

Slot 폭의 조절을 이용하여 향상된 방향성을 갖는 CPW 방향성 결합기의 설계

CPW Directional Couplers with Enhanced Directivity by Using Expanded Slot Width as Compensation Structures

이창언 · 최경민 · 박정훈* · 신철재

Chang-On Lee · Kyung-Min Choi · Jeong-Hoon Park* · Chull-Chai Shin

요 약

본 논문에서는 finite-extent backed conductor를 가지는 CPW(Coplanar waveguide) 방향성 결합기에서, 방향성의 향상을 위해 접지면과 전송선 사이의 slot 폭을 확장하는 보상구조를 제안하였다. 제안된 구조는 적절한 slot의 길이와 폭을 가질 경우, 결합기에서의 변화되는 정전용량과 추가된 인덕턴스로 인해 각 모드의 위상속도 차이가 없어지므로 우수한 방향성 특성을 갖게 한다. 제안된 보상구조를 이용하여 1 GHz를 중심주파수로 하는 finite-extent backed conductor를 가지는 CPW 방향성 결합기를 보통의 결합도를 갖는 6 dB 결합기와 높은 결합도를 갖는 3 dB 결합기 형태로 구현하였다. 설계된 CPW 방향성 결합기는 MoM(Method of Moments) 방식의 EM solver 계산 결과, 중심주파수에서 목적하는 결합도를 가지면서 각각 55 dB와 58 dB의 우수한 방향성을 가지며, 정합특성 역시 우수하다. 측정결과는 계산결과와 매우 유사하며, 이를 통하여 제안된 보상구조의 유용성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we proposed the compensation structures for the enhanced directivity of CPW(Coplanar waveguide) directional couplers with finite-extent backed conductor. The proposed compensation structures are realized by expanding the slot width between signal line and ground plane in center region of couplers. The CPW couplers with expanded slot have the same phase velocity for even and odd mode because of added inductance and changed capacitance appropriately, so the enhanced directivity is accomplished. The designed CPW directional couplers have good directivity and matching characteristic at center frequency in simulation and measurement.

Key words : CPW Couper, Directivity, Compensation, Expanded Slot, Finite-Extent Backed Conductor

I. 서 론

CPW(Coplanar Waveguide) 방향성 결합기는 전력 분배기나 위상 변환기, 평형 증폭기나 평형 믹서 등, CPW 구조상의 여러 응용 소자들에 사용될 수 있는 매우 유용한 구조이다. CPW 구조는 solid-state device의 실장이 용이하여 많은 관심을 받고 있는 전송 구

조이므로, 이러한 CPW 구조에서 방향성 결합기의 특성 개선을 위한 연구는 다양한 형태로 이루어지고 있다^{[1]~[6]}. 결합기의 이상적인 형태는 목적에 맞는 결합도(Coupling)를 가지면서 동시에 높은 방향성(Directivity)과 좋은 정합(Matching)특성을 가져야 한다^{[7],[8]}.

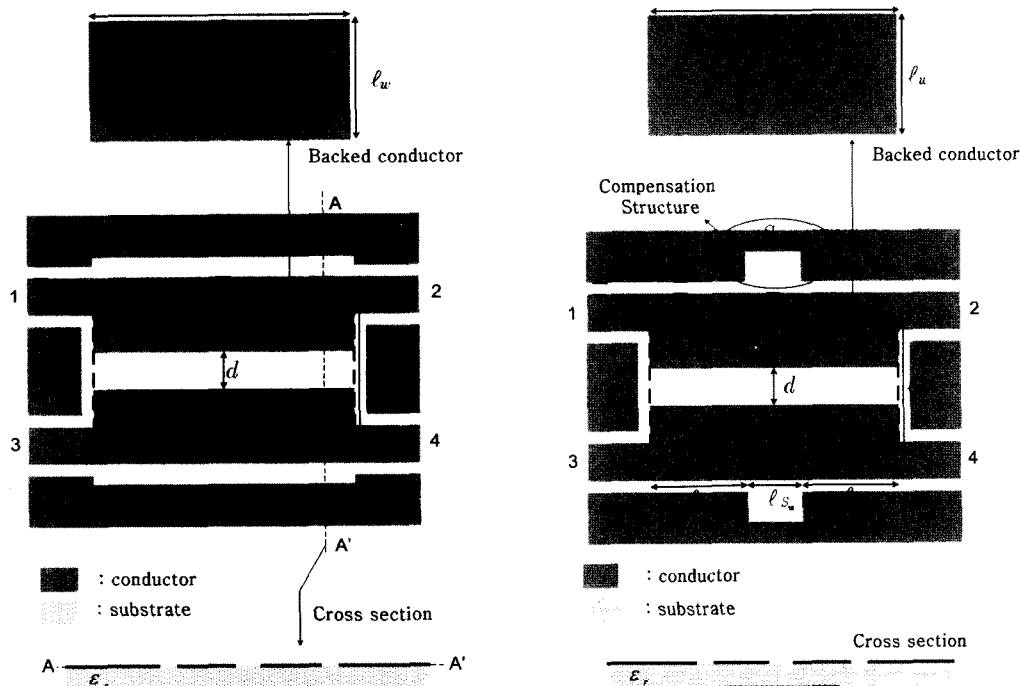
1970년, C. P. Wen에 의해 제안된 CPW 구조에서

아주대학교 전자공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)

*시립인천전문대학 정보통신과(Department of Information Communications, Incheon City College)

· 논문 번호 : 20031224-179

· 수정완료일자 : 2004년 2월 23일



(a) 일반적인 구조(Liao와 Chen에 의해 제안되었던 구조)
 (a) The conventional(Liao and Chen's) design

(b) 제안된 보상구조를 갖는 구조
 (b) The proposed design with compensation structures

그림 1. Finite-extent backed conductor를 가지는 CPW 방향성 결합기 구조

Fig. 1. Configurations of edge-coupled CPW directional coupler with finite-extent backed conductor.

