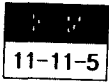


λ/4 TEM모드 유전체 공진기를 이용한 이동통신용 듀플렉서 필터 설계 및 제작



Design and Implementation of Duplexer Filter for Mobile Communication using λ/4 TEM Mode Dielectric Resonator

윤중락*, 이현용*, 이석원**

(Jung-Rag Yoon, Heon-Yong Lee, Serk-Won Lee)

Abstract

A duplexer filter operating at 1.9 GHz band for personal communication system is designed and fabricated using λ/4 TEM mode dielectric resonator. The transmitting band pass filter is designed in the type of the elliptic function band rejection filter by 3 dielectric resonators with 5 additional capacitors and 3 inductors. The receiving band pass filter is designed by 3 dielectric resonators with 5 additional capacitors which give additional series resonance. The parameters which are evaluated by design theory are practically applied to the duplexer filter construction and the simulation.

Key Words(중요용어) : Duplexer filter (듀플렉서 필터), Band Rejection Filter (대역 저지 필터), λ/4 TEM Mode Dielectric Resonator (λ/4 TEM 모드 유전체 공진기), Personal Communication System(개인휴대통신),

1. 서 론

정보화 시대를 맞이하여 이동통신 및 위성 통신의 이용이 빠른 속도로 증가하고 있다. 이동 통신기기의 무선 송수신을 시스템을 구성하는 핵심 고주파 부품으로는 안테나, 저잡음 증폭기, 대역 통과 필터, 혼합기, 전압조정 발진기, 듀플렉서 등이 있다.¹⁾ 이러한 핵심 부품중에서 특히 UHF 대역의 듀플렉서와 대역통과 필터를 구현하는 경우 저주파수에서 사용되는 집중소자를 이용하면 제작이 어려워 실용화에 어려움이 있고 마이크로파 대역에서 사용되는 분포소자를 이용하는 경우 부피가 크다는 단점이 있으나 이동 통신 부품의 고성능화와 소형 경량화가 가속됨에 따라 여러 종류의 저손실, 고유전율을 갖는 세라믹 유전체의 개발로 분포 소자의 크기가 작아지므로

필터의 크기가 소형화되고 있다.^{1,2)} 본 논문은 유전체 공진기를 이용하여 PCS용 단말기에서 안테나에서 들어오는 수신 전력은 수신단으로 보내주고 송신기에서 나가는 신호 전력은 같은 안테나를 통해 공중으로 내보내는 기능을 가진 듀플렉서의 설계 이론을 정립하고, 듀플렉서를 제작하여 특성을 시뮬레이션 결과와 비교 검토하고자 한다. (Zr_{0.65}Sn_{0.35})TiO_{4.04} 세라믹스에 대한 실험결과³⁾를 근거로 하여 유전율 37.8, 품질계수 Q×f₀ = 48,000이고 공진주파수 온도계수가 7 ppm/°C의 유전특성을 가지는 고주파용 유전재료를 이용하여 내경이 0.9mm이고 외각이 3mm인 λ/4 TEM 모드 유전체 공진기를 제작하였다. PCS용 단말기에 사용되는 규격에 만족하기 위하여 듀플렉서의 설계에 있어서 유전체 공진기에 직렬로 캐패시터나 인덕터를 연결하여 공진기에 감쇄극을 넣어 유극화 시키는 방법과 타원형 대역 저지 필터를 사용하여 듀플렉서를 설계하였다. 본 연구에서 설계한 듀플렉서를 Touchstone tool을 이용하여 시뮬레이션 하였고 그 결과를 이용하여 듀플렉서를 제작하고 측정된 특성을 비교 검토하였다.

* : 명지대 공대 전기공학과
(경기도 용인시 남리동 38-2, Tell:0335-30-6360)
** : 호서대 공대 제어계측공학과
1998년 3월 2일 접수, 1998년 9월 17일 심사완료

2. 유전체 공진기를 이용한 듀플렉서 설계 이론

2.1 대역통과 필터

본 논문에서의 대역통과 필터의 형태는 J-인버터를 이용한 체비세프 특성의 대역통과 필터 설계 방법으로서 실제 PCS용 대역통과 필터를 설계하여 측정된 결과 시뮬레이션 결과와 일치함을 볼 수 있었다.⁴⁾

2.2 필터의 감쇄극 삽입 방법⁵⁾⁶⁾⁷⁾

듀플렉서의 설계에 있어서 송신과 수신 영역이 인접해 있으므로 공진기의 개수를 줄이면서 원하는 특성을 얻기 위한 방법의 하나로 적당한 주파수에 감쇄극을 형성시키는 방법이 있다. LC 병렬 회로의 임피던스는 공진 주파수에서 최대값을 가지므로 주파수가 공진주파수보다 낮을 때는 임피던스의 기울기가 (+)이므로 인덕터의 역할을 하게 되고 주파수가 공진 주파수보다 높을 때는 기울기가 (-)이므로 캐패시터의 역할을 하게 된다. 이와 같은 특성을 이용하면 저주파측 저지대역과 고주파측 저지대역에 감쇄극을 삽입할 수 있다.

