

접지 접촉 문제가 없는 새로운 DGS 비대칭 브랜치 라인 하이브리드 결합기

論 文

57-8-17

A New Asymmetric Branch Line Hybrid Coupler without Ground Contact Problem of DGS

林鍾植[†] · 車顯源^{*} · 鄭龍采^{**} · 朴雄熙^{***} · 安達[§]

(Jongsik Lim · Hyeonwon Cha · Yongchae Jeong · Ung-Hee Park · Dal Ahn)

Abstract - A 10 dB branch line hybrid coupler included with defected ground structure (DGS) is proposed. In this contribution, a contact between the grounded metal housing and DGS is avoided, which has been a serious problem in applying DGS to high frequency circuits. An isolation between the metal housing and the DGS pattern is provided by inserting additional substrate between DGS and the metal package. Therefore, it is possible to design branch line hybrid couplers having highly asymmetric power dividing ratio using these DGS structure, which is demonstrated in this paper. The designed and fabricated branch line hybrid coupler using DGS is well packaged in a metal housing without touching the ground metal directly. The measurement is performed under realistic practical operating situations because it is packaged in a metal housing. The measured performances of the fabricated 10dB coupler shows a 1:9 asymmetric power dividing ratio at output ports, as predicted. In addition, the measured performances in terms of matching, isolation, and phase difference are in excellent agreement with the simulated characteristics.

Key Words : DGS, Branch line coupler

1. 머리말

브랜치 라인 하이브리드 커플러(branch line hybrid coupler)는 입력 신호를 두 출력 경로로 나누면서 일정한 위상차(90도)를 갖도록 해주는 회로로서, 가장 널리 쓰이는 전자회로 가운데 하나이다. 브랜치 라인 커플러는 그 자신이 두 출력간의 위상차를 가진 전력분배기로서도 사용되지만, 대부분 상위 수준의 회로나 시스템에 필수 구성요소로써 더욱 널리 사용된다. 특히 두 출력간의 고유한 위상차로 인하여 그 응용가치가 매우 높아, 안테나 시스템, 고출력증폭기 및 선형화 시스템 등 매우 폭넓게 응용되고 있다[1,2].

그림 1(a)에 보인 표준형 브랜치 라인 커플러는 두 출력간 전력 분배가 1:1로 같아서 90도의 위상차를 지닌 전력분배기로 생각할 수 있다. 그런데 두 출력간의 전력분배비가 다르게 요구될 경우, 그림 1(b)의 비대칭 전력분배 구조가 사용되어야 한다. 비대칭 분배비가 높을수록 높은 임피던스를 지니는 선로가 요구되는데, 마이크로스트립 전송선로로 구현하는 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러가 요구될 경우에 150옴의 임피던스를 지니는 전송선로가 필요하다

[1,3].

표 1은 높은 주파수 대역에서 전형적으로 자주 사용되는 3dB, 6dB 브랜치 하이브리드 커플러에 대한 선로의 임피던스를 보여주고 있다. 6dB 커플러의 경우만 해도 87옴 정도의 임피던스가 필요하므로 구현에 전혀 문제가 없어서 자주 사용된다. 그러나 10dB 커플러는 150옴의 선로를 필요로 하는데, 일반적인 마이크로스트립 선로의 구현한계가 100~120옴 사이라는데 문제가 있다[4]. 따라서 10dB 커플러의 경우 전송선로의 선폭이 극히 얇아져서 신뢰성 있는 구현이 어렵기 때문에 그간 거의 사용되지 않았다.

