

일부 접지면이 제거된 수직 장착 평면 회로를 이용한 광대역 하이브리드 설계에 관한 연구

A Study on Broadband Hybrid Design Using Vertically Installed Planar Circuit with Partially Removed Ground Plane

김 인 선 · 이 철 수

In-Seon Kim · Cheol-Soo Lee

요 약

본 논문에서는 2~6 GHz의 광대역에서 -3 dB 결합 특성과 90° 위상차를 제공하는 마이크로스트립 하이브리드를 설계하였다. 3-단 결합기 구조를 가지며, 양 측면 단은 대칭 가장자리 결합 선로로 구현되는 반면에, 가운데 단은 수직으로 장착된 평면 회로로 구성된다. 특히 수직 장착된 평면 회로는 밀 결합 특성을 얻기 위해 일부 접지면이 제거된 형태를 갖는다. 본 하이브리드는 마이크로스트립 구조이기 때문에 제작이 용이하고, 수직 장착 기판을 특성 적정화의 조정점으로 이용함으로써 양호한 튜닝 유연성을 갖는다. 무엇보다도 제안한 하이브리드는 구조와 제작의 단순성에 비해 만족할만한 성능을 제공한다.

Abstract

In this paper, the microstrip 90° hybrid to provide -3 dB coupling and 90° phase difference at broadband frequency range of 2 to 6 GHz is designed. This proposed hybrid is composed of 3-section. The two outside section are realized by symmetrical edge coupled lines, but on the other hand the middle section consists of VIP(Vertically Installed Planar) circuit. The ground part of VIP circuit is partially removed to get tight coupling, particularly. This hybrid is easy to realize due to microstrip structure and has good tuning flexibility by taking advantage of VIP circuit as a control point of optimization. The proposed hybrid provide satisfactory performance as compared with simplicity of structure and fabrication first of all.

Key words : VIP(Vertically Installed Planar) Circuit, Magnitude Balance, Phase Balance

I. 서 론

초고주파 시스템에서 90° 하이브리드는 평형 증폭기, 평형 혼합기, 변조기, 위상 변위기, 이중 편파 안테나 급전부 등에 매우 광범위하게 사용되는 4포트 수동 소자로서, 두 포트에 출력되는 반전력 신호와 두 출력간의 위상차를 사용한다. 가장 일반적으로 사용되는 평면 형태로서 마이크로스트립 구성인 브랜치(branch) 선로 결합기와 Lange 결합기, 스트립

구성인 대칭 구조 평행 결합 선로 결합기가 있다. 브랜치 선로 결합기는 협대역의 경우에 가장 쉽게 제작할 수 있는 구조이지만 광대역 특성을 얻기 위한 다단 구성 시 매우 높은 선로 임피던스로 인해 구현이 어렵다는 단점이 있다. Lange 결합기는 구현 가능한 대역폭 비가 보통 2:1로 비교적 광대역이지만 결합 선로(finger)의 폭과 간격이 매우 협소하고 선로를 가로질러 연결하는 접합(bonding) 작업이 요구되기 때문에 일반적인 식각 회로의 구현은 어렵고, 초고

주파 집적 회로 공정에 널리 적용되는 형태이다. 대칭 구조 결합 선로 결합기는 단수의 확장에 의한 다단 결합 선로 구조로 2:1 이상의 대역폭을 쉽게 구현할 수 있어 광대역용으로 가장 널리 사용되는 형태이다. 이 구조는 동일면 가장자리 결합(edge coupling)만을 이용할 경우, 밀 결합(tight coupling)을 구현할 수 없으므로 광대역에서 -3 dB 결합도를 얻기 위해서 오프 셋(offset) 결합과 넓은면(broadside) 결합을 적용한 구조나, 두 개의 -8.34 dB 결합기를 연결한 형태의 텐덤(tandem) 결합기로 구성한다. 이 결합기는 서로 다른 면에 결합선로를 갖는 구조이고, 스트립 구조로 구성된다.

이상에서 살펴본 바와 같이 가장 일반적으로 사용되는 90° 하이브리드 소자를 설계, 제작하는데 있어 선로 폭, 결합 간격, 대역폭 구현의 문제, 스트립 구성으로 인한 구조의 복잡성 등 몇몇 극복해야 할 점을 갖는다. 이러한 문제들을 해결하기 위해서 때때로 상당한 설계 노력과 비용을 필요로 한다.

본 연구에서는 광대역 구현과 제작의 용이성, 비용과 설계 노력 절감 등의 사항을 고려하여 VIP 회로와 동일면 가장자리 평행 결합 선로를 동시에 이용하여 구성된 형태의 마이크로스트립 하이브리드를 제시하였다.

일반적으로 VIP 회로를 결합기에 적용하는 이유는 밀 결합을 쉽게 얻을 수 있을 뿐 아니라, 구조가 간단하고, 수직 장착된 기판(기판의 두께, 기판 높이, 기판의 유전율 등)을 구성 변수로 이용한 특성 조정의 유연성(tuning flexibility)이 좋으며, 또한 수직 장착된 회로에 높은 Q값을 갖는 기판을 적용함으로써 손실을 구현할 수 있기 때문이다. 그러나 무엇보다도 이 구조의 장점은 구성이 단순하고, 제작 노력에 비해 우수한 특성을 제공한다는 것이다.

수직 장착된 평면 기판이 적용된 결합기는 L. Dongtien의 논문^[1]에서 세 가지 형태의 마이크로스트립 -3 dB 방향성 결합기들 중에서 하나로 제시되었다. Konishi 등은 이 구조에 대해 “VIP”라고 명명하고 이를 이용한 -3 dB 결합기와 대역 통과 필터를 설계하였고^[2], 이듬해 경계요소법^[3]을 이용한 VIP 회로의 구성 변수에 따른 임피던스 계산 및 특성 변화와 결합기의 해석 방법 등에 대한 포괄적인 연구를 수행하였다. 그 후 좀 더 정확한 우·기 모드 임

피던스를 계산하기 위한 다양한 해석 방법이 시도되었다^{[4],[5]}. 그러나 이들 연구는 모두 VIP 회로에 접지면을 갖는 일반적인 구조에 한정되었다.