2.2.1 저주파측 저지대역에 감쇄극 삽입

공진주파수보다 저주파측에 감쇄극을 첨가하기 위해 그림 1의 (a)와 같이 공진기와 직렬로 캐패시터를 삽입하면 공진점보다 낮은 주파수에서 직렬 공진이 발생하며 그 부근에서 더 많은 감쇄를 주게 된다. 회로의 서셉턴스 B_r 은 그림 1의 (a)의 경우는 식 (1)로 표현되고 유전체 공진기로 표현하는 그림 1의 (b) 경우는 식 (2)로 표현된다. 회로의 서셉턴스 특성은 그림 1의 (c)에서 보듯이 낮은 직렬 공진점 w_p 와 높은 직렬 공진점 w_o 를 갖는다.

$$B_r = wC_p \frac{1 - w^2 L_r C_r}{1 - w^2 L_r (C_p + C_r)} \text{----- (1)}$$

$$w_p = \frac{1}{\sqrt{L_r (C_p + C_r)}}, \infty$$

$$w_o = 0, \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$B_r = \frac{wC_p}{1 - wC_p Z_A \tan \theta_r} \text{----- (2)}$$

$$w_p = \frac{1}{C_p Z_A \tan \theta_r}, \infty$$

$$w_o = 0, w(\theta_r = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots)$$

식에서 Z_A 는 공진기의 특성 임피던스, θ_r 은 공진기의 전기적 길이, θ_p 는 감쇄극 주파수에서의 공진기의 전기적 길이이다.

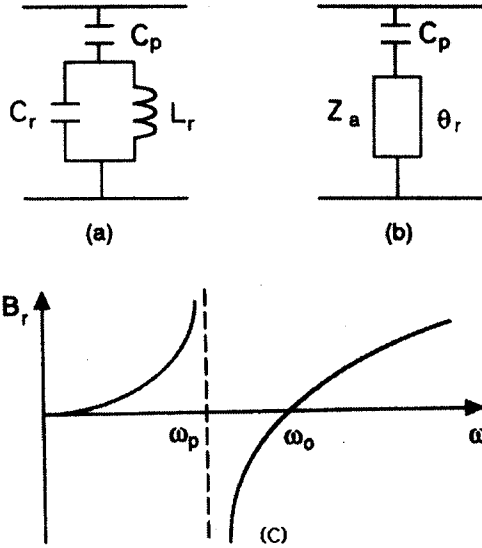


그림 1. 저주파측 저지대역에서 감쇄극 갖는 회로
(a) 저주파측 저지대역에서 감쇄극 갖는 등가 회로
(b) 저주파측 저지대역에서 감쇄극 갖는 공진기 구조 등가 회로
(c) 서셉턴스 특성

Fig. 1. The equivalent circuit with attenuation poles in the lower stop band.
(a) The equivalent circuit with attenuation poles in the lower stop band
(b) The equivalent circuit of the resonator structure with attenuation poles in the lower stop band.
(c) The susceptance characteristic of (b) in the lower stop band.

2.2.2 고주파측 저지대역에 감쇄극 삽입

공진주파수보다 고주파측에 감쇄극을 첨가하기 위해 그림 2의 (a)와 같이 공진기와 직렬로 인덕터 L_p 를 삽입하면 공진주파수보다 높은 주파수에서 공진기가 캐패시터로 보이므로 그림 2의 (c) 서셉턴스 특성에서 볼 수 있듯이 공진점보다 높은 주파수에서 직렬 공진이 발생하며 그 부근에서 더 많은 감쇄가