이러한 문제를 해결하기 위하여, 결함접지면구조(defected ground structure, DGS)를 이용하여 전송선로의 임피던스 구현 한계를 높이고 이를 응용하여 150옴 선로를 구현하여 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러를 성공적으로 구현한 논문이 발표되었다[3]. 결함접지면구조는 전송선로의 접지면에 일정한 모양의 단일 또는 주기적 패턴의 결함을 줘서 등가적으로 인덕턴스와 캐패시턴스를 부가하여 전송선로의 임피던스를 높이는 방법으로, 회로 응용성이 매우 우수하여 다수의 전자회로에 응용되고 있으며 활발하게 연구되고 있다[5-9]. 그러나 종래의 DGS는 회로의 바닥 접지면에 패턴을 구현하기 때문에 일반적으로 회로를 금속 하우징(metal housing)에 실장(packaging)할 경우에 하우징 금속면과 회로의 DGS 바닥면이 직접 접촉을 하게 되어 결국 DGS의 고유한 전기적 성질이 상실되는 문제가 있었다.

최근에 이런 문제를 해결하기 위하여 두개의 기판을 이용하여 DGS의 하우징 바닥면 접촉을 해결하는 연구결과가 발표된 적이 있다[10]. 본 논문에서는 여기에 보인 방법을 다양한 초고주파 회로에 확장 응용하는 연구를 계속한 결과

[†] 교신저자, 正會員 : 順天鄉大 電氣通信工學科 助教授 · 工博
E-mail : jslim@sch.ac.kr
^{*} 非會員 : 順天鄉大 電氣通信工學科 碩士課程
^{**} 正會員 : 全北大 電子情報工學部 副教授 · 工博
^{***} 非會員 : 江原大 三陟캠퍼스 電子工學科 助教授 · 工博
[§] 非會員 : 順天鄉大 電氣通信工學科 教授 · 工博
接受日字 : 2008年 5月 1日
最終完了 : 2008年 6月 16日

를 제시하고자 하는 것을 목적으로 하면서, 일반적인 마이크로스트립 전송선로로는 구현이 매우 어려운 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러를 DGS를 사용하여 구현하고, 이를 실제 금속 하우징에 삽입하여 그 우수한 성능을 얻었음을 보이고자 한다.

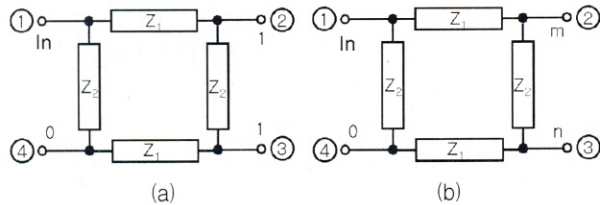


그림 1 브랜치 라인 하이브리드 커플러 회로의 구조 (a) 대칭 전력분배 구조(1:1, $Z_1=35.35$, $Z_2=50$) (b) 비대칭 전력분배 구조($m:n$, Z_1 , Z_2)

Fig. 1 Structure of branch line hybrid couplers (a) symmetric power dividing structure (b) asymmetric power dividing structure

표 1 브랜치 라인 하이브리드 커플러의 분배비에 따른 특성 임피던스.

Table 1 Line impedances versus coupling values of branch line hybrid couplers

C [dB]	분배비 (m:n)	Z_1 [Ω]	Z_2 [Ω]
-3	1:1	35	50
-6	3:1	43.3	86.6
-10	9:1	47.4	150

2. DGS를 이용한 브랜치 라인 하이브리드 커플러

그림 1(a)는 표준적인 대칭 분배 3dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러의 구조를 보여주고 있다. 각 선로의 길이는 중심주파수 대역에서 1/4파장이며, 단자 1이 입력 단자일 때 단자 2, 단자 3, 단자 4는 각각 전송 단자(through 또는 transmission port), 커플링 단자(coupling port), 격리 단자(isolation port)이다. 일반적으로 기준이 되는 특성 임피던스 (Z_0)를 50옴으로 취했을 때 Z_1 은 35.35옴, Z_2 는 50옴의 값을 갖는다. 단자 1로 입력 전력을 입사시켰을 때 단자 2에서는 90도의 위상차, 단자 3에서는 180도의 위상차를 겪으므로, 결국 두 출력간에는 90도의 위상차를 겪게 된다. 그런데 단자 2를 기준으로 단자 3에서의 위상차가 90도이므로, 실제 상위 수준의 복잡한 회로나 시스템에서 위상차를 분석할 때 브랜치 라인 하이브리드 커플러 회로를 간단히 90도 하이브리드라고 부르기도 한다.

