

유한요소계산을 이용한 고지향성을 갖는 재-진입모드 마이크로스트립 방향성 결합기의 설계 파라미터 추출

論 文

50C-5-7

Extraction of Design Parameters for Re-entrant Mode Microstrip Directional Coupler with High Directivity Using FE Calculation

金 炯 碩* · 朴 准 奭** · 安 達*

(Hyeong-seok Kim · Jun-Seok Park · Dal Ahn)

Abstract - In this paper, we extracted design parameters for re-entrant mode microstrip directional coupler using FE(finite element) calculations. The microstrip directional coupler suffers from a poor directivity due to effect of the inhomogeneous dielectric including both dielectric substrate and air in microstrip transmission lines. Thus, the phase velocity of even mode is not equal to that of odd mode. In order to improve the directivity of microstrip directional coupler, a novel re-entrant mode microstrip directional coupler was employed. In microstrip configuration, the high directivity can be reached by matching the even- and odd-mode effective phase velocities. Through the values of capacitance obtained from 2-dimensional FE calculations, the phase velocities for each mode and the design parameter were extracted for the proposed parallel coupled-line configuration. Based on the extracted design parameter with phase matching condition, we designed and fabricated a 30dB directional coupler at 0.85GHz. Experimental results show good performance with excellent isolation and directivity.

Key Words : directional coupler, effective phase velocity, FE calculations, re-entrant mode

1. 서 론

유한 요소법(finite element method)은 전자장 특성을 해석하고 설계하는데 널리 이용되는 수치해석 기법 중의 하나이다. 그 적용 분야는 전기 기기 분야뿐만 아니라 RF 대역의 이동 통신 시스템 및 초고주파 대역의 다양한 소자들의 전자 기적 특성을 해석하고, 시뮬레이션 하는데 많이 이용되고 있다.[1] 본 논문에서 유한요소계산을 통해 마이크로스트립 방향성 결합기의 설계 변수를 추출하고자 한다. 평면형 마이크로 스트립 결합선로를 이용한 방향성 결합기는 구현이 용이하고 다른 밀리미터파나 마이크로 소자와의 결합이 용이하여 널리 사용되어진다. 마이크로스트립 결합 선로는 우, 기모드의 서로 다른 특성 임피던스를 갖는다.[2] 또한 마이크로 스트립 전송선로는 유전체와 공기층이 둘 다 포함되어있어, 유전을 차이로 인한 이방 특성의 영향으로, 결합 선로를 구현하였을 때 우, 기 모드의 유효 유전율이 달라진다. 따라서 각 모드의 위상 전파 속도에 차이가 생겨 결합선로의 지향 특성을 저하시키는 단점이 발생한다. 지향성 특성은 결합도가 작을수록 그리고 유전 상수가 증가할수록 나빠진다.[3] 이러한 이유로 마이크로스트립 결합선로를 이용한 방향성 결합기의 위상 전파 속도 차이를 보상하여 지향성 특성을 향상시키기 위하여 많은 연구가 시도되었다. wiggly 선로를 사용하는 방법[4], 이방성 기판의 사용[5], 결합선로의 적절한 위치에 집중소자로 보상 캐패시터나 인덕터를 사용하는 방법[6]이 제시

되어졌다. 또한 강한 결합도와 높은 지향성을 갖기 위하여 동축형(coaxial type)과 위상속도 보상을 위한 인터디지탈(Interdigital) 캐패시터를 갖는 재-진입모드(re-entrant mode structure)가 제안되었다.[7-9] 그러나, 적절한 설계정보가 부족하거나, 실제 구현할 때 공정상의 번거로움이 존재하거나, 적절한 소자값을 찾기가 힘들다.