본 연구에서는 세 가지 사항에 대해 주로 기술하였다. 첫째 VIP 회로의 구조(접지면을 갖는 기존의 구조와 일부 접지면을 제거한 구조)와 구성 변수(높이, 접지면 제거 폭 등)에 따른 우·기 모드 임피던스 변화 경향을 고찰하고, 두 구조 사이의 특성을 비교, 분석하였다. 둘째 VIP 회로를 적용한 90° 하이브리드의 광대역 구현 방법을 제시하였다. 기존에 VIP 회로 자체를 이용한 1-단 결합기의 연구는 많이 이루어졌지만 이를 이용한 광대역 구성에 대한 연구는 거의 이루어지지 않았다. 본 연구에서는 대역폭 비가 3:1 이상 실현 가능한 3-단 구성에 대한 설계 방법에 대해 기술하였다. 그리고 마지막으로 제안한 구조와 설계 방법의 타당함을 입증하기 위해 마이크로스트립 형태로 2~6 GHz의 주파수 대역 내에서 -3 dB 결합 특성과 90°의 위상 편차 특성을 제공하는 하이브리드를 제작하고 실측 결과를 제시하였다.

II. 광대역 하이브리드 기본 구조 및 설계

2-1 광대역 하이브리드 기본 구조

광대역 하이브리드 구성을 위해 가장 널리 사용되는 대칭구조 평행 결합선로 결합기에서 구현 가능한 결합 선로 간격의 공간적 제약으로 인해 가장자리 결합은 약 -8 dB 정도의 결합을, 넓은 면 결합은 약 -2~-3 dB 정도의 결합을 얻을 수 있다고 알려져 있다^[6]. 그러므로 광대역 하이브리드 설계를 위한 기존의 연구에서는 결합 선로를 동일면 상이 아닌 서로 다른 면에 패턴을 형성시켜 측면의 결합부는 오프 셋 결합 선로를 이용하고, 중앙 결합부는 넓은 면 결합 선로를 이용하는 일반적인 방법을 사용한다. 이 구조는 충분한 결합을 얻기 위해 두께가 매우 얇은 기판을 사용하여야 하고, 스트립 구조로 구현된다. 이 형태는 구현이 어렵지는 않지만 단면으로 구성될 수 없는 구조이다. 그러므로 광대역 평형 증폭기나 평형 혼합기와 같은 응용에서 단면상에 위상 소자로 적용되기 어려운 구조이다. 이와 같은 용도 등으로 구현이 쉬운 3단 구성을 갖는 새로운 구조의 마이크로스트립 광대역 하이브리드 결합기에 대한 연구^[7]

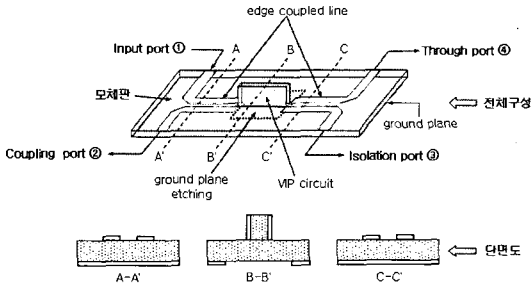


그림 1. 수직 장착된 평면 기판을 이용한 3:1 하이브리드
Fig. 1. 3:1 Hybrid using vertically installed planar circuit.

가 시도되었다. 여기에서 양 측면의 결합부는 마이크로스트립 가장자리 결합 선로를, 중심 결합부는 lange 결합기 및 비대칭 넓은 면 결합 선로를 사용하는 구조가 제시되었다. 이 구조는 넓은 대역 특성과 사용 가능한 수준의 위상 및 전력 전달 특성을 제공하지만, 이 구조 또한 중앙 결합부에서 제작상의 몇 가지 단점을 갖는다. 첫째는 lange 결합기의 선 폭, 결합 간격과 넓은 면 결합 선로의 층(layer) 구조로 인한 구현의 난해성 문제이고, 둘째는 양 측면의 가장자리 결합 선로와 중앙 결합부의 급격한 임피던스 차에 의해 연결부에서 발생하는 물리적인 불연속이 작지 않다는 것이다. 그림 1은 이런 문제점을 극복 또는 개선하기 위해 제안하는 구조의 하이브리드를 보여준다. 이 구조는 참고문헌 [7]과 유사한 설계 접근 개념을 갖지만 중앙 결합부를 VIP 회로로 구성하여 구현이 쉽도록 하였고, 가장자리 결합 선로의 결합 간격과 VIP 회로의 두께를 비슷하게 구성하여 물리적인 불연속이 작도록 한 형상이다.

이 구조는 3-단 대칭으로 양 측면의 입·출력 결합부(그림 1의 A-A', C-C')는 가장자리 결합 선로를, 중앙 결합부(그림 1의 B-B')는 수직 장착된 평면 회로로 밀 결합을 얻기 위해 모체판 접지면을 일부 식각한 형태이다.

2-2 VIP 회로의 특성

그림 2는 VIP 회로의 단면을 보여준다. (a)는 접지면을 갖는 기존의 구조이고, (b)는 일부 접지면을 식각한 형태이다. 여기서 t_1 , t_2 는 각각 모체판과 수직

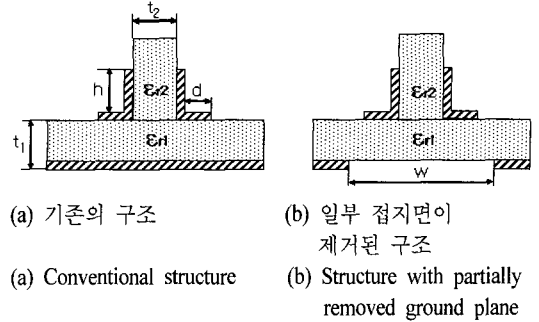
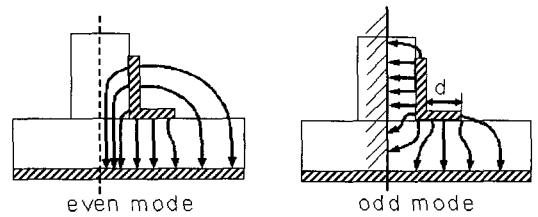
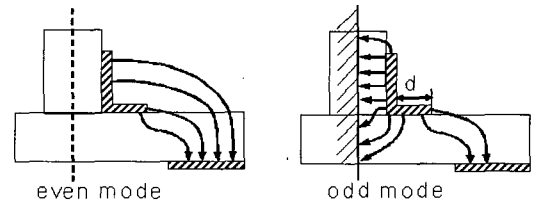


그림 2. VIP 회로의 단면
Fig. 2. Cross section of VIP circuit.