그런데 비대칭 전력분배의 경우, 가령 본 논문에서처럼 10dB 커플러라고 말하면 실제로는 -10dB의 커플링 값을 단자 3에서 갖게 되므로, 단자 2로는 9/10의 전력, 단자 3으로는 1/10의 전력이 전달되므로 결국 9:1(또는 간단히 1:9)의 비대칭 전력분배가 된다. 브랜치 라인 하이브리드 커플러의 두 출력 단자사이의 전력 분배비가 $m:n=9:1$ 일 때 전송선

로의 특성 임피던스는 식 (1)로 결정된다. 따라서 $Z_0=50$ 일 때 $Z_1=47.43$, $Z_2=150$ 이 된다[3].

$$Z_1 = \sqrt{\frac{m}{m+n}} Z_0 \tag{1.a}$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{m}{n}} Z_0 \tag{1.b}$$

여기서 문제가 되는 것이 바로 Z_2 인데, 표준형 전송선로의 일반적인 구현 한계인 100~120옴 보다 훨씬 높은 값을 가지게 되므로, 선로의 폭이 극히 얇게 되어 신뢰성 있는 구현이 어려워지게 된다. 예로써 본 논문에서 사용하게 될 기판인 유전율(dielectric constant, ϵ_r) 2.2에 두께가 31mils(=0.7874mm)인 기판의 경우, 150옴 선로의 폭은 약 0.2mm 정도가 되어, 하이브리드(hybrid) 회로 구현과정이 매우 어렵고 또 구현된 선로의 치수에 신뢰성이 크게 떨어지게 된다.

이를 해결하기 위하여 종래의 연구에서는 그림 2에 보인 바와 같이 높은 임피던스 선로의 접지면에 일정한 패턴을 지니는 DGS를 삽입하여 등가 인덕턴스를 부가해 줌으로써 선로 자체에 필요한 인덕턴스의 부담을 완화시켜 선폭을 증가시켜서 선로의 구현 가능 임피던스 한계를 크게 높였다[3,8]. 이 연구 결과에 의하면, 150옴의 임피던스를 갖더라도 선로의 폭이 표준형 전송선로에서의 두께인 0.2mm보다 훨씬 넓어진 1mm이므로 구현의 신뢰성이 높아진다. 또한 DGS에 의하여 크게 증가된 선폭을 다시 구현가능한 한계 치수 근처까지 줄일 수 있으므로 구현 가능 임피던스가 200옴 이상까지도 올라갈 수 있다[9].

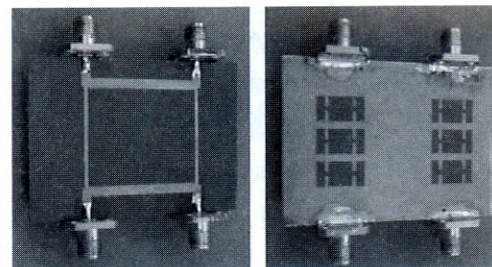


그림 2 결함지저면구조를 사용한 종래의 브랜치 라인 하이브리드 커플러 회로

Fig. 2 Previous branch line hybrid coupler using defected ground structure

그러나 그림 2처럼 구현한 DGS 하이브리드 회로가 그 체로서는 우수한 성능을 가지고 있으며, 또한 그 이전에는 구현이 극히 어려웠던 10dB 커플러 회로를 DGS를 이용하여 구현했다는 기술적 의미를 가지고 있으나, 실제 금속하우징에 실장하여 사용하기에는 다소 문제가 있었다. 즉, DGS가 식각된 바닥접지면과 하우징 금속면이 맞닿으면 결국 DGS의 우수한 전기적 특성이 없어져 버리는 문제가 있었다.