어난다. 회로에서 서셉턴스 B_r 은 그림 2의 (a)는

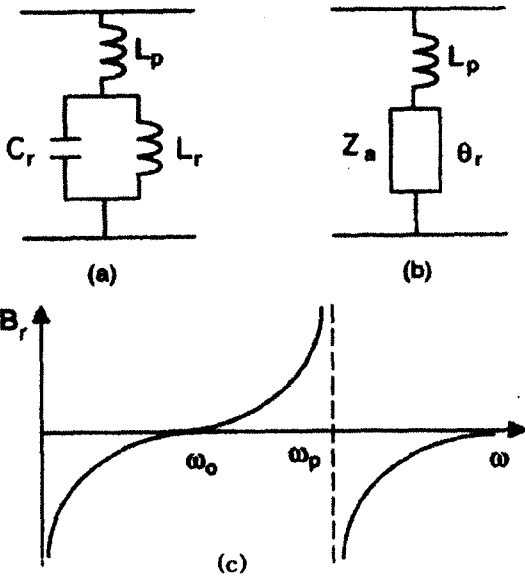


그림 2. 고주파측 저지대역에서 감쇄극 갖는 회로
 (a) 고주파측 저지대역에서 감쇄극 갖는 등가 회로
 (b) 고주파측 저지대역에서 감쇄극 갖는 공진기 구조 등가 회로
 (c) 서셉턴스 특성

Fig. 2. The equivalent circuit with attenuation poles in the upper stop band.
 (a) The equivalent circuit with attenuation poles in the upper stop band
 (b) The equivalent circuit of the resonator structure with attenuation poles in the upper stop band
 (c) The susceptance characteristic of (b) in the lower stop band.

식(3)으로 (b)는 식(4)로 주어진다.

$$B_r = \frac{1 - \omega^2 L_r C_r}{\omega [(\omega^2 L_p L_r C_r - (L_r + L_p)]]} \quad (3)$$

$$\omega_p = 0, \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} + \frac{1}{L_p C_r}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \infty$$

$$B_r = \frac{-1}{\omega L_p + Z_A \tan \theta_r} \quad (4)$$

$$\omega_p = 0, \frac{-Z_A \tan \theta_r}{L_p}$$

$$\omega_0 = \omega (\theta_r = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots), \infty$$

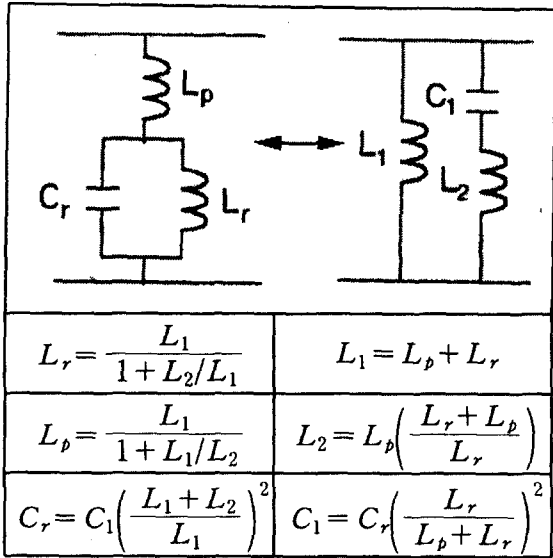
2.2.3 감쇄극 삽입에 따른 쌍극변환 및 Y-Δ 변환

J-인버터를 도입하여 감쇄극을 삽입한 필터를 설계할 때 감쇄극이 없는 경우 J-인버터의 -C 값이 공진기에 흡수되어 문제가 없지만^[4] 감쇄극을 갖는 공진기의 경우 (-)의 소자값을 합해주기 위해서는 공진기를 표 1과 같은 쌍극변환^[6]을 하고 여기에 어드미턴스 값을 더해 줄 수가 있다. 어드미턴스의 (-) 값을 직, 병렬 공진을 갖는 공진기에 더해준 다음에는 다시 원래 모양으로 쌍극변환을 하여 감쇄극을 갖는 공진기와 결합 소자만으로 대역통과 필터를 설계할 수 있다. 감쇄극을 가지는 필터의 설계 과정에서 구해지는 필터는 Y형 회로를 포함하고 있으므로 이러한 형태의 회로는 Y-Δ 변환을 통하여 변환한다.

표 1. 쌍극 변환 등가 회로 값

Table 1. The equivalent circuit value of dipole transformation

$L_r = L_1 \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2$	$L_1 = L_r \left(\frac{C_r + C_p}{C_p} \right)^2$
$C_p = C_1 + C_2$	$C_1 = \frac{C_p}{1 + \frac{C_p}{C_r}}$
$C_r = C_1 \left(\frac{C_1 + C_2}{C_2} \right)$	$C_2 = \frac{C_p}{1 + \frac{C_r}{C_p}}$