(a) 그림 2(a)의 우·기 모드
(a) Even and odd mode of Fig. 2(a)



(b) 그림 2(b)의 우·기 모드
(b) Even and odd mode of Fig. 2(b)

그림 3. 전계 분포
Fig. 3. Electric field distribution.

장착 기판의 두께, h 는 수직 장착 기판의 도체 높이, d 는 수직 장착 기판부와 접착되는 평행 결합 선로의 폭, ϵ_{r1} 은 모체판의 유전율, ϵ_{r2} 는 수직 장착 기판의 유전율, W 는 제거된 접지면의 폭을 나타내는 것으로 이 모든 것은 VIP의 우·기 모드 임피던스 및 손실 특성을 결정하는 중요 변수이다.

그림 3은 그림 2 구조 각각의 경우 우·기 모드 여기 사항에 해당하는 전계 분포를 보여준다.

우·기 모드 임피던스는 모드 캐패시턴스 C_{0o} , C_{0e} 와 다음의 관계를 가지므로,

$$Z_{0o} = \frac{1}{cC_{0o}\sqrt{\epsilon_{effo}}}, \quad Z_{0e} = \frac{1}{cC_{0e}\sqrt{\epsilon_{effe}}} \quad (1)$$

그림 3의 (a)와 (b)의 우 모드 경우를 비교해 보면 접지면을 갖는 구조의 캐패시턴스($C_{0e,(a)}$)와 접지면을 갖지 않는 구조의 캐패시턴스($C_{0e,(b)}$)는 $C_{0e,(a)} > C_{0e,(b)}$ 이므로 $Z_{0e,(a)} < Z_{0e,(b)}$ 이고, 기 모드 경우를 비교해 보면 접지면을 갖는 구조의 캐패시턴스($C_{0o,(a)}$)와 접지면을 갖지 않는 구조의 캐패시턴스($C_{0o,(b)}$)는 우 모드 경우에 비해 상대적으로 편차가 크지 않으므로 $Z_{0o,(a)}$ 와 $Z_{0o,(b)}$ 도 큰 차를 보이지 않는다. 특히 그림 3에서 수직 장착된 평면 기관과 접착되는 평행 결합 선로부가 없는 경우 즉, $d \rightarrow 0$ 의 경우 $\Delta Z_{0e} = |Z_{0e,(a)} - Z_{0e,(b)}|$, $\Delta Z_{0o} = |Z_{0o,(a)} - Z_{0o,(b)}|$ 라 하면 ΔZ_{0e} 는 매우 크고, ΔZ_{0o} 는 매우 작은 값을 갖는다. 즉, 기 모드에서 임피던스의 변화는 매우 작고, 우 모드 임피던스에 상대적으로 더 많은 영향을 주는 구조임을 알 수 있다. 그러므로 일부 접지면이 제거된 구조가 접지면을 갖는 기존의 구조에 비해 더 높은 결합을 구현하는데 유리함을 예측할 수 있다.

Quasi-TEM 모드에서 VIP 전송 선로의 기 모드, 우 모드 특성 임피던스는 모멘트 방법을 이용하였다¹⁸⁾.

VIP 구조에서 Dirichlet 경계면에 대한 총 전하 밀도와 포텐셜은 식 (2)이며,

$$\phi(\bar{\rho}) = -\frac{1}{2\pi\epsilon_0} \int \sigma_T(\bar{\rho}') \ln|\bar{\rho} - \bar{\rho}'| dl' \quad (2)$$

Neumann 경계면에서 총 전하 밀도와 전압의 관계는 식 (3), 식 (4)를 이용하여 식 (5)와 같이 구해진다.

$$\bar{E}(\bar{\rho}) = -\nabla \phi(\bar{\rho}) \quad (3)$$

$$\bar{E}(\bar{\rho}) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \int \sigma_T(\bar{\rho}') \frac{\bar{\rho} - \bar{\rho}'}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|^2} dl' \quad (4)$$

$$\bar{E}^{\pm}(\bar{\rho}) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \int_{i^{\pm}} \sigma_T(\bar{\rho}') \frac{\bar{\rho} - \bar{\rho}'}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|^2} dl' \pm \frac{\sigma_T(\bar{\rho})}{2\epsilon_0}, \quad (5)$$

여기서, \bar{n} 은 경계면에서 법선 벡터, +, -는 \bar{n} 과 같은 방향, 반대 방향을 의미한다.

식 (2), 식 (5)에서 $\sigma_T(\bar{\rho})$ 는 모멘트법을 이용하여 구할 수 있으며, 펄스 함수와 델타 함수를 기저 함수 및 가중 함수로 사용하였다. 식 (2), 식 (5)에 모멘트법을 적용하면 식 (6), 식 (7)이 된다.

$$-\frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\bar{\rho}') \ln|\bar{\rho} - \bar{\rho}'| dl' = V_i$$

$$@ \text{ dirichlet } \text{ 경계 } \quad (6)$$

$$\frac{(\epsilon^+ + \epsilon^-)}{2\epsilon_0(\epsilon^+ - \epsilon^-)} \sigma_T(\bar{\rho}) + \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j, j \neq i} \sigma_T(\bar{\rho}') \frac{\bar{\rho} - \bar{\rho}'}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|} \cdot \bar{n} dl' = 0$$

$$@ \text{ Neumann } \text{ 경계 } \quad (7)$$

마이크로스트립의 도체 두께가 매우 얇기 때문에, 자유 전하 밀도는 식 (8)이다.