3. DGS의 하우징 접지면 접촉 차단 구조를 지니는 DGS 전송선로 구조

그림 3은 DGS의 접지면이 바닥과 접촉하는 것을 차단하는 구조를 보여주고 있다[10]. 먼저 그림 3(a)는 종래의 DGS를 지닌 마이크로스트립 선로의 단면도이다. 종래에는 바닥 접지면이 그림처럼 노출되어 있었다. 따라서 금속하우징에 실장될 때 유전체면이 바로 하우징 금속면에 접촉하게 된다. 이를 해결하기 위한 구조가 3(b)와 같은 DGS 구조이다. 즉, 제 2의 기판을 바닥에 덧대어서 DGS가 직접 외부에 노출되지 않도록 한 것이다. 이 때 제 2의 기판 상면의 금속면은 같이 완전히 제거되어도 좋고, 또는 그림 3(b)와 같이 DGS 면적보다 더 넓은 면적("A"로 표시)에 대해서만 선택적으로 제거해도 된다. 한편 제 1기판의 바닥면과 제 2기판의 바닥면은 서로 동일한 전위를 갖는 금속면을 형성해야 하므로 via-hole을 통하여 연결시켜줘야 한다.

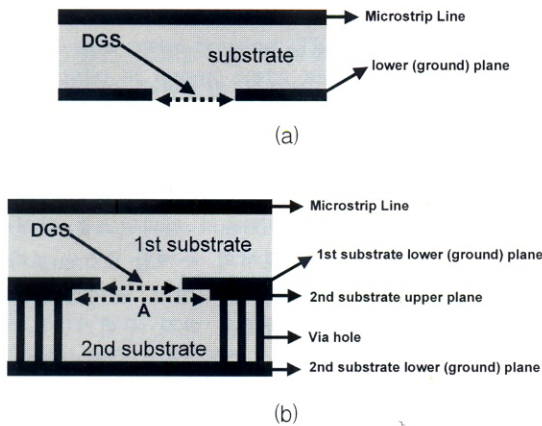


그림 3 마이크로스트립 전송선로와 결합기저면구조의 옆 단면구조 (a) 종래의 구조 (b) 이중 기판 결합기저면 구조

Fig. 3 Side views of microstrip line with defected ground structure (a) conventional structure (b) DGS with 2 substrates

그림 3(b)의 구조를 취하면 제 1 기판에 식각된 DGS 패턴이 보이지 않으므로 금속 하우징에 제약없이 실장할 수 있는 장점이 있다. 따라서 그간 많이 지적되어 왔던 접지접촉 문제가 없으면서도 DGS의 장점을 이용하여 높은 임피던스를 갖는 선로를 구현하고, 이를 활용하여 고비율의 전력분배비를 갖는 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러를 구현할 수 있다.

그림 4는 본 논문에서 사용하는 DGS 선로를 윗면에서 바라본 그림을 보여주고 있다[10]. 이 그림에서는 나타나 있지 않지만 제 2기판이 DGS면 바닥에 붙어 있는 구조를 취하고 있다. W1, W2는 DGS의 치수를 표현하고 있고, WM은 윗면 마이크로스트립 전송선로의 선폭을 의미한다. 본 논문에서는 상기에 언급한 대로 유전율이 2.2이고 두께가 31mils인 기판을 사용한다. 제 2의 기판은 서로 다른 유전율을 갖거나 서로 다른 두께가 되도록 선택할 수 있으나 본 논문에서는 편의상 같은 기판을 사용한다. 사각형의 DGS가

제 1 기판의 바닥접지면에 식각되면, 이에 의하여 유기된 부가적 인덕턴스의 영향으로 특성 임피던스가 매우 증가하게 된다. DGS에 의하여 부가적 캐패시턴스도 유기되지만, 인덕턴스에 비하여 상대적으로 매우 적은 양이므로, DGS 부가에 따른 부가 특성은 인덕턴스쪽이 더 우세하게 된다.