본 논문에서는 재-진입모드 구조를 이용하여 낮은 결합도와 높은 지향성을 갖는 마이크로스트립 방향성 결합기의 설계 파라미터를 유한요소 해석을 통하여 추출하고 이를 실제로 제작하였다. 방향성 결합기의 유효 유전율과 특성 임피던스는 수 GHz 내에서는 값의 변화가 거의 없기 때문에, 결합 선로를 파의 진행 방향의 수직인 단면에 대해 2차원 정전계 해석을 통해 이들 값을 계산하였다. 재-진입모드 구조를 이용하여 마이크로스트립 전송선로의 구조적인 문제인 우, 기모드의 유효 유전율의 차이에 의한 위상 속도차를 줄여 지향성 특성을 크게 개선시킬 수 있었다. 또한 본 논문에서는 물리적 치수 변화에 대한 우, 기모드의 유효 비유전상수(relative dielectric constant)를 같게 하는 중요 기하학적 변수의 변화를 고찰하였다. 본 논문에서 제시한 설계 방법과 설계 변수를 이용하여 높은 결합도를 갖도록 제안된 재-진입모드 결합기를 30dB의 결합도와 35dB의 우수한 지향성을 갖도록 설계하였다. 설계된 전체 결합기 특성의 3차원 시뮬레이션은 Ansoft사의 HFSS을 이용하였다.

2. 본 론

2.1 결합 선로와 설계 파라미터

2.1.1. 결합 선로 이론

* 正 會 員 : 順天鄉大 情報技術工學部 部教授 · 工博

** 正 會 員 : 順天鄉大 情報技術工學部 助教授 · 工博

接受日字 : 2001年 3月 30日

最終完了 : 2001年 4月 24日

결합 선로는 일반적으로 TEM 모드로 전송된다고 가정한다. 이 가정은 스트립 선로에서는 비교적 정확하지만 마이크로 스트립에서는 근사적이다. 결합 선로는 그림 1.의 우모드(even-mode)와 그림 2.의 기모드(odd-mode) 두 가지 급전 방식의 등가 회로[10]를 갖는다.

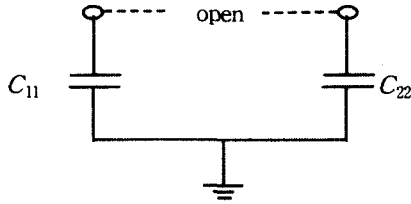


그림 1. 우모드(even-mode)의 등가회로
Fig. 1 Even-mode equivalent circuit

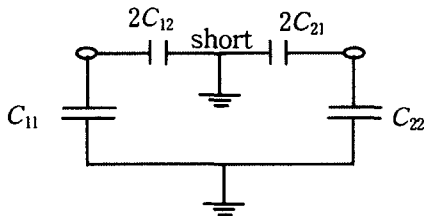


그림 2. 기모드(odd-mode)의 등가회로
Fig. 2 Odd-mode equivalent circuit

그림 1과 그림 2.에서 C_{11} 은 도선 1의 자기정전용량, C_{22} 은 도선 2의 자기정전용량, 그리고 C_{12} 은 도선간의 상호정전용량이다. 우모드에서의 정전용량(C_e)와 특성임피던스(Z_{0e})는 식 (2.1), 식(2.2)와 같다.

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (2.1)$$

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{v_{pe} C_e} \quad (2.2)$$

L_e 는 우모드 인덕턴스이고 v_{pe} 는 선로상에서의 우모드 전파 속도이다. 또한, 기모드에서의 정전용량(C_o)와 특성 임피던스(Z_{0o})는 식(2.3), 식(2.4)와 같다.

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \quad (2.3)$$

$$Z_{0o} = \frac{1}{v_{po} C_o} \quad (2.4)$$

여기서, v_{po} 는 선로 상에서 기모드 전파 속도이다.

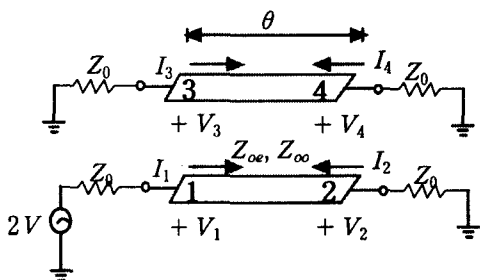


그림 3. 단일 결합 선로의 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuit of single coupled lines.