$$\sigma_F(\bar{\rho}) = \frac{\epsilon^+(\bar{\rho}) + \epsilon^-(\bar{\rho})}{2\epsilon_0} \sigma_T(\bar{\rho}) + \frac{\epsilon^+(\bar{\rho}) - \epsilon^-(\bar{\rho})}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j, i \neq j} \sigma_T(\bar{\rho}') \frac{\bar{\rho} - \bar{\rho}'}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|} \cdot \bar{n} dl' \quad (8)$$

마이크로스트립에서 자유 전하량은 식 (9)이며

$$Q_i = \int_{l_i} \sigma_F(\bar{\rho}) dl \quad (9)$$

식 (8)을 식 (9)에 대입하면 마이크로스트립에 대한 캐패시턴스는 식 (10)으로 얻어진다.

$$C = \int_{l_i} \left[\frac{\epsilon^+(\bar{\rho}) + \epsilon^-(\bar{\rho})}{2\epsilon_0} \sigma_T^{\rho}(\bar{\rho}) + \frac{\epsilon^+(\bar{\rho}) - \epsilon^-(\bar{\rho})}{2\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^J \int_{l_k, k \neq j} \sigma_T^{\rho}(\bar{\rho}') \frac{\bar{\rho} - \bar{\rho}'}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|^2} \cdot \bar{n} dl' \right] dl \quad (10)$$

기 모드, 우 모드에 대한 VIP 구조의 특성 임피던스는 식 (11), 식 (12)를 이용하여 구한다.

$$Z_{0, odd} = \frac{1}{\sqrt{C_{odd} C_{odd}^{air}}} \quad (11)$$

$$Z_{0, even} = \frac{1}{\sqrt{C_{even} C_{even}^{air}}} \quad (12)$$

여기서, C^{air} 는 유전체가 없는 경우의 캐패시턴스이고, c 는 빛의 속도이다.

그림 4, 그림 5는 식 (2)~식 (12)를 이용하여 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.5$, $t_1 = t_2 = 31 \text{ mil}$, $d=0$ 인 조건에서 우·기 모드 임피던스를 구해 도시한 것이다.

그림 4는 일부 제거된 접지면의 폭(W)을 변수로 하여 수직 장착 기관의 높이(h) 변화에 대한 우·기 모드 임피던스를 보여준다. $W=0$ 인 경우 즉, 접지면을 갖는 경우 우 모드 임피던스는 150 Ω 이상 구현이 어려움을 알 수 있다. 접지면이 일부 제거된 경우

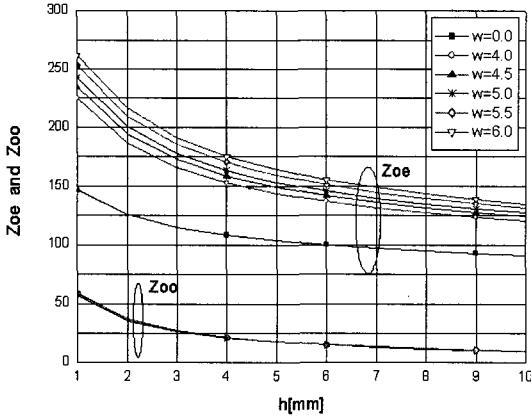


그림 4. h 의 변화에 따른 우·기 모드 임피던스
Fig. 4. Even and odd mode impedance with changing h .

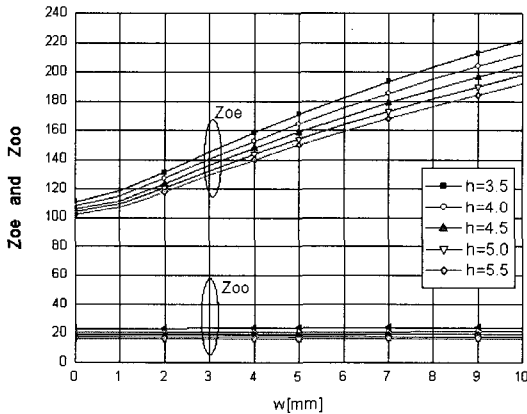


그림 5. W 의 변화에 따른 우·기 모드 임피던스
Fig. 5. Even and odd mode impedance with changing W .

는 훨씬 높은 임피던스 구현이 가능하다. 이때 기 모드 임피던스는 h 가 커짐에 따라 점점 작아지는 변화를 보이지만, 고정된 h 에서 앞서 언급한 바와 같이 W 에 의한 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 즉, 수직 장차 기관 접지면의 유·무 여부는 우 모드 임피던스에 크게 영향을 줄 뿐 기 모드 임피던스에는 크게 기여하지 못함을 확인할 수 있다.

그림 5는 수직 장차 기관의 높이(h)를 변수로 하여 일부 제거된 접지면의 폭(W) 변화에 대한 우·기 모드 임피던스를 보여준다. 우 모드의 경우, 각각의 수직 장차 기관의 높이(h)에서 W 의 변화는 우 모드 임피던스를 크게 증가시킴을 볼 수 있다. 반면에 각각의 h 에서 W 변화에 대한 기 모드 임피던스 변화량은 상대적으로 작음을 볼 수 있다.

2-3 설계 방법

일부 접지면이 제거된 수직 장차 기관을 이용한 2~6 GHz 90° 하이브리드를 설계하기 위해 참고문헌 [9]에서 리플이 0.05, -3.01 dB 결합도를 갖는 3단 대칭 구조 결합기의 우 모드 임피던스를 사용하였다. 이때 각 단을 구성하는 선로의 우·기 모드 임피던스는 각각 (57.444 Ω, 43.5207 Ω), (158.0475 Ω, 15.818 Ω), (57.444 Ω, 43.5207 Ω)이다. 유전율 및 두께가 2.5, 31 mil인 기관을 사용하여 모체판과 수직 장차 기관을 구현할 때 첫째단의 선로 폭과 간격은 각각 2.10404 mm, 0.6344 mm이다. 이것은 중앙 수직 장차 결합부의 두께가 0.7874 mm인 점을 고려할 때, 이것보다 더 좁은 형태가 되어 구조상의 불연속을 심화시킬 수 있게 된다. 그러므로 가장자리 결합과 수직 장차 기관을 접합할 수 있을 정도의 간격을 갖도록 결합 간격은 0.68 mm로, 선로 폭은 2.11 mm로 적정화하였다. 이때의 우 모드 임피던스는 57.3876 Ω이다. 이 바뀐 양단 결합선로와 함께 구성되는 가운데 결합선로의 임피던스는 이상적인 3단 결합기와 같은 결합도(coupling) 및 전달(through) 특성을 갖기 위해 다음과 같은 우 모드 전송 선로의 ABCD 행렬 곱으로부터 구해질 수 있다. 식 (13)은 이상적인 3단 결합기의 우 모드 ABCD 행렬 곱이다. 이때 $Z_{oe1} = Z_{oe3}$ 이고, $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = 90^\circ$ 이다.