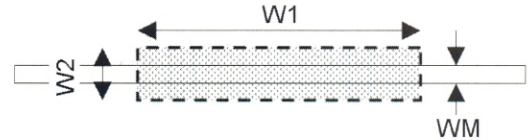


그림 4 본 논문에서 사용된 높은 임피던스의 DGS 선로 구조
Fig. 4 High impedance microstrip line having rectangular DGS and two substrates

그림 5는 그림 4의 레이아웃에서 W1=20mm, W2=5mm, WM=0.40mm일 때의 DGS 선로의 전기적 특성을 전자기적 시뮬레이션(electromagnetic(EM) simulation)으로 확인하기 위하여, Agilent社의 ADS(Advanced Design System)으로 분석한 결과를 보여주고 있다. 이 그림에 의하면 선로의 입력 반사계수(S11)가 중심주파수 2GHz에서 -1.95dB임을 알 수 있다. 사실 이 값이 바로 특성 임피던스 150옴에 해당하는 전송선로의 반사계수 값이다.

이를 확인하기 위하여 그림 6과 같은 DGS 선로의 등가 모델을 설정할 수 있다[10]. 중심주파수에서 반파장에 해당하는 DGS 선로에 대하여 입력측 반사계수를 S11 또는 Γ로 표현할 수 있으며, 이 때 입력 임피던스를 Zi로 표현할 수 있다. 부하쪽에 시스템 특성 임피던스 Zo를 연결할 경우에 DGS 선로의 선로 임피던스를 ZDGS라고 표현하기로 하자. 그러므로 식 (2)에 보인 수식에 의하여 선로의 특성 임피던스가 150옴임을 확인할 수 있다.

$$S_{11} [dB] = 20 \log |\Gamma| \quad (2.a)$$

$$Z_i = Z_o \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.b)$$

$$Z_{DGS} = \sqrt{Z_o Z_i} = Z_o \sqrt{\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}} \quad (2.c)$$

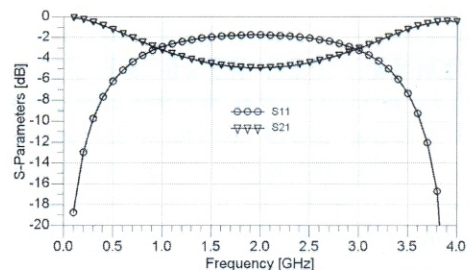


그림 5 전자기적 시뮬레이션으로 구한 DGS 선로의 전기적 특성

Fig. 5 Electromagnetically calculated S-parameter of the DGS line shown in Fig. 4

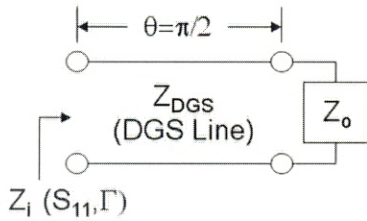


그림 6 DGS 선로의 특성 임피던스를 구하기 위한 등가회로 모델

Fig. 6 Equivalent model to determine the characteristic impedance of DGS transmission line

4. DGS 브랜치 라인 하이브리드 커플러의 설계 및 측정

이제 150Ω 임피던스 선로가 얻어졌으므로 그림 1(b)의 구조에 의하여 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러를 설계할 수 있다. 그림 7은 중심주파수 2GHz에서 설계된 회로의 레이아웃과 3차원 도시를 보여주고 있다. DGS는 제 1기판의 바닥면에 구현되고, 마이크로스트립 전송선로는 제 1기판의 윗면에 구현된다. 또한 제 2기판이 DGS면에 접합되어, 향후 금속 하우징에 실장될 경우에 DGS면이 곧바로 하우징이 접촉하는 것을 차단한다.

그림 8은 설계된 회로에 커플러에 대한 EM 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 10dB 브랜치 라인 커플러의 특성을 잘 보여주고 있는데, 경미한 손실을 포함하여 S_{21} 과 S_{31} 이 각각 -0.6dB와 -10.3dB의 값을 갖는 것으로 예측되었다.

