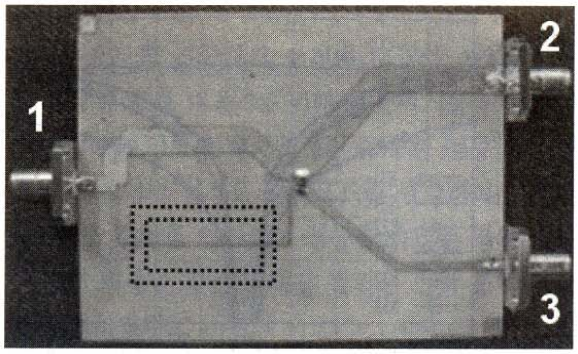
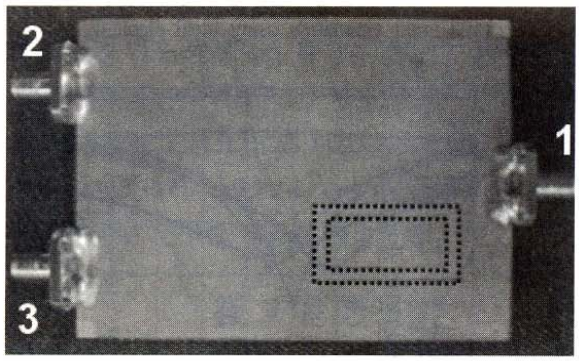


그림 6. 가변 윌킨슨 전력 분배기의 PCB 레이아웃
Fig. 6. PCB layout of the variable unequal Wilkinson power divider.



(a) 윗면
(a) Top view



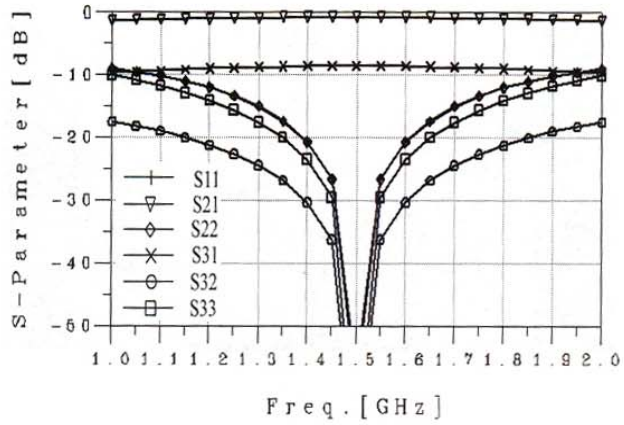
(b) 바닥면
(b) Bottom view

그림 7. 가변 윌킨슨 전력 분배기의 제작 사진
Fig. 7. Photos of the variable unequal Wilkinson power divider.

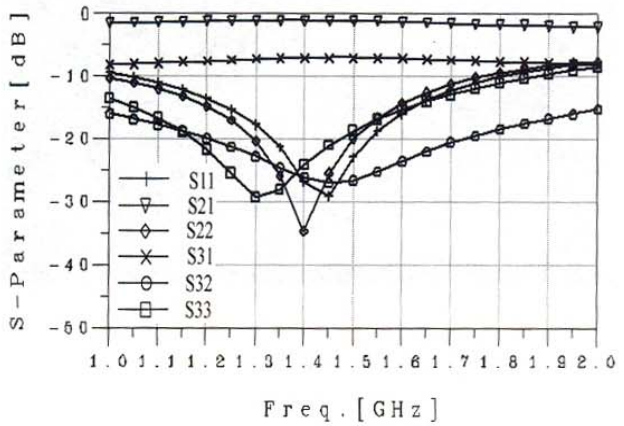
하지만 집중 소자형 칩 저항(lumped element type chip resistor)을 사용하는데 있어서 모든 임의의 저항 값을 실제적으로 가용할 수 있는 것은 아니므로, 본 논문에서는 가장 가까운 150 Ω의 칩 저항을 사용하였다.

