

다중결합선로 방향성 결합기를 이용한 MMIC 트랜스버살 필터

MMIC Transversal Filter using Multiple-Coupled-Line Directional Couplers

지 기 만 · 박 동 철*

Ki-Mann Jee · Dong-Chul Park*

요 약

기존의 트랜스버살 필터는 MMIC로 제작할 때 폭 방향에 비해 길이 방향의 길이가 너무 긴 단점이 있다. 본 논문에서는 필터의 길이 방향 길이를 줄여 제작에 더 유리한 구조를 가질 수 있으며 임의의 높은 결합도도 얻을 수 있는 다중 결합선로 방향성 결합기를 이용한 트랜스버살 필터를 제안하였다. 트랜스버살 필터의 입력단에 입력된 신호는 각 방향성 결합기를 거치면서 유전체와 도체 손실에 의해 점점 작아지기 때문에 뒤쪽에 위치한 방향성 결합기에서 결합된 신호는 설계치보다 작게 되어 필터의 주파수 특성을 열화시킨다. 이러한 현상을 개선하기 위해 수정된 결합계수 계산식을 제시하였다. 유도된 계산식 및 3차원 시뮬레이션을 통해 제안된 필터의 설계 방법과 동작 특성을 검증하였다.

Abstract

There are critical drawbacks in fabricating MMIC transversal filters because the length of the conventional transversal filter structure is much longer than the width. In order to solve this structural problem, a transversal filter using multiple-coupled-line directional couplers which can achieve tight coupling is proposed. The length of the proposed transversal filter can be made short using multiple-coupled-line couplers so that the structure of the proposed filter is applicable to MMIC technology. Because of the dielectric and conductor losses, the excited signal at the input port becomes smaller when it progresses through each directional coupler. Therefore, the strength of the coupled signals at the latter directional couplers becomes smaller than the designed one and this, in turn, gives rise to performance aggravation. A modified coupling coefficient formula to prevent frequency characteristic degradation is introduced. The proposed filter structure and the design method are verified by the calculated result and 3D full-wave analysis.

Key words : Transversal Filter, Multiple Coupled Line, Directional Coupler, Resonator Filter

I. 서 론

각종 통신 시스템과 레이더, 그리고 측정 시스템 등에 필수적으로 요구되는 필터는 5 GHz 이상의 고주파수화, 소형화, 저가격화, 단일칩화 되는 추세에서 큰 부피를 차지하고 있는 수동 필터의 MMIC (monolithic microwave integrated circuits)화가 절실히

요구되고 있어 MMIC 공진기 필터에 대한 연구가 진행되어 왔다^{[1],[2]}.

MMIC 응용 분야에 가장 일반적으로 사용되는 유전체로는 Si₃N₄, SiO₂, 그리고 폴리이미드(polyimide)가 있다. Si₃N₄와 SiO₂를 증착해 기판을 만드는 방법은 고도의 숙련된 기술을 요구하며 두꺼운 기판을 제작하기가 어려운 반면 폴리이미드는 Si₃N₄와 SiO₂

충남대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chungnam National University)

*충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논 문 번 호 : 20030404-055

· 수정완료일자 : 2003년 7월 23일

에서 발생하는 깨짐 현상이 없고 높은 유전 파괴 강도와 절연 특성을 가지고 있어 여러 종류의 MMIC 응용에 적합하며 재료의 점도를 조절하여 제작하면 이론적으로 임의의 두께도 얻을 수 있다^[3]. 따라서 GaAs나 Si 웨이퍼 상에 다층의 폴리이미드 층과 좁은 폭의 박막 도체 전송선로 층을 이용한 다층구조 MMIC가 방향성 결합기와 필터뿐만 아니라 송신 모듈 등에 대해서도 연구되어 왔다^{[4],[5]}.

공진기를 사용한 필터를 MMIC로 제작하면 삽입 손실이 크며 정교한 제작과 튜닝(tuning) 과정이 요구되는 단점이 있으나^[6] MMIC 트랜스버살 필터의 경우 동일한 특성의 유전체와 같은 컨덕턴스를 갖는 도선으로 제작할 경우 공진기를 사용한 필터보다 삽입 손실이 작아 MMIC 트랜스버살 필터의 구조와 설계 방법이 연구되었다^[7]. 그러나 소개된 트랜스버살 필터는 1/4 파장 방향성 결합기로 구성되어 있어 결합계수를 구하기 위해 요구되는 계산량이 많고 필터의 가로 방향과 세로 방향에 대한 길이의 비가 커서 MMIC로 제작하기에 좋은 구조가 아니다. 또한 MMIC 트랜스버살 필터는 도체 손실과 유전체 손실에 의해 필터의 주파수 특성이 나빠지는데 기존의 연구^[7]에서는 손실을 고려한 결합계수를 구하지 않았다.