2.3 타원 함수를 이용한 대역 저지 필터^{5,6)}

대역 저지 필터는 같은 크기의 대역통과필터에 비하여 삽입 손실 측면에서 유리하고 spurious 특성을 개선시킬 수 있다는 장점이 있다. 설계 방법이 복잡하다는 단점이 있으나 좋은 cut off 특성을 갖고 저지 대역에서 일정한 리플을 갖는 타원형 대역 저지 필터를 설계한다. 타원형 대역 저지 필터를 설계하기 위해서는 고역 통과 필터를 설계하여 대역 저지 여파기로 변환하는 것이 편리하므로 먼저 고역 통과 필터를 설계한다. 그림 3의 고역통과 필터를 대역 저지 여파기로 변형시키기 위해서는 먼저 ABCD 파라미터에 의해 정의되는 특성 임피던스 Z_0 를 1로 정규화된 위상 변위기를 사용해서 prototype에 나타나는 주파수에 대해 불변하는 인덕턴스를 없애는 것이 필요하며 그림 3에 이의 변환 과정을 나타내었다. 변환 과정을 살펴보면 첫 번째 회로에서

$$Y_r = G_r + G_r, \quad Z_r = \Omega L_r + R_r$$

이라 하면 Z_r 을 ideal transformer에 의해 변환한 Z_r' 은 다음과 같다.

$$Z_r' = \frac{Z_r}{n_r^2} = \Omega L_r' + R_r' \quad \text{----- (5)}$$

두 번째 회로에서 r구간으로부터 r+1구간까지의 transformer 회로를 하나의 위상 변위기로 놓으면 r구간에서 r+1 구간의 ABCD parameter는 다음식과 같이 쓸 수 있고

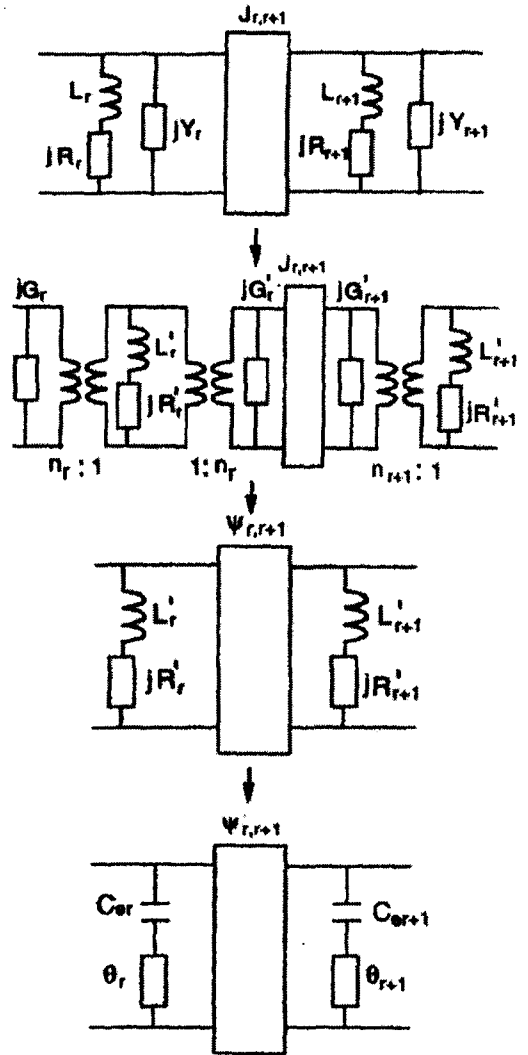


그림 3. 고역통과필터로부터 대역저지필터로의 변환
Fig. 3. The transformation of band reject filter from high pass filter

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{n_r} & 0 \\ 0 & n_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j} \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jG_{r+1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{r+1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{n_{r+1}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$Z_0 = 1$ 로 정규화된 ideal 위상 변위기의 parameter는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \cos \Psi_{r,r+1} & j \sin \Psi_{r,r+1} \\ j \sin \Psi_{r,r+1} & \cos \Psi_{r,r+1} \end{bmatrix} \quad \text{----- (7)}$$

식 (6)과 (7)이 등가가 되도록 하면 n_{r+1} , G_{r+1} , $\psi_{r,r+1}$ 는

$$n_{r+1} = \frac{\sqrt{1 + n_r^4 G_r'^2}}{n_r J_{r,r+1}},$$

$$G_{r+1} = \left(\frac{n_r}{n_{r+1}}\right)^2 G_r'$$

$$\psi_{r,r+1} = \tan^{-1}\left(-\frac{1}{n_r^2 G_r'}\right) \text{----- (8)}$$

이 된다.

다음으로 jR_r' , L_r' 의 직렬 회로를 대역 저지 여파기의 변환식을 이용하여 변환한다.

$$W_r = \frac{1}{n_r^2} \left[\frac{\alpha}{2} L_r \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + R_r \right] \text{----- (9)}$$

최종적으로 (9)식을 캐패시터 C_{er} 와 공진기가 직렬인 형태로 변환하기 위한 회로의 임피던스는 식 (10)으로 표현된다.

$$W_r' = \frac{Z_0}{Z_0} \tan\left(\theta_r \frac{\omega}{\omega_0}\right) - \frac{1}{\omega_0 Z_0 C_{er}} \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right) \text{---- (10)}$$

이때 Z_0 , Z_0 는 각각 공진기의 특성 임피던스, 부하의 저항이다.