그림 3은 단일 결합 선로의 등가회로이고 V 는 전압, I 는 전류, Z_0 는 특성 임피던스, 그리고 θ 는 전기적 길이를 나타낸다. 그림 3과 같이 네 개의 포트를 정하면, 결합도(C : coupling), 격리도(D : isolation), 지향도(D : directivity)는 각각 식(2.5), 식(2.6), 식(2.7)과 같이 나타낼 수 있다.[10]

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \quad (2.5)$$

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} \quad (2.6)$$

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} \quad (2.7)$$

여기서, P_1 은 포트(port) 1에서의 입사 전력, P_2, P_3, P_4 는 각각의 포트에서의 입사 전력이다.

스트립 결합선로는 우, 기모드의 유효 유전율이 같다. 그러나 일반적인 마이크로 스트립 결합선로의 경우 우모드 유효 유전 상수가 기모드 유효유전상수보다 크다.

$$v_{pe} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{effe} \mu}} \quad (2.8a)$$

$$v_{po} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{effo} \mu}} \quad (2.8b)$$

식(2.8)를 보면, 유효 유전율(ϵ_{eff})이 우모드와 기모드간의 차이로 인해 위상 전파 속도(v)가 달라진다. 이로 인해 지향성 특성이 저하된다..

2.1.2 결합선로 설계

마이크로 스트립 결합 선로는 구현이 용이하고 제작 비용이 저렴한 장점을 지니지만 2.1.1 절에서 본 바와 같이 우모드와 기모드간의 유효유전상수가 달라지기 때문에 지향성이 떨어져 각 모드의 유효유전상수차를 줄이기 위해 그림 4와 같은 구조를 사용하였다. 그림 4의 재-진입모드 구조는 유전체기판 바로 밑에 부유도체(floating conductor)를 갖는다. 즉, 주변의 접지면과 격리되어져 있다. 부유도체과 접지면과의 간격을 d 로 표기하였고 d 가 증가할수록 결합도가 강하게 된다. 가운데 점선은 우모드일때는 차계벽을 기모드일때는 전계벽이 생성됨을 나타낸다.

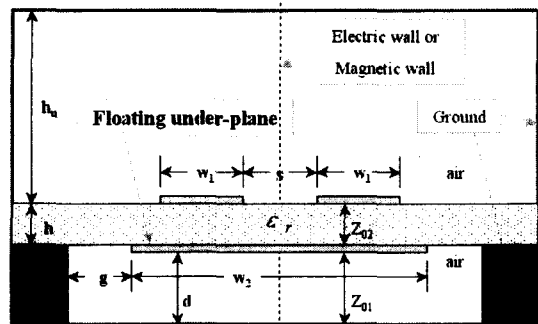


그림 4. 마이크로스트립 재-진입모드결합기 구조.
Fig. 4 Cross section view of the proposed microstrip re-entrant mode coupler.

그림 4의 재-진입형 결합기 구조에서의 특성 임피던스 (Z_0)와 결합계수(k)는 식(2.9), 식(2.10)와 같다.[9]

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} \quad (2.9)$$

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (2.10)$$

여기서, Z_{0e} 는 우모드 특성 임피던스 Z_{0o} 는 기모드 특성 임피던스이고, 식(2.11), 식(2.12)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{0e} = Z_{02} + 2Z_{01} \quad (2.11)$$

$$Z_{0o} = Z_{02} \quad (2.12)$$

식(2.12)에 의하면, 기모드 특성 임피던스는 변수 d 의 영향이 없음을 알 수 있다. 그림 4의 구조를 해석하기 정전계 유한 요소법을 이용한 자체 프로그램을 이용하였다. 먼저 우모드일 때 해석 영역 전체가 자유 공간일 때의 정전 용량(C_{e1})을 구하고 전송 선로 아래의 유전체 유전율을 고려하여 해석하였을 때의 정전 용량(C_e)을 각각 구하여 식(2.13)와 식(2.15)을 이 용해 우모드에 대한 유효 유전율(ϵ_{effe})과 특성 임피던스 (Z_{0e})를 각각 구하였다. 기모드 역시 같은 방법으로 자유공간일 때의 정전 용량(C_{o1})과 유전체 유전율을 고려하여 해석하였을 때의 정전 용량(C_o)을 각각 구하여 식(2.14)과 식(2.16)을 이용해 기모드에 대한 유효 유전율과 특성 임피던스를 각각 구하였다. 다음으로 유효유전율이 같게 되고 정합특성을 만족하는 치수를 찾아가는 알고리즘을 사용하였다. 유효유전율과 특성 임피던스를 구하는 식은 식(2.13)~(2.16)과 같다.[11]