본 논문에서는 설계된 필터의 가로와 세로 길이 비를 최적화 할 수 있고 임의의 결합도도 얻을 수 있는 다단의 결합선로로 구성된 방향성 결합기를 이용한 트랜스버살 필터를 제안하였다. 제안된 필터에 사용된 방향성 결합기의 결합계수를 구하는 간단한 방법과 손실을 고려한 결합계수 계산 방법을 소개하고 필터 설계 방법을 설명하였다. 제안된 트랜스버살 필터의 설계 방법과 동작 특성을 검증하기 위해 5중 결합선로 방향성 결합기로 구성된 트랜스버살 필터를 20 GHz 대인 K 밴드에서 폴리이미드 다층 구조 MMIC로 설계하고 3D 전자계 해석 시뮬레이터인 HFSS를 사용하여 특성을 고찰하였다.

II. 기존의 트랜스버살 필터 구조 및 설계방법

2-1 일반적인 트랜스버살 필터의 구조

트랜스버살 필터는 그림 1과 같이 지연소자(delay

element)와 가중소자(weighting element)로 구성된다^[8]. 가중소자로 능동소자를 사용할 수도 있는데 이 방법은 잡음지수를 증가시키고 온도 특성이 불안정하다는 단점이 있다^[6]. 수동소자인 방향성 결합기는 지연소자 특성과 가중소자 특성 모두를 갖추고 있으므로 트랜스버살 필터에 적용이 가능하다. 또한 외부 임피던스와의 정합이 쉬워 트랜스버살 필터 설계에 많이 사용되어 왔다^{[6],[7]}.

그림 2는 1/4 파장 길이의 평행결합선로 방향성 결합기로 구성된 기존의 트랜스버살 필터 구조로서 T_i , k_i , S_i 는 각각 방향성 결합기의 T 파라미터, 결합계수, 그리고 결합된 신호를 나타낸다.

단자 1에 입력된 신호는 각 방향성 결합기를 거쳐 단자 3에서 출력되며 또한 입력된 신호가 각 방향성 결합기를 거치면서 결합계수에 비례하는 크기의 결합현상이 발생하고 결합된 신호 S_i 는 단자 2에서 출력된다. 각 방향성 결합기에서 결합된 신호 S_i 가 단자 2에서 출력될 때 시간 영역에서 sinc 함수의 모양을 갖게 되면 주파수 영역에서는 구형파 모양의 특성을 갖게 되어 주파수 선택도를 갖는 필터로서 동작할 수 있다. 그러나 결합된 신호 S_i 가 sinc 함수와 동일한 모양을 갖도록 하는 것은 불가능한데 그 이유는 결합된 신호의 위상을 살펴보면 알 수 있다. 각 방향성 결합기가 1/4 파장 길이이므로 단자 2에서 출력되는 신호 S_i 는 S_1 에 대해 각 신호마다 다음과 같이 위상이 반전되어 출력된다.

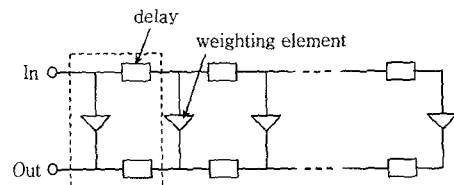


그림 1. 트랜스버살 필터의 기본 구조
Fig. 1. Block diagram of a transversal filter.

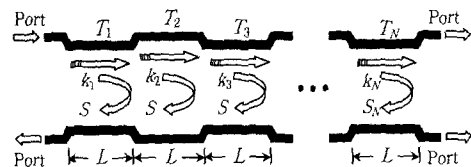


그림 2. 방향성 결합기로 구성된 트랜스버살 필터
Fig. 2. Transversal filter using directional couplers.

