

결합 선로 이중 대역 필터의 대역폭이 줄지 않는 설계 방법

A Filter Synthesis Method without Bandwidth Reduction for Dual-Band Filters Based on Coupled Lines

이 승 구 · 하 정 제 · 이 용 식

Seungku Lee · Jungje Ha · Yongshik Lee

요 약

본 논문에서는 분로 스텐브가 연결된 결합 선로로 구성된 이중 대역 필터의 새로운 설계 방법을 제안한다. 이중 대역 필터가 단일 대역 필터와 두 목표 주파수에서 같은 응답 특성을 갖는 조건에 기반한 기존 설계 방법과는 달리 제안하는 설계 방법은 두 필터가 같은 전파 상수와 같은 영상 임피던스를 갖는 조건을 바탕으로 한다. 이는 기존 설계 방법과는 달리 대역폭이 줄어들지 않는 설계 방법으로 복잡한 과정을 통한 대역폭 보상이 필요 없으므로 보다 간단한 설계가 가능한 장점이 있다. 또한 새로운 이중 대역 필터 설계 방법을 제공함으로써 보다 유연한 설계를 가능하게 한다. 실험적 검증을 위하여 중심 주파수가 1 GHz와 3.5 GHz인 이중 대역 체비셰프 필터를 설계 및 제작하였으며, 측정 결과는 전자기 모의실험 결과와 매우 일치하는 우수한 특성을 보인다.

Abstract

This paper proposes an improved filter synthesis method for dual-band filters based on coupled lines loaded with shunt stubs. The conventional design method relies on equality of the response of the conventional single-band filter and its dual-band counterpart at two frequencies. On the other hand, the proposed method is based on equivalence of the propagation constants and the image impedances of the two filters. Therefore, the proposed method does not suffer from bandwidth reduction phenomena, which requires complex compensating process in the conventional method. Also, the alternative design parameters provided by the demonstrated method enable to construct dual-band filters with more flexibility. For experimental verification, a Chebyshev type dual-band filter with center frequencies at 1 GHz and 3.5 GHz is designed and fabricated. The measured results are in excellent agreement with the full-wave simulated results.

Key words : Bandpass Filter, Dual-Band Filter, Image Impedance, Microwave Filter, Propagation Constant

I. 서 론

결합 선로(coupled line)는 대역 통과 필터 구현을 위하여 많이 사용되는 요소이다. 다른 능/수동 회로와의 호환성이 좋으며, 공정이 단순하여 경제적이란 장점이 있어서 이중 대역 필터(dual-band filter) 설

계에도 널리 활용되고 있다^{[1]-[4]}.

기존에 제안된 이중 대역 필터 중에서 분로 스텐브(shunt stub)가 연결된 결합 선로 이중 대역 필터는 그 설계가 삽입 손실 방법(insertion loss method)에 기반한 체계적인 필터 설계 기술을 바탕으로 함으로써 완전한 형태의 설계 수식 도출이 가능하다는 큰 장

「본 연구는 방송통신위원회 및 정보통신연구진흥원의 방송통신정책연구센터 운영 지원 사업의 연구결과로 수행되었음(IITA-2009-C1091-0901-0007).」

연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

· 논문 번호 : 20091102-126

· 교신저자 : 이용식(e-mail : yongshik.lee@yonsei.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 1월 25일

점이 있다^[4].

그러나 그 설계 원리가 두 통과 대역의 중심 주파수에서만 기존의 단일 대역 필터와 같은 특성을 갖는 조건을 유도하는데 기반하므로, 두 목표 주파수 이외의 주파수에서는 두 필터의 슬로프 파라미터 (slope parameter)가 달라져서 결과적으로 대역폭이 줄어드는 문제점이 발생한다. 이는 군 지연(group delay) 변화의 계산을 통하여 줄어든 대역폭을 미리 예측하여 프로토타입(prototype) 필터의 대역폭을 그만큼 더 넓게 설계하는 소형화 필터의 대역폭 보상 방법^[5]과 비슷한 원리로 보상 가능하나, 그 과정이 비교적 복잡하다는 문제점이 있다.