$$\epsilon_{effe} = \frac{C_e}{C_{e1}} \quad (2.13)$$

$$\epsilon_{effo} = \frac{C_o}{C_{o1}} \quad (2.14)$$

$$Z_{0e} = (\nu_0 \sqrt{C_e C_{e1}})^{-1} = \frac{\sqrt{\epsilon_{effe}}}{\nu_0 C_e} \quad (2.15)$$

$$Z_{0o} = (\nu_0 \sqrt{C_o C_{o1}})^{-1} = \frac{\sqrt{\epsilon_{effo}}}{\nu_0 C_o} \quad (2.16)$$

위 식에서 ν_0 는 자유 공간내에서의 빛의 속도를 나타낸다. 높은 지향성을 갖는 마이크로 스트립 평면형 결합 선로를 구현하기 위한 조건은 다음과 같다.

첫째로, 식(2.17)과 같이 우모드와 기모드의 유효유전율이 같아야 한다.

$$\epsilon_{effe} = \epsilon_{effo} \quad (2.17)$$

둘째로, 일정한 결합도($C=10 \log \frac{P_1}{P_3}$)를 가져야 한다.

셋째로, 임피던스 정합이 이루어져야 한다. 본 논문에서는 50Ω 으로 정합을 했다.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} \quad (2.18)$$

2.2 유한 요소 해석 및 정전용량계산

Re-entrant 구조의 평면형 방향성 결합기는 좌우 대칭 모델이기 때문에 그림 4.에서 가운데 점선의 오른쪽영역만 해석하여 유한요소계산의 효율을 높일 수 있다. 그림 5는 그림

4.의 기하학적 형상의 대칭성을 고려한 실제 유한요소해석 영역의 요소분할도를 보여준다. d 의 크기가 0.1mm 내외이고 선로의 두께가 0.03mm이기 때문에 부유도체 부분을 확대한 부분이 그림 5.의 오른쪽에 보여진다. 그림 5.의 오른쪽 경계면은 기모드의 경우에는 고정(Dirichlet)경계조건을 우모드의 경우에는 자연(Neumann)경계조건을 적용하여 계산하였다

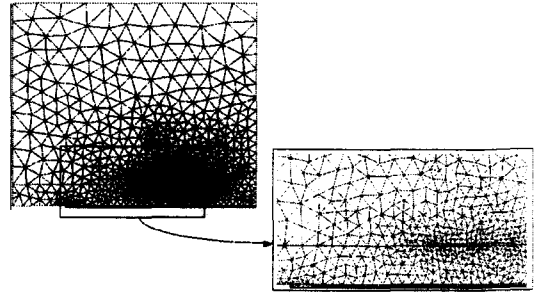


그림 5. 실제 해석모델의 요소망
Fig. 5 Mesh of real analysis model

맥스웰 방정식을 이용하여 정전계에 대한 지배방정식은 식(2.19)과 같이 주어진다. 여기서, ϵ 은 유전율, ϕ 는 전위, ρ 는 전하밀도를 의미한다.

$$-\epsilon \nabla^2 \phi = \rho \quad (2.19)$$

2차원의 경우, 식(2.19)의 지배방정식에 변분원리를 이용하여 구한 범함수 I 를 식(2.20)에 나타내었다.[12]

$$I = \iint_S \left[-\frac{\epsilon}{2} \left\{ \left(\frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 \right\} - \rho \phi \right] da \quad (2.20)$$

1차 삼각형 요소를 사용하여 유한 요소 이산화 과정을 통해 얻어진 행렬식으로부터 각 절점별로 전위(ϕ)를 구하고, 이를 이용하여 요소별 전계(E_e)를 계산하여 최종적으로 해석모델의 총 전계에너지(W)를 식(2.21)으로부터 얻어 낼 수 있다.

$$W = \frac{1}{2} \sum_{e=1}^N \iint_{S_e} \epsilon E_e^2 dx dy \quad (2.21)$$

또한, 전계에너지(W)는 정전용량(C)과 해석모델의 접지와 도체사이의 전위차(V)로부터 식(2.22)와 같이 구할 수 있다.

$$W = \frac{1}{2} C V^2 \quad (2.22)$$

전위차(V)와 식(2.21)에서 얻어진 총 전계에너지를 알고 있으므로 식(2.22)을 통해 정전용량을 계산할 수 있다.