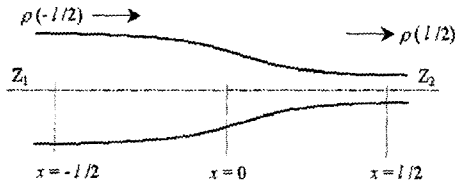


그림 3. 비균일 전송선로
Fig. 3. Nonuniform transmission line section.

$$\angle S_i = \angle S_1 - 180^\circ \times (i-1), \quad i = 2, 3, \dots, N \quad (1)$$

따라서 기존의 1/4 파장 방향성 결합기로 구성된 트랜스버살 필터의 결합계수는 위상이 반전되는 것을 보상하여 결합계수를 계산하여야 한다.

2-2 기존 트랜스버살 필터의 결합계수 계산 방법

기존에 소개된 트랜스버살 필터의 결합계수 계산 방법은 비균일 전송선로의 해석 방법을 활용하여 도출되었으며 많은 계산과정을 필요로 한다. 그림 3은 비균일 전송선로의 일부분을 나타낸 그림이다. Klopfenstein은 비균일 전송선로를 해석하여 다음 식 (2)와 같은 1차 비선형 미분방정식을 구하였다^[9].

$$\frac{d\rho}{dx} - 2\gamma\rho + \frac{1}{2}(1-\rho^2)\frac{d(\ln Z_0)}{dx} = 0. \quad (2)$$

여기서 r 은 전파상수이고 ρ 는 전송선로에서의 반사계수이다.

Tresselt는 비균일 전송선로의 특성 임피던스와 방향성 결합기의 우모드 임피던스가 같고, 비균일 전송선로에서의 반사계수가 방향성 결합기의 결합 신호 특성과 크기와 위상이 같다는 가정 하에 비균일 전송선로의 해석을 방향성 결합기 해석에 응용하여 다음의 관계식을 구하였다^[10].

$$p(x) = \frac{1}{2} \frac{d}{dx} (\ln Z_{oe}) = 0. \quad (3)$$

여기서 $p(x)$ 는 반사계수 분포함수이며 Z_{oe} 는 방향성 결합기의 우모드 임피던스로서 다음과 같이 기모드 임피던스 Z_{oo} 와 정규화되어 있다.

$$Z_{oe}(x)Z_{oo}(x) = 1 \quad (4)$$

Kammler는 위 식을 이용해 다음과 같은 푸리에

변환쌍을 유도하였다^[11].

$$C(\omega) = 2 \int_0^{L/2} \sin(2ax/v) p(x) dx \quad (5)$$

$$p(x) = -\frac{2}{\pi v} \int_0^{2\omega} \sin(2ax/v) C(\omega) d\omega \quad (6)$$

여기서 v 는 신호의 속도, ω_c 는 중심 각주파수, L 은 트랜스버살 필터의 전체 길이이고 $C(\omega)$ 는 주파수 특성이다. 따라서 원하는 주파수 특성을 갖는 트랜스버살 필터를 설계할 경우 식 (5)와 식 (6)으로부터 반사계수 분포함수 $p(x)$ 를 구할 수 있으며 식 (3)을 이용하여 우모드 임피던스 Z_{oe} 를 구하면 다음 식 (7)과 같이 방향성 결합기의 결합계수를 구할 수 있다.

$$k(x) = \frac{Z_{oe}(x) - Z_{oo}(x)}{Z_{oe}(x) + Z_{oo}(x)} \quad (7)$$

식 (7)로부터 계산된 결합계수는 주기적으로 음의 값을 갖기 때문에 물리적인 구현이 불가능하다. 따라서 계산된 결합계수가 모두 양의 값을 갖도록 수정하는 과정이 필요하며 참고문헌 [12]에 이러한 과정에 대해 몇 가지 방법이 소개되어 있다. 지금까지 설명한 기존 트랜스버살 필터의 결합계수는 많은 계산 과정을 거쳐 결정되며 결합계수 결정 과정에서 손실을 고려한 방법이 제시되지 않았다.