의 edge-coupled 방향성 결합기는^[1] 두 신호선을 인접시켜 얻을 수 있는 결합도(coupling)의 값에는 제작의 어려움 때문에 한계가 있었다. 문제가 되는 결합도의 값을 높이기 위하여 broadside-coupled CPW 방향성 결합기나^[2] 다층 기판을 이용한 multimetal-level 구조가 제안되었다^{[3],[4]}. 하지만, 이러한 구조들은 신호가 기판의 다른 면에 인가되거나, 복잡한 제작과정을 거쳐야 하는 문제가 있다. 최근에는 유한 너비의 뒷면 도체(finite-extent backed conductor)를 부동도체(floating conductor)로 이용하여 강한 결합도 값을 얻을 수 있는 구조가 C. -L. Liao와 C. H. Chen에 의해 제안되었다^[5]. 이 구조는 그림 1(a)와 같은 구조로, 유한한 너비의 뒷면도체(backed conductor)의 너비를 조절하여 원하는 결합도의 효과를 비교적 쉬운 제작과정을 통하여 얻을 수 있다. 참고문헌 [5]의 자료와 [8]의 자료 및 서술을 바탕으로 살펴보면, backed conductor의 너비, l_w 가 대략적으로 두 신호선과 그 사이 간격인 $2w+d$ 보다 작을 경우에는 backed conductor의 너비가 증가할수록 기 모드(odd mode)의

유효 유전율은 크게 증가하고 우 모드(even mode)의 유효 유전율은 조금 감소한다. 이러한 특성으로 인하여 기 모드의 특성 임피던스는 감소하고, 우 모드 특성 임피던스는 증가하게 되므로, 두 임피던스의 차이가 커지게 된다. 따라서 식 (1)에 표현되는 바와 같이 결합기의 결합도(C)는 증가하게 된다.

$$C(\text{dB}) = 20 \log \frac{Z_o^{\text{even}} - Z_o^{\text{odd}}}{Z_o^{\text{even}} + Z_o^{\text{odd}}} \quad (1)$$

Backed conductor의 너비가 $2w+d$ 보다 커지게 되면, 기 모드의 유효 유전율은 거의 일정하고 우 모드의 유효 유전율이 급격하게 증가하기 때문에 두 모드의 특성 임피던스의 차이는 점점 감소하게 되어 결합도는 감소하게 된다^{[5],[8]}. 그림 2는 1 GHz에서 설계된 finite-extant backed conductor를 가지는 CPW 방향성 결합기의 backed conductor의 너비의 값에 따른 결합기의 특성을 보여준다^[8]. 여기서 S_{11} 은 정합 특성을, S_{21} 은 전송특성을, S_{31} 은 결합 특성을, S_{41} 은 격리특성을 보여준다. 그리고 방향성(D)은 다음과

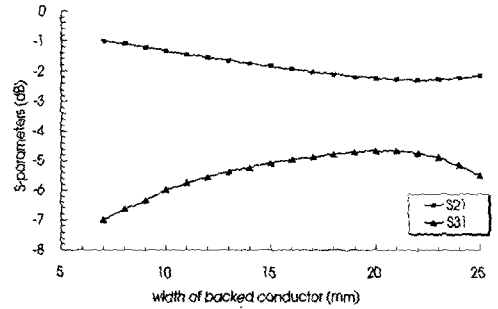
같은 식에 의해 구할 수 있다.

$$D(\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{S_{31}}{S_{41}} \quad (2)$$

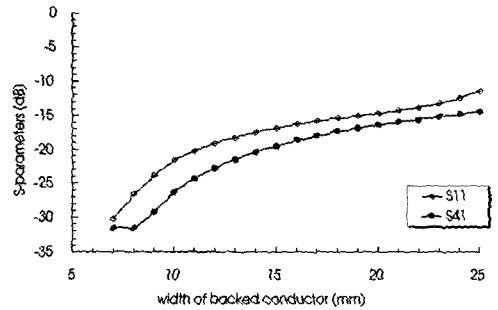
그런데 backed conductor의 너비가 $2w + d$ 보다 작은 너비를 가지고 결합도 향상을 위해 사용될 경우, 결합기에서는 기 모드와 우 모드의 유효 유전율의 차이로 인하여 위상 속도의 차이가 커지게 되며, 이것은 방향성 결합기의 방향성 특성을 악화시키는 요인이 된다. 이러한 현상은 finite-extent backed conductor를 가지는 CPW 방향성 결합기가 높은 결합도에도 불구하고, 마이크로파 시스템이나 디바이스 등에서 비효율성을 야기할 수 있다^[8]. 일반적으로 방향성 결합기는 높은 방향성을 요구하기 때문에, 이러한 구조에서는 방향성의 향상을 위한 보상구조가 필요하다.

신호선의 위와 아래가 서로 다른 매질로 구성되어 있는 마이크로스트립이나 CPW 구조 같은 평면 전송 선로를 이용하여 결합 구조를 만들 경우 기 모드와 우 모드의 위상속도가 서로 다르기 때문에 방향성 특성이 나빠게 된다. 이러한 방향성 문제를 개선하기 위해서 마이크로스트립 결합기에서는 기 모드에 동작하는 커패시턴스를 삽입하거나^{[7],[9],[10]} 기 모드에 우세한 영향을 주는 wiggly 라인 같은 구조를 사용하여^[10] 위상속도를 동일하게 만들어 준다. 일부 구조에서는 신호선 위에 유전체를 덮어서 방향성 문제를 개선하기도 하였다^[10]. 특히 집중 소자(lumped element)나^{[7],[10]} 분산 소자(distribution element)를^[9] 이용할 경우 기 모드의 정전 용량에 변화를 주어 쉽게 방향성 특성을 개선할 수 있다. 그러나 전술한 바와 같이 finite-extent backed conductor를 갖는 CPW 결합구조(coupled structure)에서는 마이크로스트립 결합 구조와는 달리 기 모드 유효 유전율이 더 크기 때문에 새로운 방법으로 보상을 해 주어야 한다^[8]. 최근에 finite-extent backed conductor를 갖는 CPW 결합 구조(CPW coupled structure)에서 backed conductor의 center-elimination을 통한 방향성 향상 방법이 제안되었으나^[8], 이 경우 결합도의 감소가 필수적이므로 높은 결합도를 가지는 결합기의 경우 보상이 힘들어진다는 단점을 내포하고 있다.