그림 9는 실제로 제작한 2GHz 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러 회로의 레이아웃 사진을 보여주고 있다. 나사로 조립할 때 기계적 강도를 확보하고 전기적 접지 연결을 보다 강화할 목적으로 제 2 기판의 상면 금속면을 완전히 에칭하지 않고, DGS 면보다 넓은 면적("A")만을 선택적으로 제거하였다.

그림 10은 실제로 금속 하우징에 실장한 상태에서의 사진을 보여주고 있다. 사실상 PCB 상태에서의 회로보다 그림 10에 보인 조립 상태에서의 동작 특성이 보다 실제로 사용되는 조건에서 유용한 성능이라 할 수 있다. 따라서 그림 10은 실제로 사용이 가능한 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러이다.

그림 11은 그림 10의 회로에 대하여 측정을 통하여 얻은 전달 특성(S_{21}) 및 커플링 특성(S_{31})으로, 각각 -0.45dB와 -11.5dB의 값을 보여주고 있다. 회로의 성능을 측정하기 위하여 Agilent社의 전자파 회로 성능 측정 장비인 E5071B 벡터 회로망 분석기(Vector Network Analyzer)를 이용하였다. PCB 제작시 가공상의 오차에 의한 성능 변화로 시뮬레이션과 약간의 차이를 보이고 있으나, 측정된 성능은 1:9 이상의 높은 비대칭 전력 분배 비율을 갖는 브랜치 라인 하이브리드 커플러로서의 성능을 보여주고 있다. 또한 그림 11에는 각 단자의 정합(S_{11}), 입력단자와 격리단자의 격리도(S_{41}), 출력간 위상차(S_{21} 과 S_{31} 의 위상차)에 있어서도 예측 결과와 잘 일치함을 보이고 있는데, 이로써 DGS의 접지면 접촉문제를 제거한 비대칭 브랜치 라인 하이브리드 커플러 회로가 매우 성공적으로 동작하고 있음을 알 수 있다.

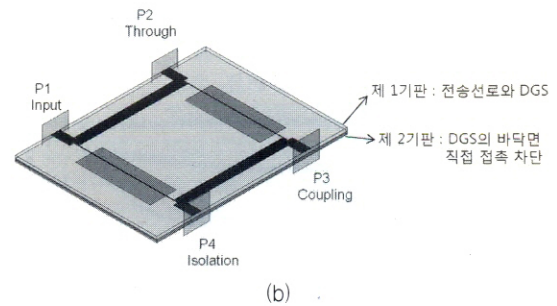
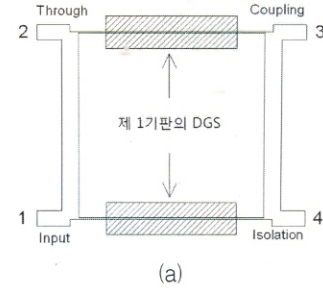


그림 7 본 논문에서 설계한 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러 (a) 레이아웃 (b) 3차원 도시

Fig. 7 Layout of the designed 10dB hybrid line hybrid coupler using DGS and 2 substrates (a) top view (b) 3-dimensional view

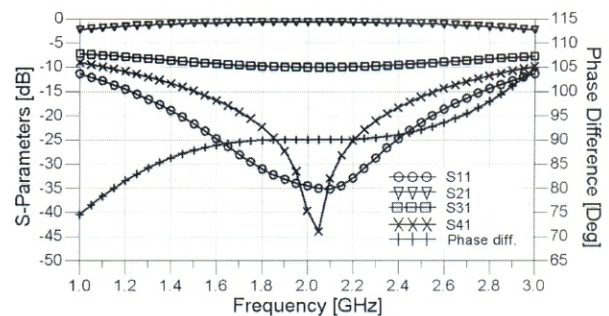


그림 8 설계한 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러의 시뮬레이션 특성

Fig. 8 S-parameters of the designed 10dB branch line hybrid coupler from EM simulation