$$\begin{pmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -jZ_{oe1}^2 Y_{oe2} \\ -jY_{oe1}^2 Z_{oe2} & 0 \end{pmatrix} \quad (13)$$

여기서, $Z_{oe1} = Z_{oe3} = 57.444 \Omega$, $Z_{oe2} = 158.0475 \Omega$ 이다.

한편 식 (14)는 양단의 우 모드 임피던스가 바뀐 결합 선로에 의한 3-단 결합기의 우 모드 ABCD 행렬 곱이다. 이때도 $Z_{oe1}' = Z_{oe3}'$ 이고, $\theta_1' = \theta_2' = \theta_3' = 90^\circ$ 이다.

$$\begin{pmatrix} A_e' & B_e' \\ C_e' & D_e' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -jZ_{oe1}'^2 Y_{oe2}' \\ -jY_{oe1}'^2 Z_{oe2}' & 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

여기서, $Z_{oe1}' = Z_{oe3}' = 57.387 \Omega$, Z_{oe2}' 는 미지수이다.

식 (13)=식 (14)이면 같은 특성을 제공하므로, 두 식의 관계로부터 가운데 결합 선로의 우 모드 임피던스 Z_{oe2}' 를 식 (15)와 같이 구할 수 있다.

$$Z_{oe2}' = \frac{Z_{oe1}' Z_{oe2}}{Z_{oe1}^2} \quad (15)$$

이렇게 구해진 임피던스는 157.737 Ω이다. 그러므로 최종적인 3단 결합 선로의 우·기 모드 임피던스는 각각 (57.3876 Ω, 43.5276 Ω), (157.737 Ω, 15.8492 Ω), (57.3876 Ω, 43.5276 Ω)으로 이루어진다.

여기서, 중앙 결합부의 우 모드 임피던스는 매우 높고, 또한 우·기 모드 임피던스간의 차이가 매우 큰 값을 보인다. 이 값은 그림 4에서 $W=0$ 인 경우 즉, 접지면의 일부를 식각하지 않은 기존의 VIP 구조에서는 구현이 어렵다는 것을 알 수 있다. 반면에 접지면을 일부 식각한 구조에서는 W 와 h 를 적절히 선택함으로써 원하는 우 모드 임피던스의 근사값을 구할 수 있다. 이것이 중앙 결합부에 일부 접지면이 제거된 형태의 구조를 사용하게 된 근본적인 이유이다.

결정된 우·기 모드 임피던스를 이용하여 가장자리 결합 선로의 선 폭 및 결합 간격은 쉽게 구해질 수 있다. 반면에 그림 3, 그림 4에서 얻어진 결과를 적용할 때 수직 장착 평면 기판의 우·기 모드 임피던스(157.737 Ω, 15.8492 Ω)를 동시에 만족시키는 형상은 구해지지 않으므로, 우 모드 임피던스의 근사값을 제공하는 형상의 치수를 먼저 결정하고, 시뮬레이션 시 그 수직 장착 평면 기판의 형상과 크기를 조정하여 최적의 특성을 얻는 과정을 수행하였다. 이렇게 하여 결정된 식각 접지면의 폭은 4.9 mm, 수직 장착 평면 기판의 높이는 4.5 mm이다.

III. 시뮬레이션 및 측정결과

시뮬레이션 구성과 사용된 변수 정의는 그림 6과 같다. 그림 6은 최적의 특성을 도출하기 위한 다수의 시뮬레이션 수행을 통해 얻은 최종적인 구조이다.

t_1 은 모체 기판의 두께를, W_1 은 이 기판에 패턴이 형성된 가장자리 결합선로 폭, S_1 은 결합 간격, L_1 은 결합 길이를, $W_{50\Omega}$ 은 50 Ω 입·출력 선로의 폭을 나타낸다. 중앙 결합부의 VIP 회로에서 L_3 은 수직 장착 기판의 길이를, h 는 수직 장착된 평면 기판의 높이를, t_2 는 수직 장착 평면 기판의 폭을 나타낸다. 그림에서 모서리 부분을 경사지도록 자른 이유는 특성의 적정화 과정에서 얻은 형상으로 그렇게 함으로써 반사와 격리도 특성이 양호해지고, 결합과 전달 특성

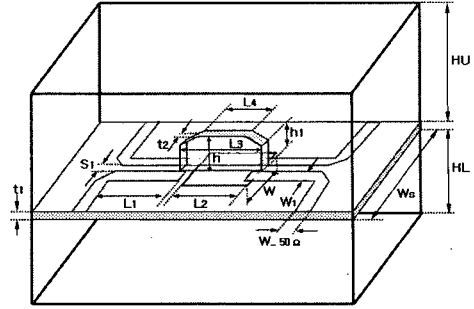


그림 6. 설계변수 정의 및 시뮬레이션 구성
Fig. 6. Define of design variables and simulation structure.

간의 진폭 편차가 줄어들어 진폭 평형 특성이 개선하는 효과를 확인할 수 있었다. 이것은 패턴 형상의 변화에 의한 우·기 모드 임피던스의 변화가 가장자리 평면 결합 선로와 수직 장착 평면 기판의 연결부에서 발생하는 불연속을 일정부분 정합하고, 결합도에 영향을 주는 것으로 판단된다. 이때 L_4 는 수직 장착 기판 양 측면의 모서리를 자르고 난 후의 길이이고, h_1 은 모서리를 자르고 난 후의 양 측면 쪽의 높이를 나타낸다. 일부 식각된 접지면의 폭과 길이는 각각 W 와 L_2 로 정의하였다. HU, HL, W_g 는 시뮬레이션 경계를 정의하기 위한 것으로 각각 기판 윗면으로부터 위 경계면까지의 길이, 기판 밑면으로부터 아래 경계면까지의 길이, 측면 폭을 의미한다. 시뮬레이션을 위해 사용한 기판은 모체판과 VIP 기판 모두 유전율이 2.5이고, 두께가 31 mil이다.