본 논문에서는 먼저 이중 대역 필터의 기본 구조인 분로 스텐브가 연결된 접지된 결합 선로가 임의의 두 대역에서 같은 특성을 갖는 것을 보인다. 이어서 이러한 결합 선로가 기존 단일 대역 필터의 기본 요소인 1/4 파장 길이의 결합 선로와 같은 전파 상수와 같은 영상 임피던스를 갖도록 설계함으로써, 이론적으로 대역폭의 변화가 없는 이중 대역 필터 설계 방법을 제안한다. 줄어든 대역폭에 대한 보상 과정이 필요 없으므로 기존의 방법^[4]에 비하여 설계 절차가 훨씬 간소화 되는 장점이 있다. 뿐만 아니라, 새로운 설계 파라미터를 제공함으로써 상황에 맞는 유연한 설계를 가능하게 한다.

실험적인 검증을 위하여 1 GHz와 3.5 GHz를 중심 주파수로 하는 3차 체비셰프(Chebyshev) 필터를 설계, 제작하였다. 전자기 모의실험 결과와 매우 일치하는 우수한 측정 결과는 본 논문에서 제안하는 방법의 유효성을 입증한다.

II. 이중 대역 필터의 기본 구조

그림 1은 접지된 결합 선로(grounded coupled line)의 회로도이다. 여기서 Y_{0o} 와 Y_{0e} 은 각각 결합 선로의 기모드/우모드 어드미턴스(odd/even-mode admittance)를 나타내며, θ_c 는 전기적 길이이다. 밑 첨자 c 는 기존 결합 선로(conventional coupled line)를 나타낸다.

대역 통과 필터 설계에 더 많이 이용되는 개방된 결합 선로(open-ended coupled line)와 마찬가지로 접지된 결합 선로도 역시 전기적 길이가 90° 가 되었을

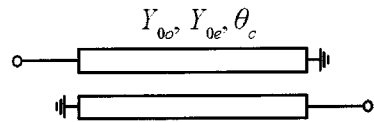


그림 1. 접지된 결합 선로의 회로도
Fig. 1. Schematic of grounded coupled line.

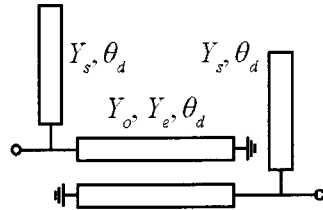


그림 2. 분로 스텐브가 연결된 이중 대역 결합 선로의 회로도
Fig. 2. Schematic of dual-band coupled line loaded with shunt stubs.

때 공진 특성을 가지므로 대역 통과 필터의 기본 구조로 사용될 수 있다^[6]. 두 결합 선로는 서로 쌍대(dual) 구조로 S-parameter가 크기는 같고 위상만 180° 차이를 나타낸다.

그림 2는 분로 스텐브가 연결된 결합 선로이다. 여기서 Y_o 와 Y_e 은 각각 결합 선로의 기모드/우모드 어드미턴스를 나타내며, Y_s 는 이중 대역을 위한 분로 스텐브의 어드미턴스, θ_d 는 전기적 길이이다. 밑 첨자 d 는 이중 대역 결합 선로(dual-band coupled line)를 의미한다.

그림 1의 결합 선로는 전기적 길이 θ_c 가 90° 와 270° 가 되는 주파수 f_1 과 $3f_1$ 에서 같은 특성을 갖는다. 이와 유사한 원리로 그림 2의 결합 선로는 임의의 주파수 f_1 과 nf_1 에서 같은 특성을 가질 수 있다. 여기서 n 은 두 중심 주파수 사이의 비율이다($n > 1$). 그림 2 회로도의 Y-parameter는 아래와 같다.

$$Y_d = \frac{-j}{2} \begin{bmatrix} (Y_o + Y_e) \cot \theta_d - 2Y_s \tan \theta_d & (Y_o - Y_e) \csc \theta_d \\ (Y_o - Y_e) \csc \theta_d & (Y_o + Y_e) \cot \theta_d - 2Y_s \tan \theta_d \end{bmatrix} \quad (1)$$

주파수 f_1 에서 그림 2 구조의 각 구성 요소의 전기적 길이가 $\theta_d = 180^\circ / (1+n)$ 일 때, 주파수 f_1 과 nf_1 에서 Y-parameter의 상관 관계는 다음과 같다.

$$Y_{11}^{f_1} = -Y_{11}^{nf_1} \quad (2a)$$

$$Y_{21}^{f_1} = Y_{21}^{nf_1} \quad (2b)$$

여기서 위 첨자 f_1 , nf_1 은 각각 첫 번째, 두 번째 대역의 중심 주파수를 의미한다.