그림 6의 구조를 보면 아일랜드를 삽입하더라도 종래의 결함 접지 구조와 마찬가지로 마이크로스트립 라인 아래에 식각되는 구조이므로 때문에, 제작 과정에 있어서나 제작된 회로의 크기에 있어서 기존 구조와 완전하게 동일한 용이성을 가지고 있다. 한편, 그림 7은 다이오드를 결합하기 이전의 가변 비대칭 윌킨슨 전력 분배기의 제작 사진을 보여주고 있다.

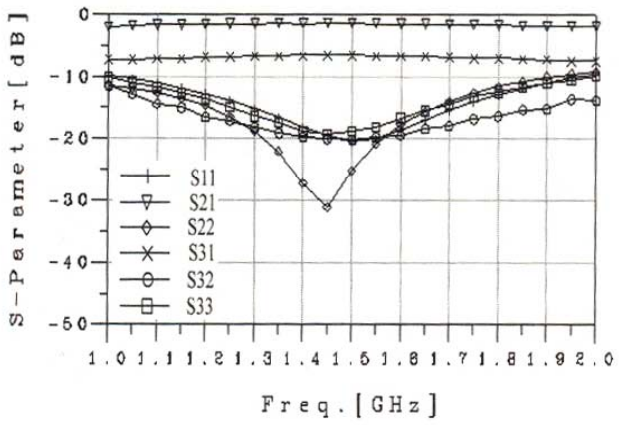
그림 8은 그림 7에 보인 고정 비율 1:6 비대칭 윌킨슨 전력 분배기에 대한 특성을 보여주고 있다. 먼저 ADS에서 이상적인 전송 선로 소자들만 이용하여 구성한 1:6 분배기의 이론적인 특성을 보였고, 이어서 HFSS를 이용한 EM 시뮬레이션 결과, 그리고 실제로 측정한 성능을 보여주고 있다. 측정된 성능은



(a) 이상적인 전송 선로로 구성한 경우
(a) Circuit simulation using ideal elements



(b) EM 시뮬레이션
(b) EM simulation



(c) 측정
(c) Measurement

그림 8. 1:6 고정 비율 비대칭 윌킨슨 전력 분배기의 성능
Fig. 8. Performances of the 1:6 unequal Wilkinson power divider.

예측 성능과 유사하며, 각 단자에서의 반사계수와 격

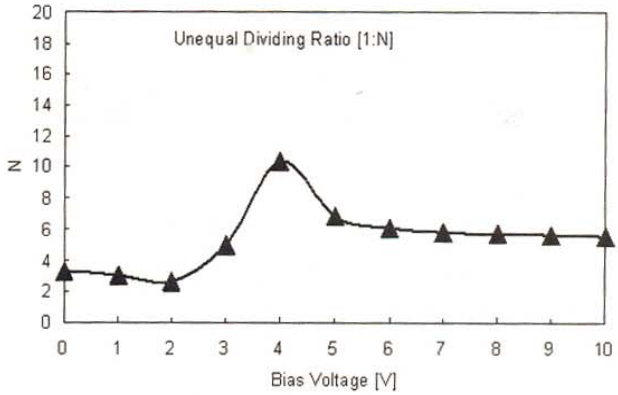


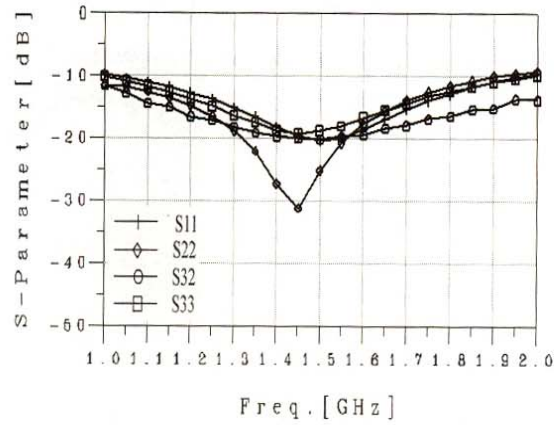
그림 9. 바이어스 전압에 따른 1:N 비대칭 분배 비율의 측정 결과
Fig. 9. Measured unequal power dividing ratio(N) with various bias voltage.