최종적으로 시뮬레이션이 수행된 치수는 표 1에 정리하였다. 여기에 사용된 모든 길이와 간격, 폭의 단위는 mm이다.

시뮬레이션 수행 시 수직 장착된 기판과 일부 식각된 접지면으로부터 충분히 먼 거리에 경계면을 설정하고 도파관 모드 등의 영향을 배제하기 위해 모

표 1. 시뮬레이션을 수행하기 위한 하이브리드의 치수

Table 1. Dimension of hybrid to fulfil simulation.

구분	$t_1=t_2$	W_1	S_1	L_1	$W_{50\Omega}$	h	L_3
치수	0.7874	2.11	0.68	13.04	2.1875	4.5	14.84
구분	L_4	h_1	HU	HL	W_g	W	L_2
치수	9.04	2.8	30	30	30	4.9	14.84

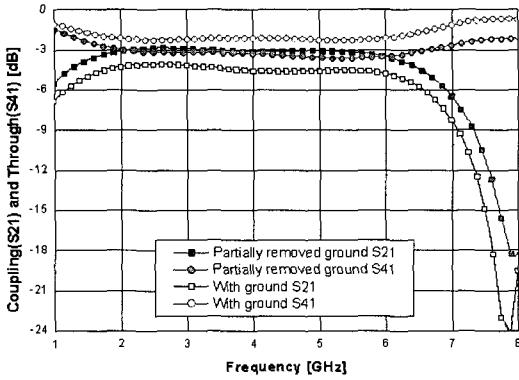


그림 7. 접지면의 구조에 따른 특성의 차이 - S_{21} , S_{41}
 Fig. 7. Difference of characteristics with respect to structure of ground - S_{21} , S_{41} .

든 경계면에 복사 경계(radiation boundary) 조건을 적용하였다.

먼저 수직 장착된 기판부의 접지면 유, 무에 따른 특성 차를 간접적으로 비교하기 위해 표 1의 치수를 갖는 두 종류의 하이브리드를 구성하였다. 첫번째 구조는 일부 접지면을 제거한 형태이고, 두번째 구조는 동일 조건에서 접지면을 제거하지 않은 형태이다. 두 구조에 대해 동일 조건에서 HFSS를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 7은 이렇게 수행된 시뮬레이션 결과로서 결합(S_{21})과 전달(S_{41}) 특성을 보여준다.

그림 7에서 접지면을 일부 제거한 경우는 충분한 결합을 얻을 수 있는 반면, 접지면을 제거하지 않은 경우는 결합이 약함을 알 수 있다. 그러므로 동일 치수의 수직 장착 기판 회로에서 접지면을 일부 제거한 구조가 접지면을 제거하지 않은 구조에 비해 큰 결합도를 얻는데 유리한 구조임을 간접적으로 입증할 수 있다. 이는 또한 그림 4에서 $W \neq 0$ 인 경우(접지면을 일부 제거한 경우)와 $W=0$ 인 경우(접지면을 제거하지 않은 경우)의 우·기 모드 임피던스 특성으로부터 대략적인 예측이 가능하다.

그림 8은 표 1의 치수를 갖는 90° 하이브리드의 제작 사진이다. 좌측은 상면의 평행 결합 선로 패턴과 VIP 회로를 보여주고, 우측은 일부 접지면이 식각된 형상을 보여준다.

시뮬레이션은 HFSS로 수행하였고, 측정은 네트워크 분석기 8510C를 이용하였다.

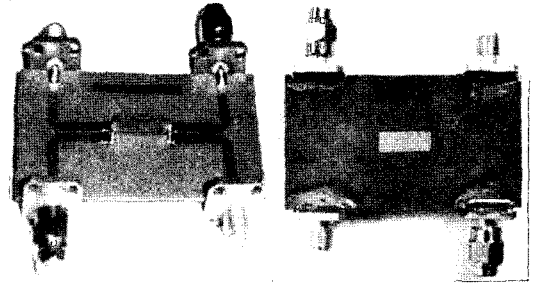


그림 8. 제작된 3:1 90° 하이브리드
 Fig. 8. Fabricated 3:1 90° hybrid.

상기 구조를 시뮬레이션 함에 있어 기판에 대한 탄젠트 손실은 고려하지 않았다. 또한 시뮬레이션은 수직 장착된 평면 회로가 평행 결합선로 위에 단순히 올려져 있는 형상이지만 실제 제작 시 그림 8과 같이 평행 결합선로와 수직 장착 기판의 연결 부위에 접합을 위해 납땀(soldering)을 하게 되는데 그에 의해 결합 및 전송 특성은 영향을 받게 된다. 물론 그 영향을 최소화하는 것이 바람직하겠지만 완전히 배제하기는 어렵다. 그러므로 측정 시 매우 적은 양이지만 VIP 회로에 대한 미세 튜닝을 수행하였다.

그림 9는 결합(S_{21})과 전달(S_{41}) 포트의 시뮬레이션 출력 특성, 그림 10은 두 포트의 출력 레벨을 측정할 결과이다. 수행된 시뮬레이션 결과를 2~6 GHz 주파수 대역에서 살펴보면, 결합 특성의 경우 -3.59 ~ -2.93 dB, 전달 특성의 경우 -3.67 ~ -2.96 dB 범위의 값을 갖고, 결합과 전달 특성간의 진폭 평형은 ± 0.1 dB 이하이다. 실험결과는 결합의 경우 -3.67

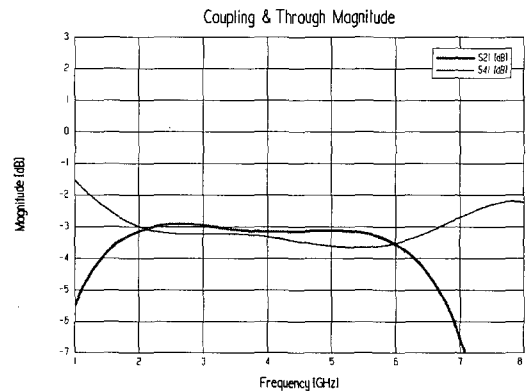


그림 9. S_{41} 과 S_{21} 진폭 - 시뮬레이션
 Fig. 9. S_{41} and S_{21} magnitude - simulation.