Y -parameter 를 S -parameter 로 변환하면 임피던스의 n 에 대해서 S_{11} 과 S_{21} 의 크기는 각각 f_1 과 nf_1 에서 항상 같음을 알 수 있다. 이는 위의 조건이 $(f_1 + nf_1) = 2$ 인 주파수를 대칭으로 f_1 과 nf_1 에서 S -parameter의 크기가 정확하게 같다는 것을 의미한다. 또한 실제 필터 구현을 위하여 그림 2의 결합 선로를 다단으로 연결(cascade)하더라도, 위 조건하에서 전체 S_{11} 과 S_{21} 의 크기는 각각 f_1 과 nf_1 에서 항상 같으므로 그림 2의 결합 선로를 사용하여 이중 대역 필터 구현이 가능하다.

이처럼 첫 번째 주파수 f_1 에서 그림 2 구조의 모든 구성 요소의 전기적 길이를 $\theta_c = 180^\circ/(1+n)$ 로 설계함으로써, 한 개의 대역에서만 필터를 설계하더라도 n 배 높은 주파수 대역에서 똑같은 응답이 나타나는 이중 대역 특성이 자동적으로 얻어진다는 장점이 있다. 이때 두 대역에서 응답은 동일하므로 두 대역의 절대 대역폭도 같게 된다.

그림 2의 구조가 이중 대역 특성을 나타내므로 그림 2 구조를 기본 요소로 하는 필터의 첫 번째 대역 응답이 그림 1 구조를 기본 요소로 하는 단일 대역 필터의 응답과 같도록 설계함으로써 이중 대역 필터의 설계가 완성된다.

우선적으로 생각할 수 있는 설계 방법은 그림 1과 그림 2 구조가 특정 주파수 f_1 에서 같은 응답을 가질 경우이다. 이 때 그림 2 구조는 각 구성 요소의 전기적 길이가 $\theta_c = 180^\circ/(1+n)$ 일 경우 주파수 nf_1 에서도 같은 응답을 갖는 이중 대역 특성을 보인다. 이를 바탕으로 이중 대역 필터를 설계할 수 있다^[4].

하지만 이 경우 두 목표 주파수 이외의 주파수에서는 필터의 슬로프 파라미터가 달라져서 통과 대역의 대역폭이 줄어들게 된다. 줄어든 대역폭은 군지연 변화를 계산하여 예측함으로써 보상하는 소형화 필터의 방법^[5]과 같은 방법으로 보상이 가능하지만 그 과정이 상당히 복잡하다.

반면, 그림 1과 그림 2의 두 구조가 같은 전파 상

수와 같은 영상 임피던스를 갖는다면 대역폭의 변화가 없는 이중 대역 필터 설계가 가능하다.

III. 공진점에서 전파 상수와 영상 임피던스

이중 대역 필터 설계의 기본이 되는 단일 대역 필터는 그림 1의 접지된 결합 선로를 다단으로 연결하여 구성할 수 있으며, 이 때 각 결합 선로의 전기적 길이는 $\theta_c = 90^\circ$ 이다. 차수가 N 인 접지된 결합 선로 필터의 설계 수식은 개방된 결합 선로 필터의 설계 식 (7)로부터 쌍대성(duality)에 의해서 아래와 같이 유도된다.

$$Y_0 K_i = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_{i-1}g_i}} \quad \text{for } i=1, N+1 \quad (3a)$$

$$Y_0 K_i = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_{i-1}g_i}} \quad \text{for } i=2, \dots, N \quad (3b)$$

$$Y_{o,e,i} = Y_0 \left\{ 1 + Y_0 K_i + (Y_0 K_i)^2 \right\} \quad \text{for } i=1, \dots, N+1 \quad (4a)$$

$$Y_{o,e,i} = Y_0 \left\{ 1 - Y_0 K_i + (Y_0 K_i)^2 \right\} \quad \text{for } i=1, \dots, N+1 \quad (4b)$$

위 수식에서 Y_0 과 K 는 각각 시스템 어드미턴스(system admittance)와 임피던스 인버터 값(impedance inverter value)이며, 이 수식은 그림 3에 나타난 그림 1의 접지된 결합 선로의 등가 회로를 이용하여 유도된다. 그림 3 구조의 $ABCD$ -parameter는 다음과 같다.