III. 제안된 트랜스버살 필터의 구조 및 설계 방법

3-1 제안된 트랜스버살 필터의 구조

그림 2의 트랜스버살 필터에서 방향성 결합기의 길이가 1/2 파장이 되면 단자 2에서 각 결합신호의 위상차는 식 (8)과 같이 모두 동위상으로 출력되기 때문에 결합계수가 음의 값을 주기적으로 갖지 않아도 된다. 따라서 결합계수의 모양이 1/4 파장 방향성 결합기를 이용한 경우와 달리 sinc 함수와 같은 모양을 취할 수 있어 결합계수를 구하기 위한 복잡한 계산과정을 생략할 수 있다.

$$\angle S_i = \angle S_1 - 360^\circ \times (i-1), \quad i = 2, 3, \dots, N \quad (8)$$

기존의 1/4 파장 방향성 결합기 구조는 결합선로의 길이를 단순히 1/2 파장 길이로 증가시켰을 때 이

론적으로 결합현상이 발생하지 않으므로 새로운 구조의 반파장 방향성 결합기가 요구된다. 또한 1/4 파장 방향성 결합기를 직렬로 연결하여 구성된 트랜스버살 필터의 구조는 구조적으로 가로와 세로의 길이 차이가 너무 크다는 단점이 있다. 특히 MMIC로 제작할 때 선폭이 매우 좁기 때문에 이러한 현상은 더욱 심해져 MMIC로 구현하는데 어려움이 있다.

그림 4는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 제안된 m 개의 다중결합선로 방향성 결합기의 구조로서 검은색 부분과 빗금친 부분은 각각 도체 패턴과 유전체 층을 나타내며 최상층의 유전체 층이 생략된 경우의 구조를 보여주고 있다^[13].

그림 4에서 결합선로의 수가 3일 때 단자 1에 V_1 의 신호가 입력되었을 경우 단자 2, 3, 4에서의 출력 신호는 다음과 같이 주어진다^[14].

$$V_2 = V_1 e^{-j(2\phi+\delta)} \left[\frac{(\sqrt{1-k^2})^3 - 3k^2 \sin^2 \theta \sqrt{1-k^2}}{(\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta)^3} \right] \quad (9)$$

$$V_3 = V_1 e^{-j(2\phi+\delta)} j \left[\frac{3k(1-k^2) \sin \theta - k^3 \sin^3 \theta}{(\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta)^3} \right] \quad (10)$$

$$V_4 = 0 \quad (11)$$

여기서 k 는 첫 번째 층과 두 번째 층에 위치한 결합선로 한 쌍의 결합계수, θ , ϕ 그리고 δ 는 결합선로 L_1 , 비결합선로 L_2 , 입출력단에 추가된 연결선로 L_3 의 전기적 길이이다.

그림 4의 다중결합선로 방향성 결합기를 이용하여 트랜스버살 필터를 설계할 때 필터의 가로와 세로의 길이 비는 결합선로의 수에 따라 결정되며 결합선로의 수가 m 인 경우 각 단자에서의 출력신호에 대한

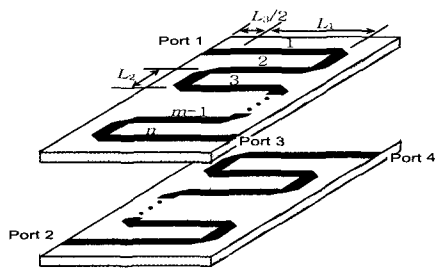


그림 4. 반파장 다중 결합선로 방향성 결합기
Fig. 4. Half-wavelength multiple-coupled-line directional coupler.

일반식은 다음과 같다^[13].

$$V_{2,m} = \left(\frac{V_{2,m-1} \sqrt{1-k^2} + jV_{3,m-1} k \sin \theta}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \right) e^{-j\phi}, \quad (m \geq 4) \quad (12)$$

$$V_{3,m} = \left(\frac{V_{3,m-1} \sqrt{1-k^2} + jV_{2,m-1} k \sin \theta}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \right) e^{-j\phi}, \quad (m \geq 4) \quad (13)$$

그림 4의 반파장 다중 결합선로 방향성 결합기를 그림 2와 같이 직렬로 연결하고 각 방향성 결합기 결합선로의 결합계수를 원하는 대역통과 특성을 갖도록 결정하면 트랜스버살 필터의 설계가 완료된다.

표 1은 같은 대역폭을 갖는 경우에 대해 1/4 파장 방향성 결합기를 이용한 기존의 트랜스버살 필터와 제안된 다중 결합선로를 이용한 트랜스버살 필터에서, 각 단위 방향성 결합기의 수평 방향 길이와 트랜스버살 필터의 총 수평방향 길이의 관계를 나타낸다. 표 1은 그림 4에 나타낸 L_1, L_2, L_3 의 길이가 모두 같은 경우에 대한 결과이며 일반적으로 L_1 의 길이가 가장 크므로 기존 필터와 제안된 m 중 결합선로 방향성 결합기를 이용한 필터의 길이 차는 더 증가한다.