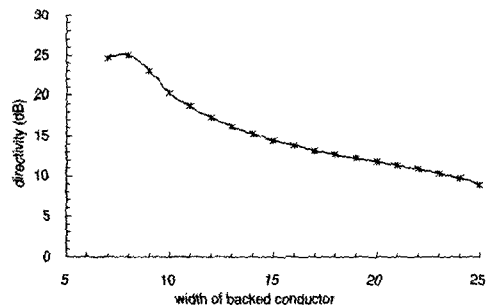
본 논문에서는 높은 결합도를 갖는 finite-extent



(a) 전송과 결합 특성
(a) Transmission and coupling



(b) 정합과 격리 특성
(b) Matching and isolation



(c) 방향성 특성
(c) Directivity

그림 2. 1 GHz에서 일반적인 finite-extent backed conductor를 갖는 CPW 방향성 결합기의 backed conductor의 너비(ℓ_w)에 따른 S-parameter 특성과 방향성 특성(단, $s=0.4$ mm, $\ell=47.2$ mm, $w=10.0$ mm, $d=2.0$ mm, $\epsilon_r=4.4$) (참고문헌 [8] 인용, 상세하게 재 계산됨)

Fig. 2. Effect of backed conductor width(ℓ_w) in edge-coupled CPW directional coupler at 1 GHz($s=0.4$ mm, $\ell=47.2$ mm, $w=10.0$ mm, $d=2.0$ mm, $\epsilon_r=4.4$)(From reference [8], reprinted and detail calculated).

backed conductor를 갖는 CPW 방향성 결합기에서, 결합도의 감소 없이 결합기의 방향성을 높일 수 있는 보상구조를 제안하였다. 보상구조는 결합기의 중심에서 특정한 길이를 가지면서, 전송선과 접지면의 간격인 slot 폭을 적절하게 확장한 구조로, 그림 1(b)에 그 구조변수와 함께 나타내었다. 이러한 slot 폭의 확장을 이용한 보상 구조를 사용할 경우, slot 폭의 영향으로 인하여 우 모드의 유효 유전율이 기모드의 유효 유전율에 비해 상대적으로 크게 변화하게 된다^[5]. 또한 slot 폭의 확장으로 인해 인덕턴스가 생성된다^{[11],[12]}. 이러한 각 모드들의 유효 유전율의 변화와 그에 기인한 정전용량의 변화 및 slot 폭의 확장으로 인한 인덕턴스의 변화는 식 (3)에 표현된 위상속도를 변화시키는 요인이 된다.

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3)$$

여기서 L 과 C 는 각각 인덕턴스와 커패시턴스를 나타내며, μ 와 ϵ 은 각각 투자율과 유전율을 나타낸다. 따라서 변화하는 각 모드의 정전 용량과 함께 추가된 인덕턴스가 적절하다면 각 모드의 위상속도는 동일해진다. 이렇게 될 경우 확장된 slot 폭을 가지는 보상구조는 finite-extent backed conductor를 갖는 CPW 방향성 결합기의 방향성을 효과적으로 개선시킬 수 있다. 뿐만 아니라, slot 폭의 확장은 우 모드 유효 유전율을 작게 하면서 기 모드 유효 유전율을 약간 증가시키게 되는데, 이러한 상태에서 인덕턴스의 추가는 임피던스 차이를 크게 하므로, 결합기에서의 결합도를 크게 하는 효과도 있다. 최근에 backed conductor의 center-elimination을 통한 방향성의 보상 방식은^[8] 결합도의 감소가 일어나게 되므로, 높은 결합도 구현 시 보상이 힘들다거나 결합의 보상을 위한 추가적인 회로가 필요하였지만, 본 논문에서 제안된 방식은 결합도의 감소 없이 방향성 개선이 가능하므로, 쉽게 높은 결합도를 갖는 결합기에서도 보상이 가능하다.

본 논문에서는 제안된 보상 구조를 이용하여, 중심주파수가 1 GHz인 적당한 크기의 결합도(-6 dB)와 높은 결합도(-3 dB)를 갖는 CPW 방향성 결합기를 설계하였다. 설계된 방향성 결합기는 기존의 구조보다 중심주파수에서 우수한 방향성을 가짐을

MoM 방식의 EM solver를 이용한 계산 결과와 제작 및 측정을 통해 확인하였다.

II. 확장된 Slot 폭을 통한 CPW 방향성 결합기의 보상구조

그림 1(b)는 본 논문에서 제안한, 방향성 특성이 향상된 finite-extent backed conductor를 사용한 CPW 방향성 결합기와 그 구조변수를 보여준다. 제안된 구조는 기존의 구조에서 방향성 개선을 위해 결합기의 가운데 부분에 확장된 slot을 이용한다. slot 폭의 확장은 우 모드의 유효 유전율을 상대적으로 크게 감소시키며, 기 모드의 유효 유전율을 조금 증가시키게 되지만^[5], 또한 slot 폭의 확장은 인덕턴스를 생성하게 된다^{[11],[12]}. 따라서 각 모드의 유효 유전율의 변화에 기인한 정전용량의 변화와 인덕턴스의 변화는 각 모드에서의 위상속도를 변화시키는 요인이 된다. 그러므로 변화하는 정전용량과 함께 인덕턴스가 적절하게 보상된다면 두 모드간의 위상속도는 개선되어질 수 있다. 단 여기서 backed conductor의 너비 ℓ_w 는 $2w+d$ 보다 작은 범위에서 확장된다^[8].