$$ABCD_c = \begin{bmatrix} \left(Y_0 K + \frac{1}{Y_0 K} \right) \sin \theta_c \cos \theta_c & \\ j \left(Y_0^2 K \sin^2 \theta_c - \frac{\cos^2 \theta_c}{K} \right) & \\ j \left(\frac{1}{Y_0^2 K} \sin^2 \theta_c - K \cos^2 \theta_c \right) & \\ \left(Y_0 K + \frac{1}{Y_0 K} \right) \sin \theta_c \cos \theta_c & \end{bmatrix} \quad (5)$$

그림 3의 접지된 단일 대역 결합 선로의 등가 회로와 그림 2의 이중 대역 결합 선로의 전파 상수는 식 (1)과 식 (5)로부터 아래와 같이 얻어진다.

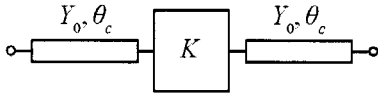


그림 3. 그림 1의 접지된 결합 선로의 등가 회로
Fig. 3. Equivalent circuit of grounded coupled line in Fig. 1.

$$\cos \beta_c = \sqrt{AD} = \left(Y_0 K + \frac{1}{Y_0 K} \right) \sin \theta_c \cos \theta_c \quad (6a)$$

$$\cos \beta_d = \frac{Y_{11}}{Y_{21}} = \frac{(Y_0 + Y_e) \cot \theta_d - 2Y_s \tan \theta_d}{(Y_0 - Y_e) \csc \theta_d} \quad (6b)$$

유사한 방법으로 두 구조의 영상 임피던스도 아래처럼 표현된다.

$$Z_{ic} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{Y_0^2 K} \sin^2 \theta_c - K \cos^2 \theta_c}{Y_0^2 K \sin^2 \theta_c - \frac{\cos^2 \theta_c}{K}}} \quad (7a)$$

$$Z_{id} = \sqrt{\frac{1}{Y_{11}^2 - Y_{21}^2}} = \sqrt{\frac{4}{[(Y_0 - Y_e) \csc \theta_d]^2 - [(Y_0 + Y_e) \cot \theta_d - 2Y_s \tan \theta_d]^2}} \quad (7b)$$

필터의 중심 주파수 f_1 에서 그림 1의 단일 대역 결합 선로는 그 전기적 길이가 $\theta_c = 90^\circ$ 이고, 그림 2의 이중 대역 결합 선로의 전기적 길이는 전장에서 보인 것처럼 $\theta_d = 180^\circ/(1+n)$ 가 되어야만 한다. 중심 주파수에서 전기적 길이와 주파수를 식 (6)과 (7)에 대입한 후 전파 상수와 영상 임피던스 각각의 등가 조건으로부터 아래의 두 수식을 유도할 수 있다.

$$Y_0 = Y_s \tan^2 \theta_d + Y_0^2 K \sin \theta_d \quad (8a)$$

$$Y_e = Y_s \tan^2 \theta_d - Y_0^2 K \sin \theta_d \quad (8b)$$

Y_0, Y_e, Y_s 의 총 3개의 변수가 결정되어야 하지만 공진 주파수에서 유도되는 식은 식 (8)의 두 개뿐이다. 그림 1의 접지된 결합 선로의 전파 상수 $\cos \theta_c \times (Y_{00} + Y_{0e}) / (Y_{00} - Y_{0e})$ 와 그림 3의 등가 회로의 전파 상수 (6a)는 공진 주파수에서 0이 되는 $\cos \theta_c$ 항이 공통되므로 이로부터 추가적인 관계식을 유도

할 수 있다. 이는 개방된 결합 선로와 그 등가 회로 사이의 전파상수 관계와 같다^[7]. 그러나 이중 대역 결합 선로의 경우에는 추가적인 스테르브로 인하여 이와 같은 방법으로 추가적인 수식 유도가 불가능하다.

이는 공진점과 매우 가까운 주파수에서 두 구조의 전파 상수가 0이 아니면서 동시에 같은 조건으로부터 추가적인 수식을 유도함으로써 해결할 수 있으며, 다음 장에서 자세히 소개한다.