표 1에서 방향성 결합기의 결합선로 수가 증가할수록 수평 방향의 길이가 줄어드는 것을 알 수 있다. 따라서 MMIC 트랜스버살 필터를 설계할 때 다중결합선로 방향성 결합기의 결합선로 수는 설계하고자 하는 필터의 중심주파수와 선로의 선폭을 결정하는 물리적인 구조를 고려하여 선택하면 된다.

그림 4의 방향성 결합기를 이용한 대역통과 트랜스버살 필터에서 방향성 결합기의 수는 식 (14)로부터 계산된 값을 초기값으로 하여 대역폭과 삽입손실을 고려해 최적의 수로 결정된다^[14].

표 1. 기존 필터와 m 중 결합선로 필터의 수평 길이 비교

Table 1. Longitudinal length comparison of the conventional and the m -fold coupled line transversal filter.

항목	기존 필터	m 중 결합선로 필터
방향성 결합기 수	N	$N/2$
단위 방향성 결합기의 수평 길이	$\lambda_g/4$	$\lambda_g/2m$
트랜스버살 필터의 총 수평 길이	$N \lambda_g/4$	$N \lambda_g/4m$

$$N = \frac{2f_c}{BW}, \quad N = \text{정수} \quad (14)$$

3-2 제안된 결합계수 계산식

그림 4의 다중결합선로 방향성 결합기를 이용하여 트랜스버살 필터를 설계할 때 결합계수는 기존의 1/4 파장 방향성 결합기를 이용한 필터의 경우와 달리 복잡한 계산 과정을 거치지 않고 다음 식으로부터 간단하게 구할 수 있다^[14].

$$k_i = A_m \text{sinc} \left[\frac{2}{N+1} \left(i - \frac{N+1}{2} \right) \right], \quad i=1, 2, \dots, N \quad (15)$$

여기서 A_m 과 N 은 함수의 크기 계수와 방향성 결합기의 수이며 결정 방법은 참고문헌 [14]에 설명되어 있다.

트랜스버살 필터를 MMIC로 구현하면 유전체 손실과 도체 손실에 의해 삽입손실이 증가하고 대역폭이 줄어들며 통과대역의 인접 저지대역에서 감쇠특성이 열화되는 등 전체적으로 주파수 특성이 나빠진다. 이러한 현상의 원인 중 하나는 입력된 신호가 각 방향성 결합기를 거치면서 유전체 손실과 도체 손실에 의해 점차 작아져 뒤에 위치한 방향성 결합기로 갈수록 결합신호의 크기가 설계치보다 작아지기 때문이다. 따라서 이러한 현상을 보상하기 위해 본 논문에서는 식 (16)과 같이 식 (15)에 선형 함수를 곱한 수정된 결합계수 계산식을 사용하였다. 도체와 유전체의 손실 특성에 따라 선형 함수의 기울기가 달라져야 하므로 기울기에 해당하는 계수 B_m 은 시뮬레이션 최적화를 통해 결정된다.

$$k_i = A_m \{B_m(i-1)+1\} \cdot \text{sinc} \left[\frac{2}{N+1} \left(i - \frac{N+1}{2} \right) \right], \quad i=1, 2, \dots, N \quad (16)$$

그림 4에 나타나 있는 m 중 결합선로 방향성 결합기의 선로길이는 반파장 길이이므로 L_2 와 L_3 의 길이를 서로 인접한 선로의 간격과 폭을 고려해 먼저 결정하면 결합선로의 길이 L_1 은 식 (17)과 같이 결정된다.

$$L_1 = \frac{1}{m} \left(\frac{\lambda_g}{2} - (m-1)L_2 - L_3 \right) - L_c \quad (17)$$

여기서 L_c 는 그림 4의 방향성 결합기에서 결합선로

와 비결합선로가 만나는 지점(굴곡 부분)의 가장자리 효과(fringing effect)를 보상하기 위해 더해진 항으로서 시뮬레이션을 통해 결정된다.

IV. 시뮬레이션 결과

4-1 5중 결합선로 방향성 결합기

다중결합선로 방향성 결합기를 이용한 MMIC 트랜스버살 필터의 설계 방법을 검증하기 위해 5개의 결합선로로 구성된 방향성 결합기를 이용하여 MMIC 트랜스버살 필터를 설계하고 상용 3D 전자계 시뮬레이터인 HFSS를 이용하여 동작 특성을 분석하였다.