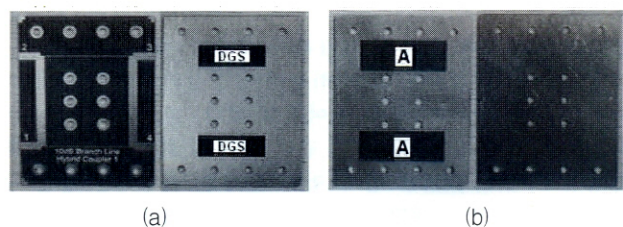


그림 9 제작한 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러 사진 (a) 제 1기판 상하 (b) 제 2 기판 상하

Fig. 9 Photographs of the fabricated 10dB branch line hybrid coupler (a) 1st substrate (b) 2nd substrate

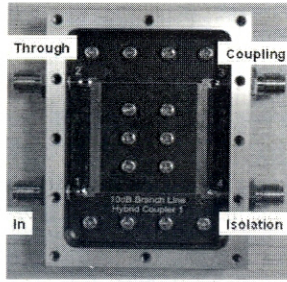


그림 10 금속 하우징에 실장된 브랜치 라인 하이브리드 회로
 Fig. 10 Branch line hybrid coupler packaged in a metal housing

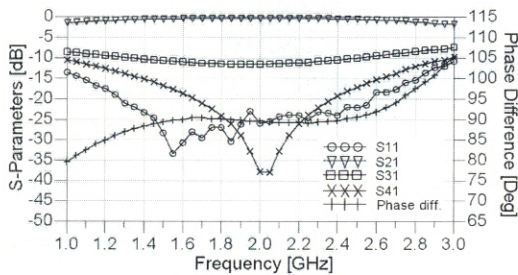


그림 11 그림 10으로 측정된 S-파라미터 특성
 Fig. 11 Measured S-parameters using Fig. 10

5. 맺음 말

본 논문에서는 DGS를 포함하는 전자파 회로가 금속하우징에 실장될 때 DGS의 하우징 금속면 접촉 문제를 해결하는 구조를 이용하여 설계한 10dB 브랜치 라인 하이브리드 커플러 회로를 제안하고, 실제로 제작 측정하여 그 성능을 제시하였다. 연구 목적에 부합하여 실제 사용 조건하에서 동작을 확인하게 위하여 제작한 회로를 금속 하우징에 실장하여 실제 동작 성능을 측정하였다. 측정된 성능은 예측 성능과 잘 일치하며 또한 1:9 이상의 비대칭 비율이 높은 브랜치 라인 하이브리드 커플러로서 잘 동작하였다.

본 논문에서 제작한 커플러는 150옴 이상의 높은 특성 임피던스를 지니는 DGS 선로를 포함하고 있으며, 실제 측정된 성능은, PCB 가공상의 오차에 따른 미약한 차이가 있으나, 전자기적 시뮬레이션을 통하여 예측한 성능과 잘 부합하였다.

그동안 발표된 DGS 관련 전자파 회로들은 모두 금속 하우징에 실장하지 않는 기관수준의 회로들이었는데, 이것은 DGS의 접지접촉 문제를 해결하지 못했기 때문이다. 그러나 그림 11의 측정결과는 금속 하우징에 실장되어도 DGS를 채택한 회로가 잘 동작함을 보여주고 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 방법은 종래 DGS 관련 전자파 회로들이 실제 환경에서 가지고 있었던 접지 접촉 문제를 해결하는 좋은 수단이 될 것으로 기대된다. 본 논문에서의 회로 설계 방법을 향후에 지속적으로 초고주파 회로에 응용하기 위하여, 본 연구팀은 비대칭 분배 비율을 더욱 높이고 또한 비대칭 비율을 가변시키는 등의 기술적 목적으로 지속적인 연구를 지속할 예정이다.

감사의 글

이 연구는 교육인적 자원부, 산업 자원부, 노동부의 출연금 및 보조금으로 수행한 최우수 실험실 지원 사업의 연구비의 지원으로 수행되었습니다.