IV. 공진점 근처에서의 전파 상수

공진 주파수와 매우 가까운 주파수에서 그림 2와 그림 3 구조의 전기적 길이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta'_c = 90^\circ \times k, \quad \theta'_d = \frac{180^\circ}{1+n} \times k \quad (9)$$

여기서 k 는 1과 매우 가까운 임의의 실수이다. 이를 식 (6)에 대입하면 그림 2와 그림 3 구조의 전파 상수가 0이 아니면서 동시에 같게 될 조건인 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} & \left(Y_0 K + \frac{1}{Y_0 K} \right) \sin \theta'_c \cos \theta'_c \\ &= \frac{(Y_0 + Y_e) \cot \theta'_d - 2Y_s \tan \theta'_d}{(Y_0 - Y_e) \csc \theta'_d} \end{aligned} \quad (10)$$

마지막으로 식 (8)을 식 (10)에 대입하여 아래와 같이 스테르브 어드미턴스에 대한 식을 유도할 수 있다.

$$Y_s = \frac{Y_0 (Y_0^2 K^2 + 1) \sin \theta'_c \cos \theta'_c \sin \theta_d \sec \theta'_d}{\tan^2 \theta_d - \tan^2 \theta'_d} \quad (11)$$

식 (8)과 식 (11)로써 그림 2 구조와 그림 3 구조, 즉 그림 1 구조의 전파 상수와 영상 임피던스가 등가가 되는 조건식이 완성된다.

그림 1의 접지된 결합 선로를 다단으로 연결하여 단일 대역 필터를 설계할 수 있듯이 그림 2 구조를 다단으로 연결함으로써 필터를 설계할 수 있으며, 앞서 언급한대로 그림 2의 구조에서 모든 구성 요소의 전기적 길이를 $\theta_d = 180^\circ/(1+n)$ 로 설계함으로써 f_1 과 nf_1 을 두 중심 주파수로 하는 이중 대역 필터 설

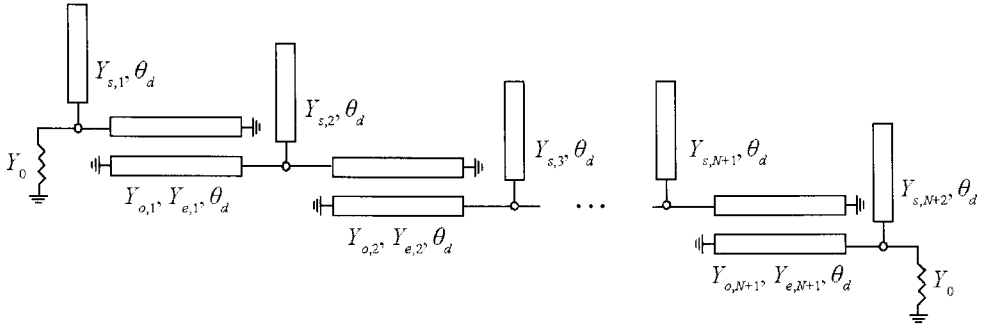


그림 4. N 차 이중 대역 필터의 회로도
Fig. 4. Schematic of N^{th} -order dual-band filter.

계가 가능하다.

기존의 설계 방법인 특정 주파수에서만 두 필터 기본 구성요소의 응답 특성을 같게 만드는 것과 달리^[4], 본 논문에서 제안하는 설계 식의 유도 과정은 두 구조의 전파 상수와 영상 임피던스가 증가되는 조건에 기반한다. 따라서 중심 주파수 이외의 주파수에서 슬로프 파라미터가 달라져서 발생하는 대역폭 축소 현상이 나타나지 않는다. 결국 축소된 대역폭을 보상하기 위한 복잡하고 추가적인 과정을 필요로 하지 않는다는 큰 장점이 있다.

V. 설계 수식

기존의 단일 대역 필터와 마찬가지로 이중 대역 필터는 N 차 필터에 대해서 그림 2의 이중 대역 결합 선로 $N+1$ 개를 연결함으로써 구현된다. 또한 입출력단을 제외한 중간 두 단 사이의 두 스테브는 모두 분리로 연결이 되어 있으므로 한 개의 스테브로 쉽게 합쳐질 수 있어서 총 $N+2$ 개의 스테브만을 필요로 한다. 그림 4는 N 차 이중 대역 필터의 회로도이며, 완전한 형태의 설계 식은 아래와 같다.