리도(S_{32}) 값이 동작 중심 주파수에서 −20 dB 이하로 우수한 특성을 보이고 있다.

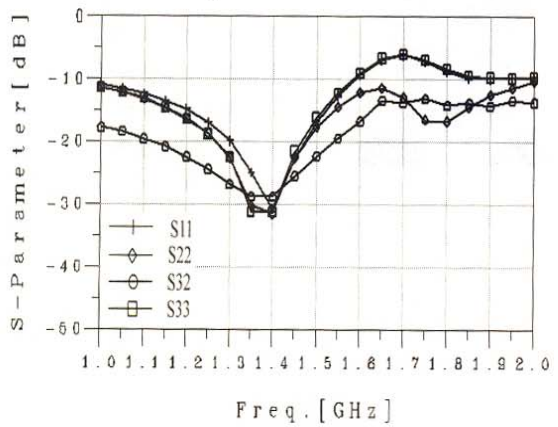
이제 그림 7의 고정 비율 비대칭 분배기에 그림 5와 같이 두 개의 다이오드를 연결하여 제안하는 가변 비대칭 윌킨슨 전력 분배기를 완성하였다. 사용한 버랙터 다이오드는 Skywork사의 SMV 1233-011LF의 제품이다. 다양한 바이어스 전압을 인가한 상태에서 그 특성을 측정한 결과, 전력 분배비가 가변됨을 확인하였다. 측정의 편의를 위하여 가변 전압은 1 V 간격으로 하였다.

먼저 다이오드를 연결한 상태에서 전압을 인가하지 않은 상태(0 V)에서는 1:3.27의 분배 비율을 나타내었고, 3 V의 전압을 인가하였을 때에는 1:2.59의 분배 비율을 나타내었다. 최대의 비대칭 비율은 4 V일 때 얻었는데, N=10.4로 매우 폭넓은 가변 비율 값을 얻었다. 그림 9는 바이어스 전압에 따른 1:N 비대칭 분배 비율의 측정 결과를 그래프로 보여주고 있다.

그림 10은 바이어스 전압에 따라서 비대칭 분배 비율을 변할 때 각 단자에서의 정합(S_{11}, S_{22}, S_{33})과 두 출력단자 사이의 격리 특성(S_{32})을 보여주고 있다. 0 V일 때에 비하여 4 V일 때 비대칭 분배 비율이 크게 변할 때 약간의 주파수 이동 현상과 수반되어 그 특성이 약간 열화되었음을 알 수 있다. 이것은 처음 1:6의 기본적 패턴을 제작한 결과에 의하여 고정된 Z_2, Rint, Z_4, Z_5 값이, Z_3와 N값이 달라짐에 따라서 같이 연동되어 변하지 못하고, 이로 인하여 이상적인



(a) 0 V



(b) 4 V

그림 10. 바이어스에 따른 각 단자의 정합과 격리 특성의 측정값

Fig. 10. Measured matching and isolation characteristics vs. bias voltage.

특성으로부터 약간 멀어지기 때문에 발생한 것으로, 추가적인 연구를 통하여 해결되어야 할 문제로 여겨진다. 그러나 분배기의 실제 측정된 동작 중심 주파수(1.4~1.5 GHz)를 중심으로 고찰해 보면 N값이 변하더라도 정합 및 격리 특성은 여전히 −20 dB 내외의 값을 보이고 있음을 알 수 있다.

V. 맺음말

본 논문에서는 단순한 사각 형태의 DGS에 아일랜드 구조를 적용한 마이크로스트립 선로를 제안하였다. 또한 여기에 버랙터 다이오드를 결합하여 선로의 특성 임피던스를 가변하고, 이를 이용하여 비대칭 분배 비율이 가변되는 비대칭 윌킨슨 전력 분배기를 제안하고, 실제로 제작하여 그 측정 결과를 제시하였다.