2.3 설계 파라미터의 특성

본 논문에서는 정합특성, 결합도와 유효유전율에 민감한 영향을 미치는 변수인 w_1, w_2, s, d 가 각각 어떻게 변화하는가를 살펴보았다. 각 변수의 변화율을 보기 위해 초기값을 다음과 같이 정하였다. w_1, w_2, d, hu, g, s 는 각각 1.85mm, 10mm, 10mm, 0.5mm, 4.4mm이다. 해석과 제작에 사용된 기판은 Rogers사의 RO4003($\epsilon_r=3.38, h=32\text{mil}$)을 사용하였다. 그림 6는 다른 변수는 고정시키고 변수 d 의 변화에 따른 각 모드의 유효유전상수의 변화를 구해보았다.

식(2.11), (2.12)와 그림 6에서 부유 접지면과 접지면 사이의 간격 d 의 변화는 기모드 유효 유전상수는 영향이 없으나 우모드 유효 유전상수는 d 가 커짐에 따라 점점 감소하여 우, 기모드 유효 유전상수가 같아지는 점을 지나 기모드 보다 작아짐을 볼 수 있다.

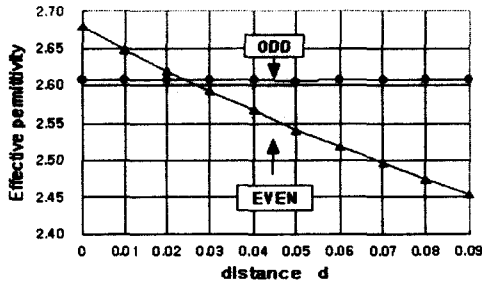


그림 6 d 에 대한 유효유전율의 변화
Fig. 6 Even and odd mode effective permittivities versus distance d

그러므로 마이크로스트립 결합선로에서 우, 기모드의 위상전파속도를 같게할 수 있다는 것을 보여준다. 그림 7은 변수 d 가 증가함에 따라 우모드 임피던스가 커져 결합도가 증가하며 정합특성이 저하됨을 알 수 있다.

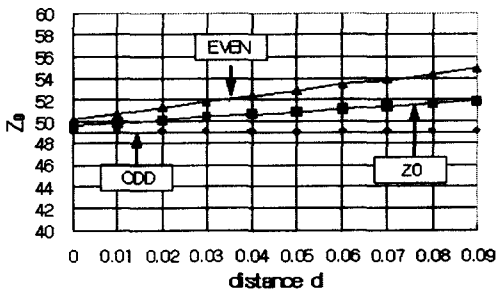


그림 7. d 에 대한 특성 임피던스의 변화
Fig. 7 Even and odd mode characteristic impedance versus distance d

그림 8와 9는 결합선로의 폭(w)과 간격(s)이 변할 때 우, 기모드의 유효유전율 변화를 나타낸 것이다. 그림 8에 나타난 바와 같이 선로의 폭은 우, 기모드의 유효유전율 변화보다는 정합특성에 더 많은 영향을 주며, 그림 9에서 선로간격(s)은 우, 기모드의 유효유전율의 차와 결합도에 많은 영향을 준다는 것을 나타낸다. 그 외의 설계변수는 유효유전율의 변화가 미미하여 계산 결과를 생략하였다.

이들 설계변수를 적절히 조절한다면, 마이크로스트립 구조에서도 각 모드의 위상전파속도를 같게 할 수 있다는 것을 보여준다. 그러나 어느 한 변수가 각 모드의 유효유전상수를 같게 하였다고 모든 조건을 만족하지 않는다. 따라서 선로의 폭과 간격은 결합도와 반사계수에 중요한 변수이므로 먼저 결합도에 따른 결합선로의 간격과 선폭을 정하고 하우징과의 거리(d)를 조정하여 유효유전율의 차를 줄이는 방향으로 설계변수를 찾아가는 것이 효과적이었다.