$$Y_0 K_i = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_{i-1} g_i}} \quad \text{for } i=1, N+1 \quad (12a)$$

$$Y_0 K_i = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{i-1} g_i}} \quad \text{for } i=2, \dots, N \quad (12b)$$

$$\theta_d = \frac{180^\circ}{1+n}, \quad \theta'_c = 90^\circ \times k, \quad \theta'_d = \theta_d \times k \quad (13)$$

$$Y_{o,i} = A_i \tan^2 \theta_d + Y_0^2 K_i \sin \theta_d \quad (14a)$$

$$Y_{e,i} = A_i \tan^2 \theta_d - Y_0^2 K_i \sin \theta_d \quad (14b)$$

$$Y_{s,1} = A_i \quad (15a)$$

$$Y_{s,i} = A_{i-1} + A_i, \quad \text{for } i=2, \dots, N+1 \quad (15b)$$

$$Y_{s,N+2} = A_{N+1} \quad (15c)$$

$$A_{s,i} = \frac{Y_0 (Y_0^2 K_i^2 + 1) \sin \theta'_c \cos \theta'_c \sin \theta_d \sec \theta'_d}{\tan^2 \theta_d - \tan^2 \theta'_d} \quad (16)$$

여기에서 아래첨자 i 는 i 번째 단의 구성요소를 의미하며, k 는 1과 매우 가까운 임의의 실수이다.

표 1은 기존의 이중 대역 필터 설계 방법^[4]과 본 논문에서 제안하는 이중 대역 필터 설계 방법을 바탕으로 계산된 필터 설계 파라미터를 비교한 것이다. 윗 첨자는 각 파라미터를 계산하는데 이용된 본 논문에서의 수식 번호를 나타낸다. 또한 접지된 결합 선로로 이루어진 단일 대역 필터의 설계 파라미터도 같이 나타냈다.

단일 대역 필터는 통과 대역에서 0.1 dB ripple level을 갖는 3차 체비세프 필터이며, 대역폭은 1 GHz에서 상대 대역폭 8%를 가진다. 이중 대역 필터는 1 GHz에서와 같은 특성이 3.5 GHz($n=3.5$)에서 나타나도록 설계되었다.

기존의 이중 대역 필터는 8% 대역폭을 가지는 필터를 만들기 위해서 균지연 계산을 통하여 대역폭이 감소하는 만큼을 예측하여 그 프로토타입 필터가 11.06%의 대역폭을 갖도록 설계되어야 한다^[4]. 반면에 본 논문에서 제안하는 방법은 대역폭의 변화 없이 설계 식 (12)~(16)으로부터 설계 파라미터를 직

표 1. 1 GHz 단일 대역 및 1/3.5 GHz($n=3.5$) 이중 대역 필터 설계 파라미터

Table 1. Design parameters for 1 GHz single-band and 1/3.5 GHz($n=3.5$) dual-band filters.

단일 대역 필터 $\theta_c = 90^\circ$		기존 이중 대역 필터 ^[4] : 대역폭 감소 보상 11.06 % 단일 대역 필터 이용 $\theta_d = 40^\circ$			제안하는 이중 대역 필터: 대역폭 감소 없음 8 % 단일 대역 필터 이용 $\theta_d^{(13)} = 40^\circ$			
8 % 대역폭 @ 1 GHz		8 % 대역폭 @ 1 GHz 2.29 % 대역폭 @ 3.5 GHz			8 % 대역폭 @ 1 GHz 2.29 % 대역폭 @ 3.5 GHz			
i	$Z_{0e,i}^{(4b)}$ (Ω)	$Z_{0o,i}^{(4a)}$ (Ω)	$Z_{e,i}$ (Ω)	$Z_{o,i}$ (Ω)	$Z_{s,i}$ (Ω)	$Z_{e,i}^{(14b)}$ (Ω)	$Z_{o,i}^{(14a)}$ (Ω)	$Z_{s,i}$ (Ω)
1	64.70	33.99	102.62	49.27	46.87	168.29	67.04	67.51 ^(15a)
2	55.69	44.29	89.84	65.63	24.96	126.01	91.70	35.47 ^(15b)
3	55.69	44.29	89.84	65.63	26.70	126.01	91.70	37.37 ^(15b)
4	64.70	33.99	102.62	49.27	24.96	168.29	67.04	35.47 ^(15b)
5	-	-	-	-	46.87	-	-	67.51 ^(15c)

접 구할 수 있어서 설계 절차가 훨씬 간소화 되는 장점이 있다.

그림 5는 표 1의 세 가지 필터에 대한 이상적인 회로 모의실험 결과이다. 첫 번째 통과 대역 내에서 세 필터가 거의 같은 특성을 나타내고, 두 번째 통과 대역 내에서 두 이중 대역 필터가 역시 거의 같은 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.