다이오드를 결합하기 이전에 DGS와 아일랜드만을 삽입한 고정 비율 1:6 비대칭 분배기를 제작하여 측정한 결과, 1:6 분배기로서의 우수한 성능 특성을 보였다. 이어서 실제로 다이오드를 결합하여 다양한 바이어스 전압을 인가하여 성능을 측정한 결과 다양한 가변 비율을 갖는 비대칭 윌킨슨 전력 분배기 임을 확인하였다.

본 논문에서 제안하는 가변 비대칭 윌킨슨 전력 분배기는 기존의 DGS를 적용한 비대칭 윌킨슨 분배기와 비교하여 동일한 크기를 가지면서 고비율의 분배 비율을 더욱 개선시킨 특징을 갖는다. 본 논문에서 제시한 가변 비대칭 분배 비율을 얻는 방법은 가변 전력 분배가 필요한 타 회로나 시스템에서도 적용이 가능하리라 사료되어, 본 연구팀은 이와 관련된 추가적인 연구를 지속할 예정이다.

참 고 문 헌

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

[2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third edition, John Wiely and Sons, Inc., pp. 318-322, 2003.

[3] L. Young, "Tables for cascaded homogeneous quarter-wave transformers", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-7, no. 4, pp. 233-328, Apr. 1959.

[4] Seymour B. Cohn, "A class of broadband three-port TEM-mode hybrids", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-16, no. 2, pp. 110-116, Feb. 1968.

[5] K. C. Gupta, et al., *Microstrip Lines and Slotlines*, Norwood, MA, Artech House, 1996.

[6] J. -S. Lim, C. -S. Kim, J. -S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "Design of 10 dB 90° branch line coupler using microstrip line with defected ground structure", *IEE Electronics Letters*, vol. 36, no. 21, pp. 1784-1785, Oct. 2000.

[7] J. -S. Lim, S. -W. Lee, C. -S. Kim, J. -S. Park, D. Ahn, and S.-W. Nam, "A 4:1 unequal Wilkinson

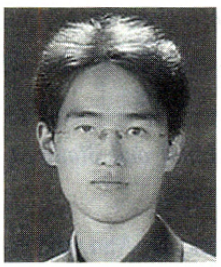
power divider", *IEEE Microwave and Wiless Components Letters*, vol. 11, no. 3, pp. 124-126, Mar. 2001.

[8] J. -S Lim, G. -Y. Lee, Y. -C. Jeong, D. Ahn, and K. -S. Choi, "A 1:6 unequal Wilkinson power divider", *36th European Microwave Conference Proceedings*, Manchester, pp. 200-203, Sep. 2006.

임 종 식

1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
2003년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학박사)
1993년 2월~1999년 3월: 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단, 무선방송기술연구소 선임연구원
2003년 3월~2003년 7월: 서울대학교 BK21 정보기술사업단 박사후 연구원
2003년 7월~2004년 9월: 특허청 특허심사관
2004년 9월~2005년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 전파기술연구그룹 선임연구원
2005년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신시스템공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용 등

오 성 민

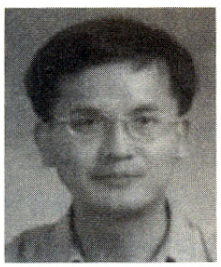


2006년 2월: 순천향대학교 정보기술공학부 (공학사)
2006년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신시스템공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용 등

구 재 진

2006년 2월: 순천향대학교 정보기술공학부 (공학사)
2006년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신시스템공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용 등

정 용 채



1989년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
1996년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
1991년 2월~1998년 2월: 삼성전자 정보통신본부 선임연구원
1998년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 교수 및 전북대학교 IDEC WG 책임교수
[주 관심분야] RF 및 Microwave 회로 해석 및 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계 등