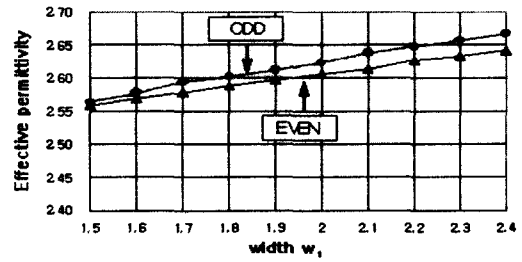


그림 8. w_1 에 대한 유효유전율 변화
Fig. 8 Even and odd mode effective permittivities versus spacing w_1 between coupled lines.

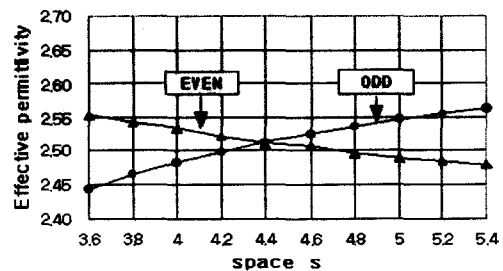


그림 9. s 에 대한 유효유전율 변화
Fig. 9 Even and odd mode effective permittivities versus spacing s between coupled lines.

2.4 시뮬레이션 및 측정

앞절에서와 같이 재-진입모드 구조의 평면형 결합 선로를 유한 요소 해석을 통하여 각각의 설계 파라미터들의 특성을 알아보았다. 이들 설계 파라미터들의 특성을 통하여 중심 주파수 0.85GHz, 30dB의 결합도를 갖는 마이크로스트립 방향성 결합기의 설계 파라미터를 결정하였고 이를 설계 및 제작 측정하였다. 실제 제작에 사용된 치수는 다음과 같다.

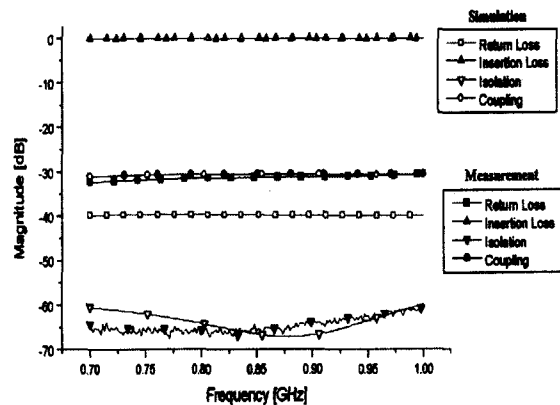


그림 11. 시뮬레이션 및 측정결과
Fig. 11 Simulated and measured result

w_1, w_2, s, d 는 각각 1.9[mm], 11[mm], 4.6[mm], 0.03[mm]이다. 나머지 변수는 초기값을 사용하였다. 이 치수는 원하는 결합도를 설정하고 프로그램을 이용 각 변수의 최적값을 추출하였다. 그림 11.은 HFSS로 시뮬레이션 한 결과와 실제 제작하여 측정된 결과를 보여준다. 재-진입모드 구조로 유효유전상수의 차를 감소시킴으로써 0.85GHz에서 약 35dB의 지향성 특성을 얻을 수 있었다. 또한, 0.1dB 미만의 삽입손실, 30dB 이상의 반사손실을 보여주고 있다. 결합도는 시뮬레이션과 측정결과가 30dB와 30.5dB의 특성을 나타내었다. EM 시뮬레이션과 측정결과가 잘 일치된 특성을 나타내었다. 제작된 방향성 결합기는 그림 12.와 같다.

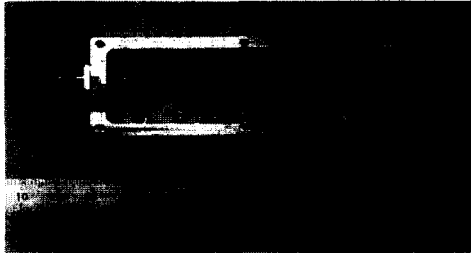


그림 12. 제작된 방향성 결합기의 사진
Fig. 12 The photograph of the fabricated directional coupler.