5중 결합선로 방향성 결합기로 구성된 트랜스버살 필터의 주파수 특성은 방향성 결합기의 T 파라미터로부터 계산될 수 있으며 i 번째 방향성 결합기의 T 파라미터인 T_i 는 다음과 같다.

$$T_i = \begin{bmatrix} e^{-j4\phi} \frac{F_{1i}^2 - F_{2i}^2}{F_{1i}F_{3i}} & \frac{F_{2i}}{F_{1i}} \\ -\frac{F_{2i}}{F_{1i}} & e^{j4\phi} \frac{F_{3i}}{F_{1i}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서

$$\begin{aligned} F_{1i} &= G_{1i}^5 + 5G_{1i}G_{2i}^4 + 10G_{1i}^3G_{2i}^2 \\ F_{2i} &= G_{2i}^5 + 5G_{1i}^4G_{2i} + 10G_{1i}^2G_{2i}^3 \\ F_{3i} &= (G_{1i} \cos \theta + j \sin \theta)^5 \\ G_{1i} &= \sqrt{1 - k_i^2} \\ G_{2i} &= jk_i \sin \theta. \end{aligned} \quad (19)$$

4-2 설계된 필터의 구조 및 시뮬레이션 결과

중심주파수 20 GHz에서 9개의 5중 결합선로 방향성 결합기로 구성된 트랜스버살 필터를 설계하였다. 설계된 필터의 단면은 그림 5에 나타나 있는 것과 같이 다층의 폴리이미드와 1- μ m 두께의 금 패턴으로 구성된 넓은 면 결합 스트립라인(broadside coupled stripline) 구조이다.

그림 6은 설계된 필터의 상면 투영도로서 전체적인 필터의 크기는 7.20×2.00×0.06 mm³이다.

식 (15)로부터 계산된 설계된 필터의 결합계수와 각 결합선로의 선폭 W , 그리고 수평간격 D 가 표 2에

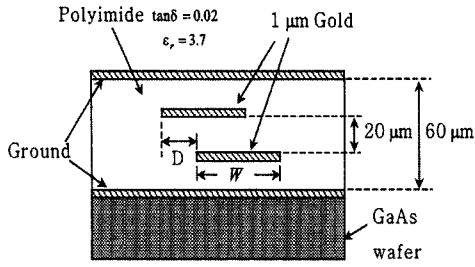


그림 5. 설계된 필터의 단면 구조
Fig. 5. Cross-sectional view of the designed transversal filter.

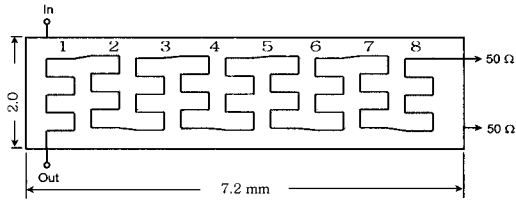


그림 6. 설계된 트랜스버살 필터의 패턴
Fig. 6. Conductor pattern of the designed transversal filter.

표 2. 설계된 트랜스버살 필터의 결합계수와 결합선로 치수

Table 2. Calculated coupling coefficients and coupled line dimensions.

Position	k_i (dB)	W (m)	D (μ m)
1, 9	-28.01	25.1	62.7
2, 8	-21.33	24.9	47.3
3, 7	-17.81	24.6	38.6
4, 6	-15.97	24.5	33.1
5	-15.39	24.4	31.3

나타나 있다.

무손실로 가정하고 식 (18)을 이용하여 계산된 필터의 삽입손실 주파수 특성과 HFSS 시뮬레이션 결과가 그림 7에 나타나 있다. HFSS 시뮬레이션 결과에서 각 선로 L_1, L_2, L_3 의 길이는 각각 $456 \mu\text{m}, 300 \mu\text{m}, 300 \mu\text{m}$ 이며 통과대역폭이 넓고 저지대역의 감쇠특성이 계산치보다 나쁜 것은 각 방향성 결합기의 결합량이 설계값보다 크게 해석되었기 때문이다. 계산된 주파수 특성의 3 dB 대역폭은 24 %이며 HFSS 시뮬레이션 결과의 3 dB 대역폭은 29.5 %이다.