제안된 구조가 보상구조로 동작하여 결합기의 방향성을 향상시키기 위해선 우 모드와 기 모드의 위상속도가 동일해야 하므로 위상속도의 관계식으로부터 다음과 같은 커패시턴스의 관계식을 만족하여야 한다.

$$C_{0e}^{S_u T} = \frac{\epsilon_{reo}}{\epsilon_{ree}} \cdot \frac{L_{0e}^T}{L_{0e}^{S_u T}} \cdot C_{0e}^T \quad (4)$$

여기서 $C_{0e}^{S_u T}$ 와 C_{0e}^T 는 각각 보상구조에서의 총 우 모드 커패시턴스와 보상 전 구조에서의 총 우 모드 커패시턴스를 나타내며, $L_{0e}^{S_u T}$ 와 L_{0e}^T 는 각각 보상구조와 보상 전 구조에서의 총 우 모드 인덕턴스를 나타낸다. ϵ_{reo} 와 ϵ_{ree} 는 각각 기 모드와 우 모드의 유효 유전율을 나타낸다. 일반적으로 커패시턴스 관계식은 기 모드 중심으로 해석이 되어야 하지만, 본 논문에서 제안된 구조는 기 모드 유효 유전율이 거의 일정하고 우 모드 유효 유전율이 크게 변화하므로 우 모드 중심의 관계식으로 표현되는 것이 타당하다. Finite-extent backed conductor의 폭이 $2w+d$ 보다 작은 CPW 결합 구조에서는 기 모드의 유효 유

전율의 값이 우 모드의 유효 유전율의 값보다 크기 때문에, 보상 구조에서 인덕턴스가 적절하게 보상 될 경우, 위의 식 (4)를 만족시킬 수 있다. 그런데 식 (4)에 나타난 총 커패시턴스는

$$C_{0e}^{S_w T} = 2C_{0e} \ell_n + C_{0e}^{S_w} \ell_{s_w} \quad (5-1)$$

$$C_{0e}^T = 2C_{0e} \ell_n + C_{0e} \ell_{s_w} \quad (5-2)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 C_{0e} 와 $C_{0e}^{S_w}$ 는 각각 보상 전 구조와 확장된 slot을 갖는 보상구조에서의 단위 길이당 우 모드 커패시턴스를 나타낸다. 그리고 ℓ_n 과 ℓ_{s_w} 는 각각 그림 1(b)에 나타난 것과 같이 보상 구조에서 보상이 안 된 영역과 보상구조의 길이를 나타낸다. 식 (4)와 (5)로부터, 커패시턴스의 관계식을 만족하기 위해서 인덕턴스가 적절하게 보상된 구조의 길이는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \ell_{s_w} &= \frac{2\left(\frac{\epsilon_{reo}}{\epsilon_{ree}} \cdot \frac{L_{0e}^T}{L_{0e}^{S_w T}} - 1\right)C_{0e}}{C_{0e}^{S_w} - \frac{\epsilon_{reo}}{\epsilon_{ree}} \frac{L_{0e}^T}{L_{0e}^{S_w T}} C_{0e}} \cdot \ell_n \\ &= \frac{A}{A+2} \cdot \frac{\lambda_g}{4} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서

$$A = \frac{2\left(\frac{\epsilon_{reo}}{\epsilon_{ree}} \cdot \frac{L_{0e}^T}{L_{0e}^{S_w T}} - 1\right)C_{0e}}{C_{0e}^{S_w} - \frac{\epsilon_{reo}}{\epsilon_{ree}} \frac{L_{0e}^T}{L_{0e}^{S_w T}} C_{0e}}$$

$$\begin{aligned} \frac{\lambda_g}{4} &= 2\ell_n + \ell_{s_w} \\ &= \frac{\lambda_{g, odd} + \lambda_{g, even}}{8} = \ell \end{aligned}$$

이다. 혹은 보상되어야 할 인덕턴스의 값을 구하기 위해서 식 (4)와 (5)로부터 다음과 같이 유도할 수도 있다.

$$\begin{aligned} \frac{L_{0e}^{S_w T}}{L_{0e}^T} &= \frac{\frac{\epsilon_{reo}}{\epsilon_{ree}} (2\ell_n + \ell_{s_w}) C_{0e}}{2C_{0e} \ell_n + C_{0e}^{S_w} \ell_{s_w}} \\ &= \frac{\frac{\epsilon_{reo}}{\epsilon_{ree}} C_{0e}}{2C_{0e} \ell_n + C_{0e}^{S_w} \ell_{s_w}} \cdot \frac{\lambda_g}{4} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (6)이나 (7)에 의해 구해야 되는 단위 길이당 커패시턴스나 인덕턴스의 값은 CPW 결합구조에서

spectral domain approach^[5], Method of Moments^[12] 등을 이용하여 구할 수 있다.

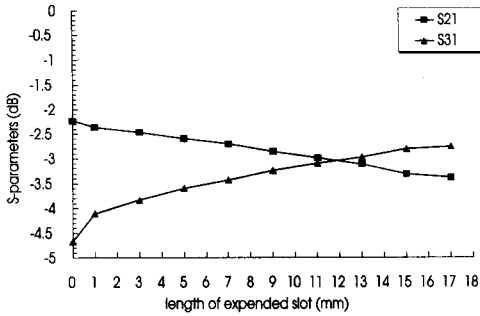
식 (6)이나 (7)에 의해 필요한 보상 구조의 길이를 조절하거나, 인덕턴스 값을 결정할 경우, 단지 방향성 특성만을 고려할 경우 정합 특성이 나빠질 수 있으므로, 정합 특성이 함께 고려되어야 한다. 방향성 결합기의 이상적인 특성은 높은 방향성과 함께 정합 특성이 좋아야 하기 때문이다. 보상구조에서의 확장된 slot 폭과 길이에 의한 인덕턴스 및 커패시터의 변화와 불연속면으로 인한 다중 반사 및 투과의 효과로 인하여 달라지는 정합(S_{11}) 및 전송(S_{21}), 결합(S_{31})을 격리특성(S_{41})과 함께 각각 그림 3과 그림 4에 나타내었다. 이러한 구조 변수에 따른 특성 분석은 MoM(Method of Moments) 방식의 상용 소프트웨어인 EM solver를 이용하였다. 그림 3은 1 GHz에서 확장된 slot 보상구조의 길이, ℓ_{s_w} 에 따른 결합기의 특성을 보여준다. 그림 4는 1 GHz에서 확장된 slot 폭의 길이, S_d 에 따른 결합기의 특성을 보여준다. 그림 3과 4에서 보듯이 보상구조인 slot 폭의 확장 구조의 slot 폭의 확장 길이와 구조의 길이가 증가할수록 결합기의 결합도는 높이면서, 적절할 길이를 가질 경우 우수한 방향성 특성과 함께 좋은 정합특성을 가질 수 있다.