2.3.1 위상 변위기의 집중정수화

위상 변위기는 그림 4에서 처럼 대역저지 필터의 통과대역 중심주파수(ω)에서 ABCD 파라미터를 이용하여 π 형 LC회로로 변환되며 L_s , C_p 는 다음과 같다.

$$L_s = \frac{Z_0 \sin \psi}{\omega}, \quad C_p = \frac{\tan\left(\frac{\psi}{2}\right)}{\omega Z_0} \text{---- (11)}$$

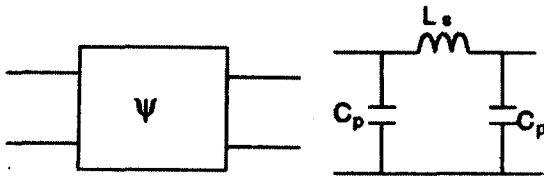


그림 4. 위상 변위기의 π 형 LC회로로의 변환
Fig. 4. Conversion of phase shifter into π type LC circuit

2.3.2 삽입 손실의 보상

대역저지 여파기로의 변환 과정에서 주파수 의존성이 없다고 가정한 Y_r, R_r 이 위상 변위기와 직렬 공진기로 바뀌어지면서 주파수 의존성이 있는 소자로 변환되었기 때문에 중심 주파수 이외의 대역에서 특성이 변할 것으로 예상된다. 따라서 그림 5와 같이 직렬 공진기측의 리액턴스를 $X_1 (= W_r')$, 병렬 인덕턴스 L_s 를 리액턴스 X_2 로 놓고 통과 대역의 위쪽 주파수 ω_s 에서 식(12)를 만족시키는 L_s 를 구한다.

$$\frac{dW_r}{dw} \Big|_{w=\omega_s} = \frac{dX_1}{dw} \Big|_{w=\omega_s},$$

$$\frac{1}{X_1} = \frac{1}{X_2} + \frac{1}{X_1} \text{---- (12)}$$

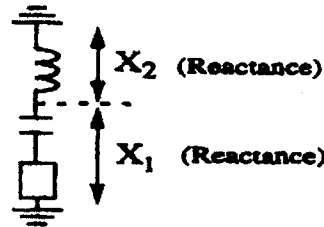


그림 5. 삽입손실 보상회로
Fig. 5. Insertion loss compensation circuit

2.4 분기 회로 삽입에 의한 듀플렉서 합성

송신 필터와 수신 필터의 결합을 통해 듀플렉서를 구성하기 위해서는 각각 상대 필터의 중심 주파수에서 송신 회로와 수신 회로와의 결합을 없애기 위해 본 논문에서는 결합점 상대측 중심주파수에서 각각의 입력 어드미턴스가 0이 되도록 결합점과 송,수신 필터 사이에 적절한 길이의 전송 선로를 연결했다.

2.5 듀플렉서의 설계 흐름도

본 논문에서는 2절에서의 이론을 바탕으로 수신 필터는 3개의 공진기를 사용하여 체비세프형 대역통과 필터를 설계한 후 감쇄극을 가지는 이론을 적용하였다. 송신 필터는 보상회로를 첨가하여 타원형 저지 대역 필터를 설계하였고 설계된 두 개의 필터가 상호간섭을 일으키지 않도록 분기회로를 결합시켰으며 설계 흐름도를 그림 6에 나타내었다.

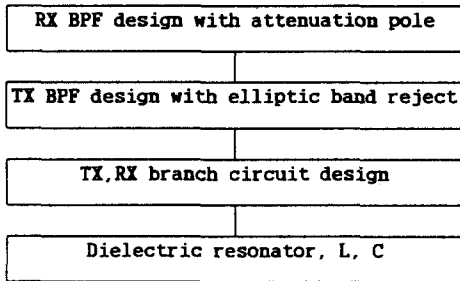


그림 6. 듀플렉서의 설계 흐름도
Fig. 6. Design process of the duplexer

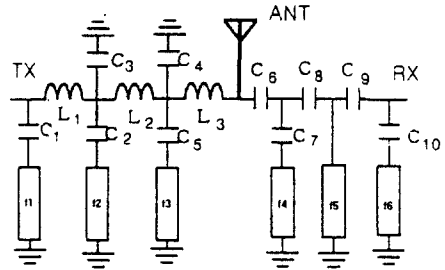


그림 7. 듀플렉서 등가회로
Fig. 7. Equivalent circuit of duplexer

3. 듀플렉서의 설계 및 시뮬레이션

1.9GHz대역에서 실제 사용되는 듀플렉서를 설계하기 위하여 송신 필터는 보상 회로를 첨가하여 삽입 손실이 양호하고 감쇄 특성이 좋은 타원형 저지대역 필터로 설계하고 수신 필터는 공진기의 개수를 줄이기 위하여 감쇄극을 포함한 대역 통과 필터로 설계하였으며 듀플렉서의 규격은 표 2와 같다.