표 3은 유전체와 도체 손실에 의한 영향을 고려하

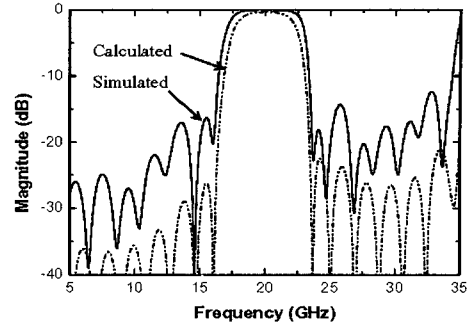


그림 7. 무손실인 경우의 계산된 주파수 특성과 HFSS 시뮬레이션 결과

Fig. 7. Calculated and simulated frequency characteristics in lossless case.

표 3. 수정된 결합계수와 설계 치수

Table 3. Modified coupling coefficients and coupled line dimensions.

Position	k_i (dB)	W (μ m)	D (μ m)
1	-28.01	25.1	62.7
2	-20.66	24.8	45.6
3	-16.52	24.5	34.7
4	-14.10	24.2	33.1
5	-12.98	23.9	23.3
6	-13.05	23.9	23.6
7	-14.41	24.2	28.2
8	-17.47	24.6	37.6
9	-23.71	25.0	52.8

여 주파수 특성을 개선하기 위해 식 (16)의 B_m 을 0.08로 놓고 계산한 결합계수와 결합선로의 선폭 및 수평간격이다.

그림 8은 표 2와 같이 설계된 필터의 무손실인 경우와 유전체 손실 및 도체 손실을 고려한 경우의 주파수 특성 그리고 표 3과 같이 수정된 결합계수를 적용하여 설계된 필터의 HFSS 시뮬레이션 결과를 나타낸다. HFSS 시뮬레이션에서 손실을 고려하면 통과대역의 중심주파수가 하향 이동하는 현상이 발생하여 L_1 의 길이를 $456 \mu\text{m}$ 에서 $436 \mu\text{m}$ 로 수정하고 시뮬레이션하였다. 그림 8로부터 설계된 필터에 대해 손실을 고려하면 주파수 특성은 삽입손실이 증가하고 대역폭이 좁아지는 것을 알 수 있다.

그림 8에서 표 2와 같이 설계한 필터의 주파수 특성과 표 3과 같이 설계한 필터의 주파수 특성을 비

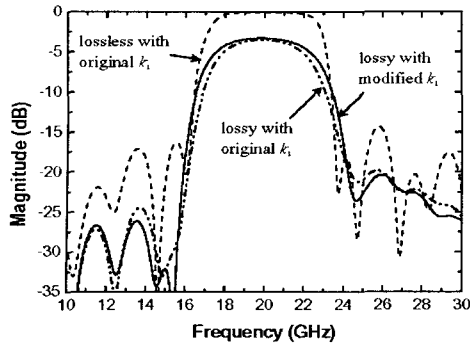


그림 8. 손실을 고려한 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 8. Comparison of the simulated frequency characteristics in lossy case.

교해 보면 삽입손실이 3.5 dB에서 3.3 dB로 작아졌으며 3 dB 대역폭은 25.0 %에서 28.3 %로 더 넓어지면서 통과대역에 인접한 저지대역에서의 주파수 선택도가 개선된 것을 알 수 있다. 따라서 유전체와 도체 손실이 큰 MMIC 트랜스버살 필터에서는 제안된 결합계수 계산식이 유용함을 알 수 있다. 반사손실은 그림 8에 주어진 전체 주파수 대역에서 10 dB 이상이며 통과대역 내에서는 15 dB 이상의 반사손실 특성을 나타내었다.

V. 결 론

MMIC 트랜스버살 필터에 대해 제작에 유리한 구조를 가질 수 있도록 다중 결합선로 방향성 결합기를 이용한 트랜스버살 필터를 제안하였다. 기존의 MMIC 트랜스버살 필터는 설계과정에서 복잡한 계산과정을 거쳐 방향성 결합기의 결합계수가 결정되는데 본 논문에서 제안된 트랜스버살 필터의 결합계수는 간단한 식으로부터 구해진다. MMIC 트랜스버살 필터는 유전체 손실과 도체 손실에 의해 삽입손실의 증가뿐만 아니라 대역폭이 감소하고 통과대역의 인접 저지대역에서 주파수 선택도가 나빠지는 현상이 발생한다. 이러한 현상을 개선할 수 있는 수정된 결합계수 계산식을 제안하였다.