III. CPW 방향성 결합기 설계

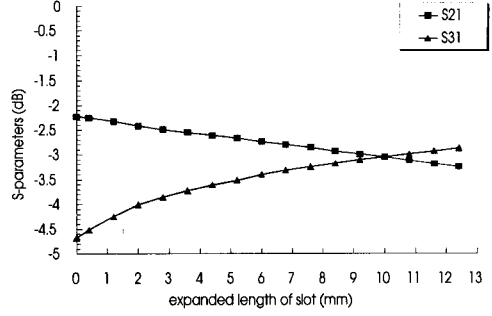
3-1 6 dB CPW 방향성 결합기의 설계

앞서 논의된 보상 구조를 이용하여 보통의 결합도를 가지는 6 dB 방향성 결합기를 C. -L. Liao와 C. H. Chen에 의해 제안되었던 기존의 구조^[5]와 비교하기 위하여 중심주파수를 1 GHz로 하여 설계하였다. 설계에는 유전체의 두께가 1.6 mm인 FR-4 기판 ($\epsilon_r=4.4$)이 사용되었다. 설계된 방향성 결합기는 결합영역에서의 신호선의 두께 w 는 10.0 mm, 신호선 사이의 간격 d 는 2.0 mm로 설정하였으며 신호선과 접지면 사이의 slot 폭은 기본적으로 0.4 mm로 하였다. 또한 피드라인에서는 4.0 mm의 신호선과 0.4 mm의 slot 폭을 사용하였다. 높은 결합도를 구현하기 위하여 사용된 backed conductor의 너비, ℓ_w 는 결합도를 결정하는 주요한 변수이다. 제안된 slot 폭의

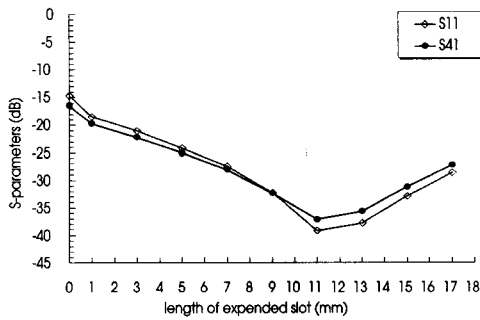
Slot 폭의 조절을 이용하여 향상된 방향성을 갖는 CPW 방향성 결합기의 설계



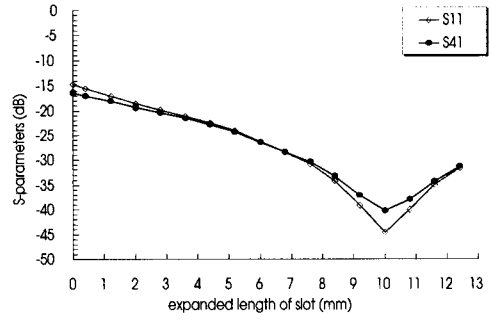
(a) 전송과 결합 특성
(a) Transmission and coupling



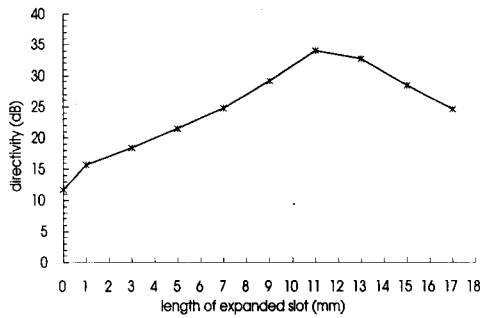
(a) 전송과 결합 특성
(a) Transmission and coupling



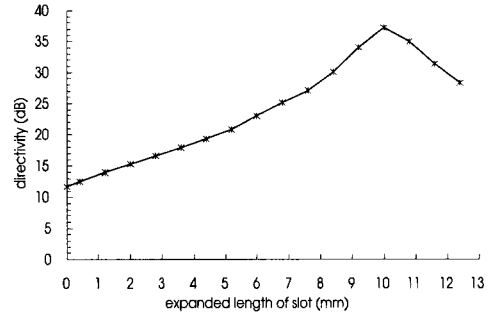
(b) 정합과 격리 특성
(b) Matching and isolation



(b) 정합과 격리 특성
(b) Matching and isolation



(c) 방향성 특성
(c) Directivity



(c) 방향성 특성
(c) Directivity

그림 3. 1 GHz에서 보상구조인 expanded slot 구조의 길이(S_w)에 따른 S-parameter 특성과 방향성 특성(단, $s=0.4$ mm, $\ell=47.2$ mm, $\ell_w=20.0$ mm, $w=10.0$ mm, $d=2.0$ mm, $S_d=9.2$ mm, $\epsilon_r=4.4$)

Fig. 3. Effect of length of expanded slot structure (S_w) in edge-coupled CPW directional coupler at 1 GHz($s=0.4$ mm, $\ell=47.2$ mm, $\ell_w=20.0$ mm, $w=10.0$ mm, $d=2.0$ mm, $S_d=9.2$ mm, $\epsilon_r=4.4$).