3. 결 론

본 논문에서는 높은 지향성과 낮은 결합도를 얻기 위하여 구조를 갖는 마이크로스트립 방향성 결합기의 설계과정을 제시하였다.에 이용하여 정합 특성을 좋게하고 높은 지향성을 지닌 방향성 결합기를 설계하였다. 마이크로스트립 결합선로에서 유한요소해석을 통해, 우모드와 기모드 유효 유전율을 계산하여, 두모드의 위상 속도가 일치하도록 기하학적 형상 파라미터들을 계산하였다. 재-진입모드 구조는 부유접지면과 접지면까지의 거리를 이용하여 우, 기모드의 유효유전율과 선로의 폭과 선간거리를 이용하여 정합특성 및 결합도를 조절할 수 있었다. 추출된 설계 변수들로 30dB의 결합도를 갖는 방향성 결합기를 시뮬레이션 및 제작 측정하였다. 제작된 방향성 결합기는 약 35dB의 높은 지향성 특성을 얻었다. 본 논문에서 제시한 설계과정은 다른 구조의 결합기에 대해서도 적용할 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] P. P. Silvester and R. L. Ferrari, Finite Elements for Electrical Engineer: Third Edition, Cambridge University, 1996
- [2] Terry Edwards, "Foundations for Microstrip Circuit Design" John Wiley & Sons, 1992
- [3] Steven L. March, "Phase velocity in parallel coupled microstrip", IEEE MTT-S Dig., pp. 410-412, 1982.
- [4] A. Podell, "A High Directivity Microstrip Coupler Technique", IEEE MTT Symposium Digest, pp. 33-36, May 1970.
- [5] N. G. Alexopoulos and C. M. Krowne, "Characteristics of single and coupled microstrips on anisotropic substrates," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 387-393, 1978.
- [6] M. Dydyk, "Microstrip directional couplers with ideal performance via single element compensation," IEEE Trans on. Microwave Theory Tech., vol. MTT-47, pp.

956-964, 1999.

- [7] Seymour B. Cohn, "The re-entrant cross section and wide-band 3-dB hybrid couplers", IEEE Trans on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-11 pp. 254-258, July 1963.
- [8] L. Lavendol and J. J. Taub, "Re-entrant directional coupler using strip transmission", IEEE Trans on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-13, pp. 700-701, Sep 1965.
- [9] PAVIO, A. M., and SUTTON, S. K., "A microstrip re-entrant mode quadrature coupler for hybrid and monolithic circuit applications", IEEE MTT Symposium Digest, pp. 573-576, 1990.
- [10] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Addison Wesley, 1998
- [11] T. G. Bryant and J. A. Weiss, "Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines", IEEE Trans on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-16, No. 12, pp. 1021-1027, Dec 1968.
- [12] Nathan Ida and J. P. A. Bastos, "Electromagnetics and Calculation of Fields", Springer-Verlag, 1997

감사의 글

2000년도 산학연 공동기술개발 지역 컨소시엄의 지원으로 수행된 결과입니다..

저 자 소 개



김형석 (金炯碩)

1962년 10월 생. 1985년 2월 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 2월 동대학원 졸업(석사). 1990년 8월 동대학원 졸업(공학박). 현재 순천향대 정보기술공학부 부교수 및 본대학 부설 소프트웨어교육센터소장. 1997년 2월~1998년 2월 미국 R.P.I. 방문교수. 주요연구분야 : 전자장수치해석, 초고주파 소자 해석 및 설계, 상용소프트웨어 교육 및 교육용 프로그램 개발.



박준석 (朴准奭)

1969년 8월 12일 생. 1996년 국민대 전자공학과 대학원 졸업(공학박). 1997년 UCLA Post Doc. 1998년~현재 순천향대 정보기술공학부 조교수. 주요관심분야 : RF 회로 설계 및 모델링



안달 (安達)

1961년 10월 15일 생. 1990년 서강대 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 1990~1992 한국전자통신연구소 선임연구원. 1992년 9월~현재 순천향대 정보기술공학부 부교수. 주요관심분야 : RF & Micro-wave 수동 소자 설계