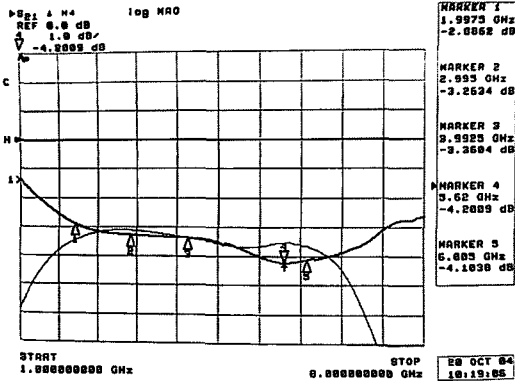


그림 10. S_{41} 과 S_{21} 진폭 - 측정
Fig. 10. S_{41} and S_{21} magnitude - measurement.

~ -3.06 dB, 전달은 -4.23 ~ -2.89 dB의 레벨을 얻을 수 있었다. 삽입손실은 -0.9 dB 이하이고, 진폭 평형은 ± 0.5 dB 이하이다.

삽입손실과 진폭 평형(magnitude balance) 특성은 다음과 같이 계산되었다.

$$\text{삽입 손실} = 10 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{(0^\circ \text{ 포트의 전력}) + (90^\circ \text{ 포트의 전력})}{\text{입력 전력}} \right\}$$

$$\text{진폭 평형} = 10 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{(0^\circ \text{ 또는 } 90^\circ \text{ 포트의 전력})}{\left(\frac{(0^\circ \text{ 포트의 전력}) + (90^\circ \text{ 포트의 전력})}{2} \right)} \right\}$$

그림 11과 그림 12는 각각 반사(S_{11}) 특성 및 격리도(S_{31})에 대한 시뮬레이션과 측정 결과이다.

2~6 GHz 주파수 대역에서 수행된 시뮬레이션 결과는 반사 특성의 경우 -29.33 ~ -16.29 dB, 격리도의 경우 -29.13 ~ -17.99 dB, 측정결과는 반사 손실

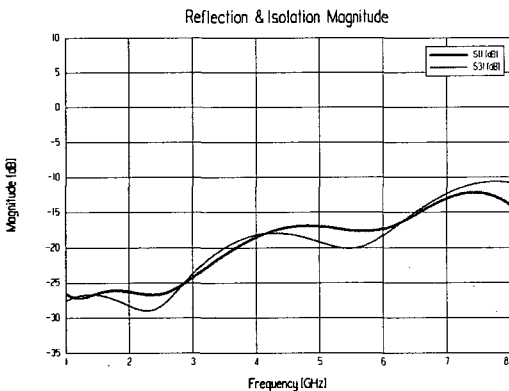


그림 11. S_{11} 과 S_{31} 진폭 - 시뮬레이션
Fig. 11. S_{11} and S_{31} magnitude - simulation.

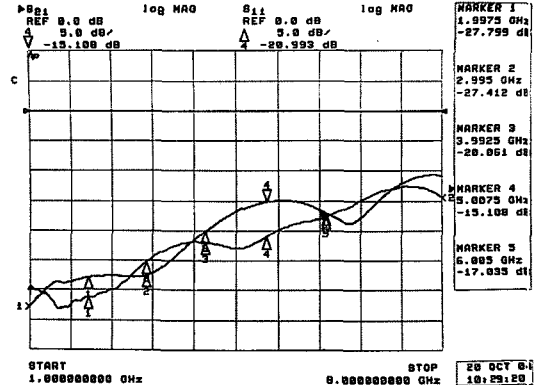


그림 12. S_{11} 과 S_{31} 진폭 - 측정
Fig. 12. S_{11} and S_{31} magnitude - measurement.

의 경우 -31.94 ~ -17.18 dB, 격리도의 경우 -27.90 ~ -15.15 dB의 범위의 값을 갖는다. 평행 결합선로와 VIP 회로의 연결부에서 물리적인 불연속이 적지 않은 구조임에도 불구하고 양호한 결과이다. 이는 최초 설계 시 고려한 두 가지 사항에 기인한다. 그 첫째는 3-단 결합기의 양 측면 평행 결합 선로의 우·기 모드 임피던스를 적정화함으로써 평행 결합 선로의 결합 간격과 VIP 회로 기판 두께가 큰 차이를 갖지 않도록 설계하여 두 부분의 연결 시 불연속이 작도록 한 것이고, 둘째는 그림 4에서와 같이 평면 결합 선로와 VIP 회로가 연결되는 부분의 VIP 회로 모서리 부분을 경사지도록 하여 여기서 발생하는 불연속에 대한 일정 부분 정합 효과를 제공하도록 향상화한 것이다.

그림 13과 그림 14는 결합(S_{21})과 전달(S_{41})의 출력

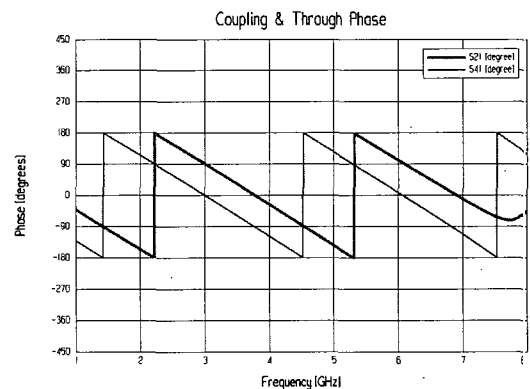


그림 13. S_{41} 과 S_{21} 위상 - 시뮬레이션
Fig. 13. S_{41} and S_{21} phase - simulation.