제안하는 이중 대역 필터에서 두 대역간의 중심 주파수 사이의 비율 n 은 임의의 값으로 선택 가능하다. 따라서 표 1에서처럼 3.5와 같이 비교적 큰 n 에 대해서도 이중 대역 필터 설계가 가능하다. 이는 참고문헌 [8]과 같이 두 중심 주파수의 비율이 1:3으로

제한되는 이중 대역 필터 설계 방법으로는 얻을 수 없는 특성이다.

비록 n 에 따른 필터 설계의 이론적인 한계가 존재하지는 않지만, n 과 필터 특성에 따라서 각 단의 임피던스가 너무 낮거나 높을 경우 구현이 어렵다는 현실적인 한계는 존재한다. 따라서 설계 절차가 간소화 되는 것뿐만 아니라 본 논문에서 제안하는 방법은 동일한 응답을 갖는 필터에 대해서 기존 방법^[4]과 다른 설계 파라미터를 제공함으로써 상황에 따라 더 적합한 임피던스 선택할 수 있는, 즉 더 유연한 이중 대역 필터 설계를 가능하게 한다.

VI. 실험 결과

본 논문에서 제안하는 방법으로 설계된 표 1의 이중 대역 필터를 제작하였다. 두께 0.76 mm, 유전율 3.5인 RF-35 기판을 이용하여 마이크로스트립 선로로 제작하였다. 제작된 이중 대역 필터는 그림 6과 같다.

측정은 Anritsu 社の MS4624D VNA를 이용하였으며, 0.2 GHz부터 5 GHz의 주파수 범위에 대해서 36584KF Autocal module 을 이용하여 calibration하였다.

그림 7은 제작된 이중 대역 필터의 측정 결과를 보여준다. HFSS^[9]를 이용하여 전자기 모의실험을 한 결과가 측정 결과와 매우 일치하는 것을 알 수 있다. 통과 대역 내 최소 삽입 손실은 첫 번째 대역에서

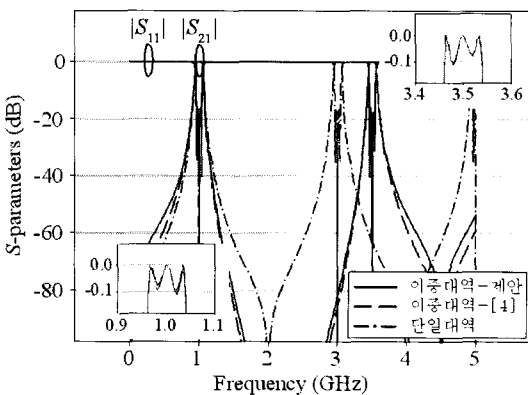


그림 5. 표 1의 세 가지 필터에 대한 이상적 회로 모의실험 결과 비교

Fig. 5. Comparison of ideal circuit simulation results for three filters in Table 1.

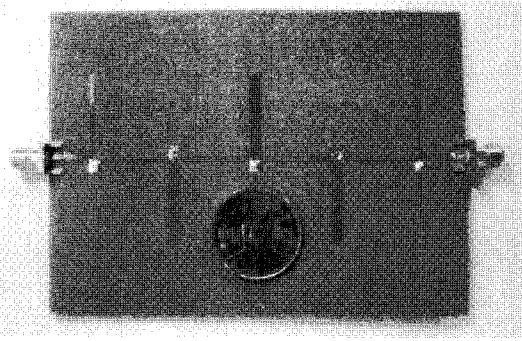


그림 6. 제작된 1/3.5 GHz 이중 대역 필터
Fig. 6. Fabricated 1/3.5 GHz dual-band filter.

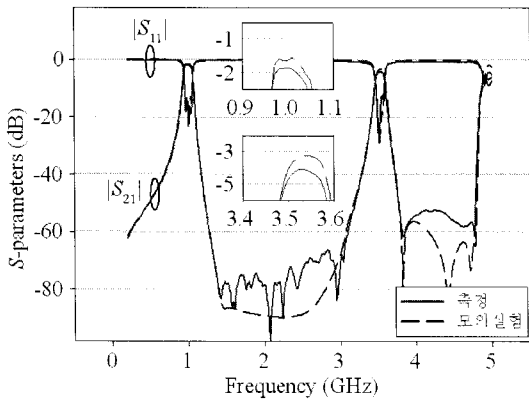


그림 7. 측정과 전자기 모의실험 결과
Fig. 7. Measured and full-wave simulated results.