그림 4. 1 GHz에서 보상구조인 expanded slot 구조의 확장폭(S_d)에 따른 S-parameter 특성과 방향성 특성(단, $s=0.4$ mm, $\ell=47.2$ mm, $\ell_w=20.0$ mm, $w=10.0$ mm, $d=2.0$ mm, $S_w=11.0$ mm, $\epsilon_r=4.4$)

Fig. 4. Effect of length of expanded slot structure (S_d) in edge-coupled CPW directional coupler at 1 GHz($s=0.4$ mm, $\ell=47.2$ mm, $\ell_w=20.0$ mm, $w=10.0$ mm, $d=2.0$ mm, $S_w=11.0$ mm, $\epsilon_r=4.4$).

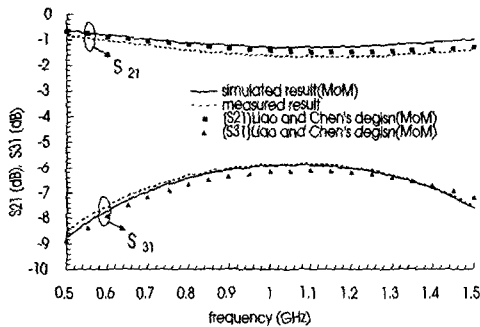
표 1. 향상된 방향성을 위한 보상구조를 갖는 CPW 방향성 결합기의 설계 변수(단위: mm)
Table 1. Design variable for CPW directional couplers for enhanced directivity(unit: mm).

변수	6 dB coupler	3 dB coupler
w_t	4.0	4.0
s_t	0.4	0.4
w	10.0	10.0
s	0.4	0.4
d	2.0	2.0
l	47.2	47.2
l_w	9.0	20.0
S_w	12.0	9.2
S_d	1.1	11.2

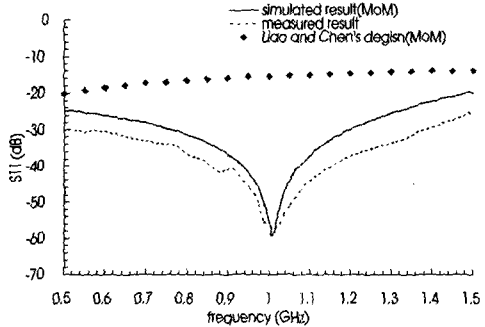
확장을 이용한 보상구조를 사용할 경우, 사용전의

구조에 비해 결합도가 상승하는 효과가 있으므로, 이를 고려하여 그림 2로부터 6 dB 구현을 위해 back-ed conductor의 너비를 9.0 mm로 결정하였다. 방향성의 향상을 위한 보상구조의 최적화 된 값은 결합과 정합특성을 고려하여, slot의 확장된 폭(S_w)을 1.1 mm, 보상구조의 길이(S_d)는 12.0 mm로 하였다. 이러한 설계 변수와 설계 값은 표 1에 정리하였다. 그리고 결합기 설계시 발생할 수 있는 마이크로스트립 모드와 coupled-slotmode를 방지하기 위하여^[5] 결합기에 와이어 본딩을 하였다.

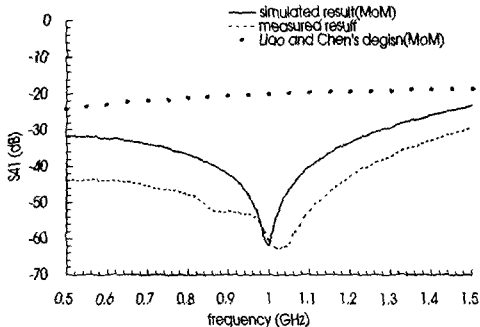
표 1의 설계 변수 값을 이용하여 설계된 결합기는 MoM(Method of Moments)의 방식을 이용한 상용 소프트웨어인 EM solver를 이용하여 계산되었으며, 계산된 결과는 그림 5에 나타내었다. 또한 제안된 보상구조를 이용한 결합기는 C.-L. Liao와 C. H. Chen에 의해 제안되었던 기존의 구조^[5]와 비교되었다. 그



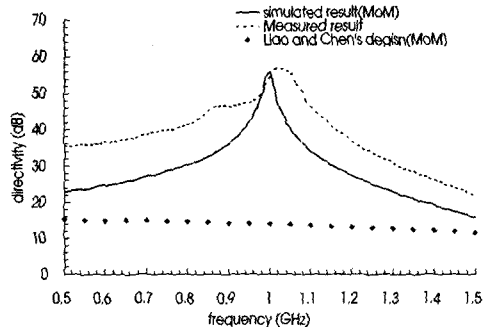
(a) 전송 및 결합특성
(a) Transmission and coupling



(b) 정합특성
(b) Matching



(c) 격리특성
(c) Isolation



(d) 방향성 특성
(d) Directivity

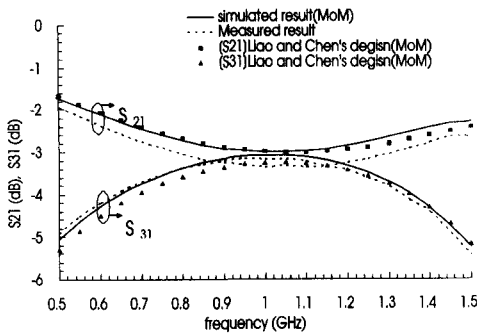
그림 5. 6 dB CPW 방향성 결합기의 계산결과 및 측정결과
Fig. 5. Calculated and measured results for 6 dB CPW directional coupler with finite-extent backed conductor and compensation structure via expanded slot.