제안된 구조의 트랜스버살 필터 동작 특성과 설계방법을 예증하기 위해 5중 결합선로 방향성 결합기로 구성된 폴리이미드 다층 MMIC 구조의 트랜스버살 필터를 설계하였다. 설계된 필터의 계산된 주파수 특성 결과와 상용 소프트웨어 툴인 HFSS를 이

용하여 얻은 결과를 비교하여 나타내었다. 수정된 결합계수 계산식을 이용하여 얻은 결과를 기존의 결과와 비교하였는데 삽입손실과 대역폭 그리고 감쇠 특성에서 향상된 특성을 얻었다.

제안된 구조의 트랜스버살 필터는 LTCC 기술에도 적용 가능하며 기존의 트랜스버살 필터보다 MMIC로 제작할 때 더 유리한 구조를 가지고 있어 광대역 시스템 등에 보다 효과적으로 사용될 수 있을 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] M. I. Herman, S. Valas and D. M. McNay, "Investigation of passive bandpass filters using MMIC technology", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, pp. 228-230, 1992.
- [2] F. Mernyei, I. Aoki and H. Matsuura, "A novel MMIC filter-measured and simulated data", *IEEE MTT-S Int.*, vol. 2, pp. 387-390, 1995.
- [3] Q. H. Wang, T. Gokdemir, D. Budimir, U. Karacaoglu, A. A. Rezazadeh and I. D. Robertson, "Fabrication and microwave characterisation of multilayer circuits for MMIC applications", *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 143, pp. 225-232, Jun. 1996.
- [4] I. Toyoda, T. Hirota, T. Hiraoka and T. Tokumitsu, "Multilayer MMIC branch-line coupler and broadside coupler", in *Proc. IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symp.*, pp. 79-82, 1992.
- [5] A. M. Ferendeci, L. Bosui, H. Ho, M. Mah and L. Lee, "3D multilayer monolithic microwave (M3) passive transmitter module", *IEEE MTT-S Int.*, vol. 2, pp. 445-448, 1999.
- [6] T. Hiratsuka, Y. Ida, N. Imai and E. Ogawa, "A Ku-band transversal filter using directional couplers made of a multilayer ceramic", *IEICE Trans. Electron.*, E78-C, no. 8, pp. 1134-1138, Aug. 1995.
- [7] Y. Ida, T. Hiratsuka, S. Banba, N. Imai and E. Ogawa, "A K-band MMIC transversal filter using directional couplers", in *1995 Asia Pacific Microwave Conf. Proc.*, Taejon, Korea, pp. 283-286,

Oct. 1995.

[8] C. Rauscher, "Microwave active filters based on transversal and recursive principles", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 1350-1360, Dec. 1985.

[9] R. W. Klopfenstein, "A transmission line taper of improved design", *Proc. IRE*, vol. 44, pp. 31-35, Jan. 1956.

[10] C. P. Tresselt, "The design and construction of broadband, high directivity, 90-degree couplers using nonuniform line techniques", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-14, pp. 647-656, Dec. 1966.

[11] D. W. Kammler, "The design of discrete N-section and continuously tapered symmetrical microwave TEM directional couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, pp. 577-590, 1969.

[12] S. Uysal, J. Watkins, "Novel microstrip multifunction directional coupler and filters for microwave and millimeter-wave applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 977-985, June 1991.

[13] K. M. Jee, S. W. Kim and D. C. Park, "Quadrature directional couplers using multisection coupled lines", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 2, pp. 58-60, Feb. 2000.

[14] 지기만, 박동철, "삼중결합선로 방향성 결합기를 이용한 새로운 구조의 트랜스버살 필터", 한국전자과학회논문지, 14(6), pp. 592-599, 2003년 6월.

지 기 만



1996년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
 1998년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
 1999년 2월~2003년 2월: (주)에스지 테크놀로지 책임연구원
 1998년 3월~현재: 충남대학교 전

자공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 수동 소자, 안테나

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
 1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
 1984년 12월: Univ. of California, Santa Barbara (공학박사)
 1977년~1978년: Ruhr University,

Bochum, Germany, 방문교수

1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson

1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chairperson

2000년~2001년: 한국전자과학회 회장

1976년~현재: 충남대학교 공과대학 전자공학과 교수

2002년 5월~현재: 충남대학교 산업기술연구소장

[주 관심분야] Microwave and millimeter-wave, passive devices, EMC/EMI topics and antenna