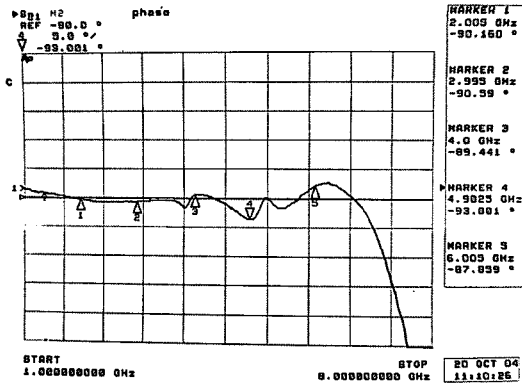


그림 14. S_{41} 과 S_{21} 위상 편차 측정
Fig. 14. Measurement of phase difference between S_{41} and S_{21} .

위상에 대한 시뮬레이션과 측정 결과이다. 시뮬레이션 결과 두 포트간의 위상 편차는 $90^\circ \pm 1^\circ$ 이내의 값을 갖는다. 그림 14는 네크워 분석기의 math 기능(divide)을 이용하여 두 출력간의 위상 편차를 측정 한 결과로서 위상 평형은 약 $\pm 3^\circ$ 의 결과를 확인할 수 있다.

이상의 결과를 종합해 보면 제안된 구조의 하이브리드는 진폭 및 위상 평형에 있어 광대역에 걸쳐 우수한 특성을 제공한다. 뿐만 아니라 마이크로스트립 구성임에도 불구하고 양호한 격리도 특성을 갖는다. 평면 기판을 수직 장착함으로써 전체 구성이 3차원이 된다는 단점을 갖지만 반면에 실험 과정에서 그 수직 장착된 기판은 오히려 결합도나 위상의 미세 튜닝에 이용 가능하여 최적의 특성을 얻는데 매우

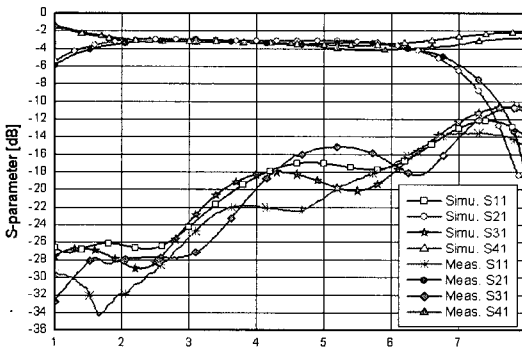


그림 15. 시뮬레이션과 측정 결과 비교
Fig. 15. Comparison between simulation and measured result.

우 유용한 역할을 한다.

그림 15는 그림 9~그림 14를 종합하여 4-포트 출력 특성 즉, 반사(S_{11}), 결합(S_{21}), 격리도(S_{31}), 전달(S_{41})에 대한 크기 성분의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 겹쳐서 도시한 것이다. 시뮬레이션 결과와 측정 결과의 특성 곡선 경향 및 레벨이 정확하게 일치하지 않지만 매우 근사함을 확인할 수 있다.

IV. 결론

본 연구에서는 기존에 많은 연구가 이루어진 접지면을 갖는 1-단 VIP 회로를 이용한 협대역 결합기의 개념을 확대하여 일부 접지면이 제거된 VIP 회로와 가장자리 평행 결합 선로로 구성된 마이크로스트립 3-단 90° 하이브리드의 새로운 설계 방법을 제안하였다. 제안한 일련의 절차에 의해 설계 변수를 도출하고 이를 적용한 광대역 마이크로스트립 90° 하이브리드를 설계, 제작, 실측하였다. 시뮬레이션과 실측 특성의 비교 결과가 매우 근사함을 확인함으로써 본 연구에서 제안한 하이브리드의 구조, 설계방법에 대한 타당성을 검증하였다. 제작된 하이브리드는 2~6 GHz의 3:1 대역 주파수 범위에서 $\pm 3^\circ$ 이내의 위상 평형, ± 0.5 dB 이하의 진폭 평형, -0.9 dB 이하의 삽입 손실, -17 dB 이하의 반사 손실, -15 dB 이하의 격리도 특성을 갖는다. 이 정도의 성능은 구조의 단순성이나 설계, 제작 노력의 용이성에 비해 얻을 수 있는 결과로서는 만족할 만한 수준으로서, 해당 주파수 대역을 갖는 평형 증폭기나 평형 혼합기와 같은 광대역 평형 소자에 적용 가능할 것으로 판단된다.

참고 문헌

- [1] Liu Dongtien, "New type of 3-dB directional coupler of microstrip transmission lines", *IEEE MTT-S Digest*, J-16, pp. 265-266, 1986.
- [2] Y. Konoshi, I. Awai, and Y. Fukuoka, "Newly proposed vertically installed planar circuit and its application", *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. BC-33, pp. 1-7, 1987.
- [3] Y. Konoshi, I. Awai, and Y. Fukuoka, "A direc-

- tional coupler of a vertically installed planar circuit structure", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 6, pp. 1057-1063, Jun. 1988.
- [4] L. Feng, L. S. Yin, "A 3 dB directional coupler of new structure on a ceramic substrate", *In APMC Proc.*, vol. 40-9, pp. 905-906, Jun. 1992.
- [5] C. Zao, I. Awai, "Applications of the finite difference techniques to the compensated VIP 3 dB directional coupler", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2045-2052, Nov. 1988.
- [6] R. Mongia, Inder Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled Line Circuits*, Artech House, pp. 1-6, 1999.
- [7] Jamal S. Izadian, "A new 6~18 GHz, -3 dB multisection hybrid coupler using asymmetric broadside, and edge coupled lines", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 243-246, 1989.
- [8] C. Wei, R. F. Harrington, J. R. Mautz, and T. K. Sarkar, "Multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-32, pp. 437-449, Apr. 1984.
- [9] E. G. Cristal, L. Young, "Theory and table of optimum symmetrical TEM-mode coupled-transmission-line directional coupler", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-13, pp. 544-558, Sep. 1965.

김 인 선



설계

1995년 2월: 순천향대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월: 순천향대학교 전자공학과 (공학석사)
 1997년 2월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
 [주 관심분야] 고주파 수동 소자

이 철 수



설계

1990년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
 1992년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
 1992년 3월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
 [주 관심분야] RF 소자 및 안테나