표 2. 듀플렉서의 규격
Table 2. Specification of duplexer

	중심주파수 및 통과대역 (MHz)	통과대역내 삽입손실	통과대역내 리플	통과대역내 반사손실	감쇄대역내 감쇄량
송신단	1890 ± 15	2.5 dB 이하	0.5 dB 이하	25dB 이상	30dB 이상
수신단	1945 ± 15	3.0 dB 이하	0.5 dB 이하	25dB 이상	35dB 이상

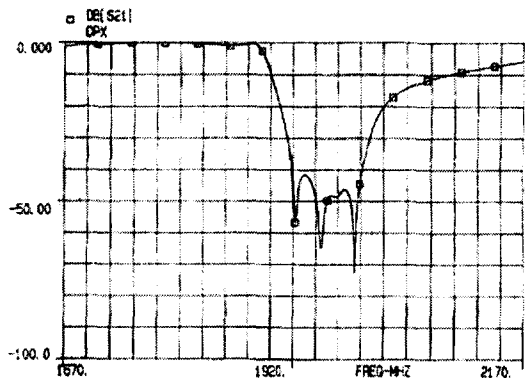
듀플렉서의 특성을 만족하면서 최소의 공진기를 사용하기 위한 회로를 설계하여 본 결과 그림 7과 같은 등가회로를 얻을 수 있었다.

송,수신단에 각각 3개의 공진기를 이용하고 3개의 인덕터와 10개의 캐패시터로 구성할 수 있었다. 본 설계의 특징으로는 현재 상용화된 듀플렉서의 경우 수신단에 공진기 수가 4개인데 비하여 3개로도 제작 가능함을 알 수 있었다. 표 3은 그림 8의 듀플렉서 회로 설계 결과인 공진기의 공진 주파수, 캐패시턴스, 인덕턴스를 표 3에 나타내었다.

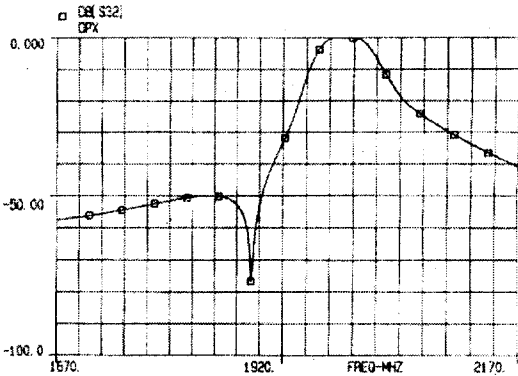
그림 8에 RF 시뮬레이션 프로그램인 "Touchstone" 를 이용하여 최적화 시킨 결과를 나타내었으며 (a)는 송신 대역이고 (b)는 수신 대역의 특성이다. 시뮬레이션 결과 송신단 중심 주파수 및 통과대역이 1890 ± 15 MHz이고 수신단의 경우도 중심 주파수 및 통과대역이 1890 ± 15 MHz로 규격과 잘 일치함

표 3. 듀플렉서의 등가회로의 시뮬레이션 결과
Table 3. Simulation results of equivalent circuit elements of duplexer