림 5에서 보인 바와 같이 제안된 보상구조를 이용한 방향성 결합기는 중심주파수인 1 GHz에서 6 dB의 결합도를 가지면서 방향성이 55 dB 이상으로 기존의 구조에 비해 41 dB 이상 개선되었으며, 정합특성 역시 우수한 특성을 보여준다. 또한 그림 5에서 vector network analyzer를 이용하여 분석된, 제작된 방향성 결합기의 측정 결과를 함께 나타내었다. 측정된 결과는 MoM에 의한 계산결과와도 비교적 잘 일치한다. 측정결과에서는 1.025 GHz에서 방향성이 5.9 dB의 결합도를 가지면서 56.8 dB 이상의 방향성을 갖는다. 제작결과가 MoM에 의한 EM solver의 계산 결과에 비해 고주파 쪽으로 이동한 것은 두 가지 원인으로 분석해 볼 수 있다. 첫째는 MoM을 이용한 EM solver의 경우, 수치 해석을 위한 계산에서 무한 접지면을 가정하여 계산이 수행되었지만, 실제 제작

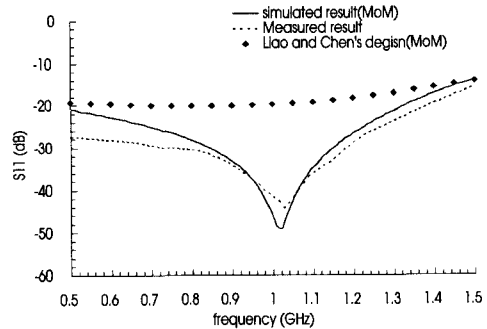
후 측정시에 사용된 디바이스는 유한 접지면이다. 또한 microstrip mode와 coupled-slot mode의 방지를 위한 와이어 본딩 구조에 대해서 EM solver에서는 via를 이용한 air-bridge 형태로 구성하여 계산한 반면, 실제 제작 후 측정에 사용된 결합기는 일반 와이어를 이용한 본딩으로 와이어의 높이가 계산에 사용된 0.8 mm의 높이를 구현하기 힘들었을 뿐만 아니라, 와이어의 위치도 실제 EM solver와는 일치하지 않아서 나타나는 현상이다. 따라서 보다 정교한 접지면의 처리와 와이어 본딩 기술로 EM solver의 계산 시 구현하였던 값으로 일치시키면, 계산치와 설계치가 잘 일치하리라 사료된다.

3-2 3 dB CPW 방향성 결합기의 설계

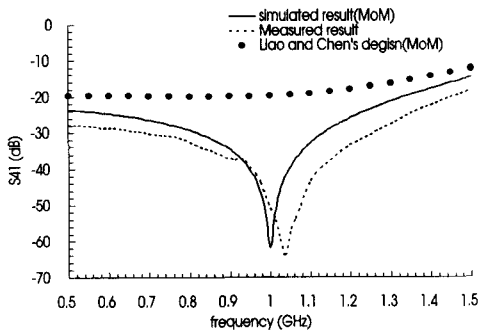
제안된 보상구조가 6 dB 결합기에서 방향성을 효



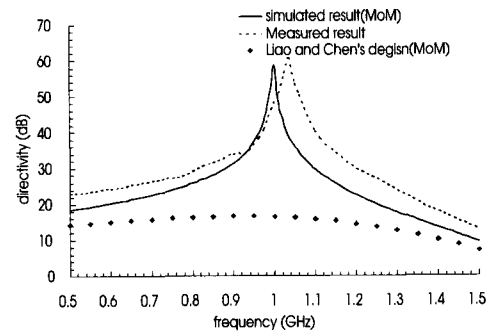
(a) 전송 및 결합특성
(a) Transmission and coupling



(b) 정합특성
(b) Matching



(c) 격리특성
(c) Isolation



(d) 방향성 특성
(d) Directivity

그림 6. 3 dB CPW 방향성 결합기의 계산결과 및 측정결과

Fig. 6. Calculated and measured results for 3 dB CPW directional coupler with finite-extent backed conductor and compensation structure via expanded slot.

과적으로 개선시킴을 앞에서 보였다. 근본적으로 finite-extent backed conductor를 부동도체 형태로 사용한 CPW 방향성 결합기는 원래 높은 결합도를 얻기 위한 구조이다. 따라서 높은 결합도를 가지는 방향성 결합기에도 제안된 구조가 효과적으로 방향성을 개선하는지 알아보기 위하여 3 dB 방향성 결합기를 설계하여 보상 구조를 적용하였다. 중심주파수는 기존의 구조와 비교하기 위하여 1 GHz로 하였으며, 설계에 사용된 기판은 6 dB 결합기에 사용된 것과 동일한 기판이다. 그림 2로부터 3 dB 결합도를 얻기 위하여 backed conductor의 너비를 20.0 mm로 하였다. Backed conductor의 너비가 $2w+d$ 보다 클 경우 오히려 결합도는 감소하는 경향이 있기 때문에 너비를 C. -L. Liao와 C. H. Chen에 의해 제안되었던 기존의 구조^[5]와 동일한 20.0 mm로 하면서, 보상구조를 이용하여 방향성 특성을 개선할 뿐만 아니라, 정합특성도 개선하고, 결합도도 목적에 맞도록 높이는 방법을 택하였다. 이것은 보상 구조를 사용할 경우 사용 이전의 구조에 비해 결합도가 높아지는 효과가 있는 점을 이용한 것이다. 그런데 backed conductor의 너비가 20.0 mm일 경우 원하는 -3 dB의 결합도와는 비교적 차이가 많이 나기 때문에 보상 구조의 길이가 길어지거나, 폭이 더 많이 확장될 필요가 있다. 본 논문에서 최적화되어 설계된 3 dB용 보상구조의 확장된 slot 폭은 11.2 mm이며, 보상 구조의 길이는 9.2 mm이다. 다른 구조 변수는 6 dB 결합기 및 기존의 구조와 유사하며, 전체적인 설계 변수와 설계 값은 표 1에 정리하였다.