1.9 dB, 두 번째 대역에서 4.1 dB로 측정되었으며, 이것은 SMA 커넥터의 손실을 포함한 결과이다.

첫 번째 스퓨리어스가 나타나기 시작하는 약 5 GHz 정도까지 매우 넓은 대역에서, 스퓨리어스가 전혀 없는 이중 대역 필터로 잘 동작함을 알 수 있다.

Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 기존의 1/4 파장 결합 선로 기반의 단일 대역 대역 통과 필터와 같은 전파 상수와 같은 영상 임피던스를 가지는 분로 스테이지가 연결된 이중 대역 결합 선로 기반의 이중 대역 필터의 설계 방법과 수식을 제공한다.

제안하는 방법은 두 중심 주파수 이외의 주파수에서도 슬로프 파라미터가 유지되는 설계 방법으로 기존의 이중 대역 필터 설계 방법과는 달리 대역폭이 줄어들지 않으므로 추가적인 보상 기술을 필요로

하지 않는다. 따라서 설계가 훨씬 더 간소화 되는 장점이 있다. 또한 동일한 응답을 갖는 이중 대역 필터에 대해서 기존의 설계 방법과 다른 설계 파라미터를 제공하므로 더 유연한 설계가 가능하다.

1 GHz와 3.5 GHz 를 중심 주파수로 하는 3차 체비셰프 필터에 대한 실험 결과가 전자기 모의실험 결과와 매우 일치하는 것을 보임으로써 제안하는 설계 방법의 유효성을 입증하였다. 제안하는 방법을 기반으로 두 대역의 대역폭을 조절할 수 있는 방법의 연구가 향후 과제로 남아 있다.

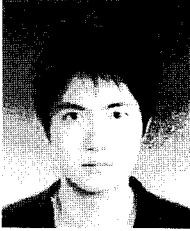
참 고 문 헌

- [1] C. -W Tang, S. -F. You, "Using the technology of low temperature co-fired ceramic to design the dual-band bandpass filter", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 7, pp. 407-409, Jul. 2006.
- [2] C. -W Tang, S. -F. You, and I. -C. Liu, "Design of a dual-band bandpass filter with low temperature co-fired ceramic technology", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 8, pp. 3327-3332, Aug. 2007.
- [3] H. -M. Lee, C. -M. Tsai, "Dual-band filter design with flexible passband frequency and bandwidth selections", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 5, pp. 1002-1009, May 2007.
- [4] S. Lee, Y. Lee, "A planar dual-band filter based on reduced-length parallel coupled lines", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 16-18, Jan. 2010.
- [5] S. -S. Myoung, Y. Lee, and J. -G. Yook, "Bandwidth-compensation method for miniaturized parallel coupled-line filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 7, pp. 1531-1538, Jul. 2007.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures*, Artech House, Inc., Dedham, Massachusetts, 1980.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering 3rd Ed.*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, 2005.
- [8] C. -M. Tsai, H. -M. Lee, and C. -C. Tsai, "Planar

filter design with fully controllable second pass-band", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3429-3439, Nov. 2005.

[9] Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, *High Frequency Structure Simulator*, v10.0, 2005.

이 승 구



성 결함기

2008년 2월: 연세대학교 전기전자 공학과 (공학사)
2010년 2월: 연세대학교 전기전자 공학과 (공학석사)
2010년 3월~현재: 연세대학교 전 파통신연구소
[주 관심분야] 초고주파 필터, 방향

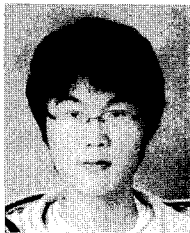
이 용 식



2005년 9월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 조교수
[주 관심분야] 초고주파 회로, 안테나, 메타물질

1998년 2월: 연세대학교 전파공학과 (공학사)
2004년 4월: University of Michigan (공학박사)
2004년 10월: Post-doctoral Research Associate, Purdue University
2005년 7월: Senior Research Engineer, EMAG Technologies, Inc.

하 정 제



2009년 2월: 연세대학교 전기전자 공학과 (공학사)
2009년 3월~현재: 연세대학교 전기 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 필터, LT-CC 회로