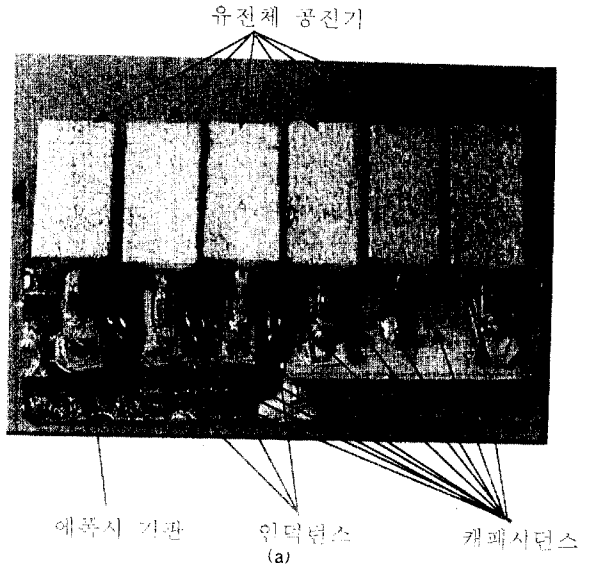
component	value	component	value
f ₁ (resonator)	2100[MHz]	C ₄	0.32[pF]
f ₂ (resonator)	2053[MHz]	C ₅	0.13[pF]
f ₃ (resonator)	2028[MHz]	C ₆	0.65[pF]
f ₄ (resonator)	2060[MHz]	C ₇	0.55[pF]
f ₅ (resonator)	2048[MHz]	C ₈	0.13[pF]
f ₆ (resonator)	2052[MHz]	C ₉	0.91[pF]
		C ₁₀	1.23[pF]
C ₁	0.64[pF]	L ₁	10.8[nH]
C ₂	0.40[pF]	L ₂	38.1[nH]
C ₃	0.48[pF]	L ₃	15.3[nH]



(a)



(b)



(a)

그림 8. 듀플렉서의 송,수신대역 시뮬레이션 결과
(a) 송신 대역 (b) 수신 대역

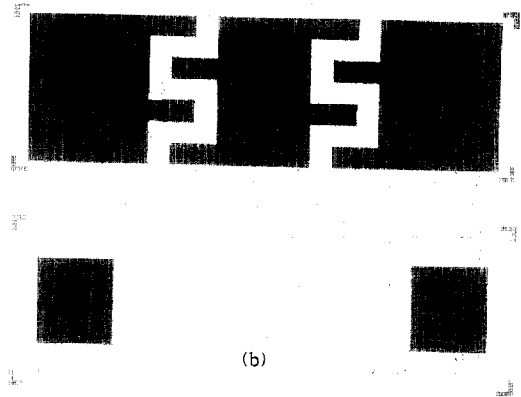
Fig. 8. The simulation results transmitting and receiving characteristics of duplexer
(a) Transmitting band
(b) receiving band

을 볼 수 있다. 삽입 손실의 경우 공진기, 캐패시터, 인덕터의 손실을 고려하지 않았기 때문에 0.5 dB이하로 규격인 송신단 2.5 dB 수신단 3.0 dB이하보다 우수한 특성을 보이고 있다.

4. 듀플렉서의 제작 및 특성 검토

설계 이론으로부터 그림 8의 듀플렉서 회로와 표 3의 공진기 공진 주파수, 캐패시턴스, 인덕턴스를 이용하여 듀플렉서를 제작하였다. 유전체 공진기 제작 공정 및 특성은 기존에 보고한 대역 통과 필터 제작시와 동일하였으며¹⁴⁾ 듀플렉서 제작에서의 결합 캐패시터들은 기존과 동일하게 interdigital 캐패시터 구조로 제작하고 pole 및 입출력 캐패시터는 평판 캐패시터로 제작하였다. 인덕턴스는 코일을 감아서 사용하였으며 그림 9 (a)는 PCB 기판위에 유전체 공진기와 코일, 캐패시터를 이용하여 실제 제작한 듀플렉서의 사진으로서 크기는 24×15mm이고 그림 9 (b)는 수신단의 interdigital 캐패시터를 구현한 패턴이다.

그림 10 (a)는 송신단의 필터 특성으로 ①은 유전체 공진기, 캐패시터 및 인덕턴스를 장착한 후 측정 한 값으로서 중심주파수의 경우 15 MHz정도 낮고



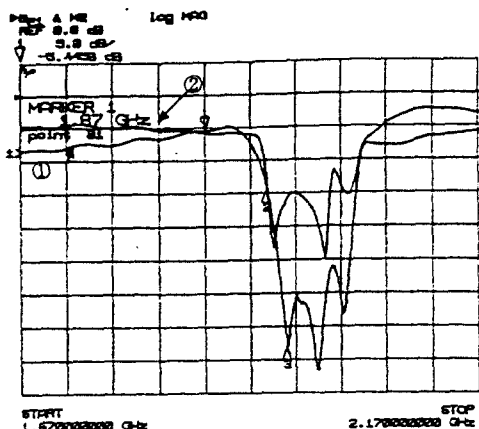
(b)

그림 9. 듀플렉서 사진 및 수신 대역 캐패시턴스 구조
(a) 듀플렉서 사진 (b) 캐패시턴스 구조

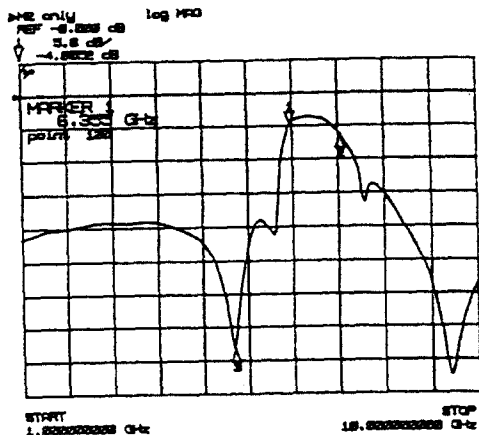
Fig. 9. The capacitance structure of receiving band and photograph of duplexer.