참고 문헌

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd edition, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1998.
- [2] J. L. B. Walker, High-Power GaAs FET Amplifiers, Artech House, MA, 1993.
- [3] J. S. Lim, C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "Design of 10dB 90° branch line coupler using microstrip line with defected ground structure," IEE Electronics Letters, vol. 36, no. 21, pp. 1784-1785, Oct. 2000.
- [4] K. C. Gupta, et al., Microstrip lines and slotlines, Norwood, MA, Artech House, 1996.
- [5] C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and J. B. Lim, "A Novel 1-D Periodic Defected Ground Structure for Planar Circuits," IEEE Microwave Guide Wave Letters, vol. 10, no. 4, pp. 131-133, Apr. 2000.
- [6] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A Design of the Low-Pass Filter Using the Novel Microstrip Defected Ground Structure," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, no. 1, pp. 86-93, Jan. 2001.
- [7] J. S. Lim, J. S. Park, Y. T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Application of Defected Ground Structure in Reducing the Size of Amplifiers," IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 12, no. 7, pp. 261-263, Jul. 2002.
- [8] J. S. Lim, S. W. Lee, C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "A 4:1 Unequal Wilkinson Power Divider," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 3, pp. 124 - 126, Mar. 2001.
- [9] J. S. Lim, G. Y. Lee, Y. C. Jeong, D. Ahn, and K. S. Choi, "A 1:6 Unequal Wilkinson Power Divider," Proceedings of the 36th European Microwave Conference, Manchester, pp. 200-203, Sep. 2006.
- [10] J. J. Koo, S. Oh, M. S. Hwang, C. Park, Y. Jeong, J. Lim, K. S. Choi, and D. Ahn, "A New DGS Unequal Power Divider," Proceedings of the 37th European Microwave Conference, Munchen, pp. 556-559, Oct. 2007.

저 자 소 개



임 증 식 (林 鍾 植)

1991년 서강대 전자공학과 졸업(공학사).
1993년 동대학원 전자공학과 졸업(석사).
2003년 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부
졸업(공박). 1993~2005 한국전자통신연구
원(ETRI) 선임연구원, 2005~현재 순천향
대학교 전기통신공학과 조교수.

Tel : (041)530-1332

Fax : (041)530-1548

E-mail : jslim@sch.ac.kr



박 응 희 (朴 雄 熙)

1994년 서강대 전자공학과 졸업(공학사).
1996년 동대학원 전자공학과 졸업(석사).
2000년 동대학원 전자공학과 졸업(공박).
2000~2006 한국전자통신연구원(ETRI) 선
임연구원, 2006~현재 강원대학교 삼척캠
퍼스 전자공학과 조교수.

Tel : (033)570-6357

Fax : (033)574-5300

E-mail : uhpark@kangwon.ac.kr



차 현 원 (車 顯 源)

2008년 순천향대 정보기술공학부 졸업
(공학사). 2008년 동대학원 전기통신공
학과 석사과정 재학중.

Tel : (041)530-1630

Fax : (041)530-1735

E-mail : cha5461@hanmail.net



안 달 (安 達)

1984년 서강대 전자공학과 졸업(공학사).
1986년 동대학원 전자공학과 졸업(석사).
1990년 동대학원 전자공학과 졸업(공박).
1990~1992 한국전자통신연구원(ETRI) 선
임연구원, 1992~현재 순천향대학교 전기
통신공학과 교수.

Tel : (041)530-1331

Fax : (041)530-1609

E-mail : dahnkr@sch.ac.kr



정 용 채 (鄭 龍 采)

1989년 서강대 전자공학과 졸업(공학사).
1991년 동대학원 전자공학과 졸업(석사).
1996년 동대학원 전자공학과 졸업(공박).
1991~1998 삼성전자 정보통신본부 선임
연구원, 1998~현재 전북대학교 전자정보
공학부 부교수.

Tel : (063)270-2458

Fax : (063)270-2461

E-mail : ycjeong@chonbuk.ac.kr