그림 6은 MoM 방식의 EM solver를 이용하여 계산된 보상구조를 가지는 3 dB 방향성 결합기의 산란 계수를 보여주며, 기존의 구조의 계산 결과와 비교하여 나타내었다. 그림에서 확인된 바와 같이 중심주파수 1 GHz에서 3 dB 결합도를 가지는 제안된 결합기는 방향성이 58 dB 이상으로 기존의 3 dB 방향성 결합기에 비해 42 dB 이상 방향성이 개선되었으며, 정합특성도 매우 우수한 결과를 보여준다. Vector network analyzer를 이용하여 측정된 제작된 3 dB 결합기의 측정 결과는 EM solver를 이용한 계산결과와 매우 유사하다. 측정결과에서는 1.0375 GHz에서 방향성이 60.7 dB로 매우 우수한 방향성 특성을 나타내며, 또한 매우 우수한 정합특성을 갖는다. 이 경

우에서도 EM slover의 계산 결과와 조금 차이가 나는 이유는 앞에서 설명한 원인을 들 수 있다. 즉 EM solver의 계산 시, 무한 접지면이라는 조건과 제작시 와이어 본딩에 의한 것이다. 따라서 이 구조에서도 역시, 보다 정교한 접지 기술과 와이어 본딩에 의해서 계산 결과와 일치 가능하리라 사료된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 결합도가 좋은 finite-extent backed conductor를 사용한 CPW 방향성 결합기의 방향성을 개선하기 위해서 결합기의 가운데 부분에서 적절한 길이와 확장된 slot 폭을 가진 slot의 변화 구조를 방향성 개선을 위한 보상구조로 제안하였다. 제안된 보상구조는 변화된 커패시턴스와 추가된 인덕턴스의 영향으로 각 모드의 위상속도가 동일하게 되며, 이로 인해 방향성 결합기의 방향성이 개선된다. 또한 이러한 인덕턴스와 커패시턴스의 적절한 변화가 결합기의 방향성 개선과 함께 정합 특성도 좋게 할 수 있으며, 보상구조의 확장된 slot 폭으로 인하여 결합도도 높아지는 효과도 있다. 따라서 결합도의 감소 없이 높은 방향성 특성을 구현할 수 있다.

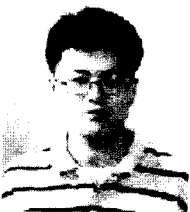
이러한 보상 구조를 이용하여 6 dB 결합기와 3 dB 결합기가 설계되었다. C. -L. Liao와 C. H. Chen에 의해 제안되었던 기존의 구조와 비교해 보았을 때, EM solver의 계산 결과 각각 원하는 결합도와 매우 우수한 정합특성과 함께, 6 dB 결합기는 41 dB 이상의 방향성 개선의 효과를 가지며, 3 dB 결합기에서는 42 dB 이상의 방향성 개선 효과가 있었다. 또한 측정 결과에서도 EM solver의 계산결과와 잘 일치한다. 즉 측정결과 역시 적절한 결합도와 우수한 정합 특성을 가지면서 기존의 구조에 비해 방향성 특성이 아주 좋아짐을 확인하였다. 따라서 제안된 결합기의 보상구조를 이용할 경우, 목적에 맞는 결합도와 우수한 정합 특성을 가지면서 방향성도 우수하므로, 이러한 보상구조를 이용한 CPW 방향성 결합기의 설계가 마이크로파 시스템이나 디바이스에서 기존의 구조보다 효율적으로 동작하리라 사료된다.

참 고 문 헌

[1] C. P. Wen, "Coplanar-waveguide directional cou-

- plers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 18, pp. 318-322, Jun. 1970.
- [2] F. Tefiku, E. Yamashita and J. Funada, "Novel directional couplers using broadside-coupled coplanar waveguides for double-sided printed antennas", *IEEE Tans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 275-282, Feb. 1996.
- [3] S. Banda, H. Ogawa, "Multilayer MMIC directional couplers using thin dielectric layers", *IEEE Tans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 1270-1275, Jun. 1995.
- [4] T. Gokdemir, I. D. Robertson, Q. H. Wang and A. A. Rezazadeh, "K/Ka-band coplanar waveguide directional couplers using a three-metal-level MMIC process", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 6, pp. 76-78, Feb. 1996.
- [5] C. -L. Liao, C. H. Chen, "A novel coplanar-waveguide directional coupler with finite-extent backed conductor", *IEEE Tans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 200-206, Jan. 2003.
- [6] G. Ghione, C. U. Naldi, "Coplanar waveguide for MMIC applications: effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling", *IEEE Tans. Microwave Theory Tech.*, vol. 35, no. 3, pp. 260-267, Mar. 1987.
- [7] M. Dydyk, "Microstrip directional couplers with ideal performance via single-element compensation", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 6, pp. 956-964, Jun. 1999.
- [8] 박정훈, 이창언, 최경민, 신철재, "Backed conductor의 center-elimination을 통한 향상된 방향성을 갖는 CPW 방향성 결합기의 설계", 한국전자과학기술회 논문지, 14(12), pp. 1321-1328, 2003년 12월.
- [9] S. R. Mercer, "Microstrip realization of loosely coupled conductors with enhanced directivity", *Electronics Lett.*, vol. 31, no. 4, pp. 295-296, Feb. 1995.
- [10] R. Mongia, I. J. Bahl and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-line Circuits*, Artech House, 1999.
- [11] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed., Artech House, 1996.
- [12] C. W. Chiu, R. -B. Wu, "A moment method analysis for coplanar waveguide discontinuity inductances", *IEEE Tans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 9, pp. 1511-1514, Sep. 1993.

이 창 언



1998년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
 2000년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
 2000년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 능동 및 수동소자 개발 등

최 경 민



2004년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
 2004년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계 등

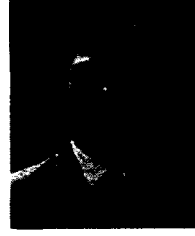
박 정 훈



1984년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
1993년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
1998년 8월: 아주대학교 전자공학과 박사과정 수료
1984년~1987년: 삼성전기(주) 연구원

1987년~1992년: 한국전자통신연구원 연구원
1992년~1994년: SK 텔레콤 연구원
1993년~현재: 전기통신 기술사
1994년 8월~현재: 사립 인천전문대학 정보통신과 교수
[주 관심분야] 이동통신, 초고주파통신

신 철 재



1964년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1968년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1967년~1970년: 동양공업전문대 교수

1970년~1977년: 광운대학교 교수
1986년~1987년: Florida University 객원교수
1977년~현재: 아주대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계 및 해석, 초고주파 통신부품 개발, 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 전파전파 등