(a) Photograph of duplexer
(b) Capacitance structure

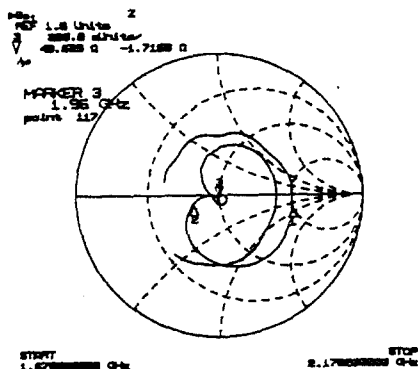
통과대역 내에서의 리플이 크게 나타남을 볼 수 있다. ②는 유전체 공진기, 인덕턴스 및 캐패시터를 미세 조정 후의 결과이다. 유전체 공진기의 하단 부분의 미세조정을 통하여 중심 주파수를 조정하였으며 캐패시턴스 C3, C4 및 인덕턴스 L3를 조정하여 리플을 개선할 수 있었다. 통과 대역에서의 삽입 손실의 경우 -5.4dB로서 규격에는 만족하는 값을 얻지 못하였으며 이와 같은 결과는 각 구성 소자들의 손실과 캐패시터와 공진기간의 접합점에서의 손실에 의한



(a)



(b)



(c)

그림 10. 듀플렉서의 송,수신 대역 특성
(a) 송신 대역 (b) 수신 대역
(c) 특성 임피던스

Fig. 10. The practical result transmitting and receiving characteristics of duplexer
(a) Transmitting band
(b) Receiving band
(c) Characteristics Impedance

것으로 예상된다. (b)는 수신단의 필터 특성으로서 중심주파수가 고주파대역쪽으로 30 MHz 이동하고 삽입 손실이 크게 나타남을 볼 수 있다. 이와 같은 결과는 송신 대역의 경우에서도 나타난 결과로서 유전체 공진기와 캐패시턴스의 결합에 있어서 기생 용량과 시뮬레이션에서 고려치 않은 기생 캐패시턴스 및 인덕턴스에 의한 결과로 판단된다. (c)는 듀플렉서의 특성임피던스 특성곡선으로서 특성임피던스가 48.3Ω으로 임피던스 정합이 양호함을 볼 수 있다.

5. 결론

듀플렉서의 송,수신필터에 사용되는 공진기에 감쇄극을 넣어 유극화시키는 방법 및 타원 함수를 이용한 대역 저지 필터 설계 방법을 이용하여 시뮬레이션 한 결과 공진기 6개 캐패시터스 10개, 인덕터스 3개로 구현 가능함을 알 수 있었다. 또한, 본 결과를 바탕으로하여 "Touchstone"를 이용하여 확인한 결과 설계과정이 타당함을 알 수 있었다. 반면에 시뮬레이션 결과를 이용하여 실제로 듀플렉서를 제작한 결과, 규격에 만족하는 특성을 얻지 못하였으며 이와 같은 결과는 제작과정에서 발생하는 기생 용량과 접합점등에서의 손실과 특성을 고려하지 않아서 나타나는 결과로 예상된다.

참고 문헌

1. James K, Plourde and Chung-li Ren, "Application of dielectric resonator in microwave component," IEEE Trans, Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, pp.754-770, Aug., 1981.
2. Jeong-Soo Lim and Dong Chul Park, "A modified chebyshev bandpass filter with attenuation poles in the stopband," IEEE

- Trans, Microwave Theory and Tec.
Vol. 45, No.6, pp.898-904, June., 1997.
- 3.. 윤중락, 권정열, 이현용, 김경용, "(Zr_{0.65},Sn_{0.35})Ti_{1.04}O_{4.04}계 세라믹스의 NiO 첨가량에 따른 고주파 유전 특성", 한국전기전자재료학회지, Vol.8, No.5, pp.594-600, 1995
 - 4.. 윤중락, 이현용, "(Zr,Sn)TiO₄계 세라믹스를 이용한 PCS용 송,수신 대역통과 필터의 설계 및 구현", 한국전기전자재료학회지, Vol.9, No.9, pp.933-941, 1996
 5. Anatol I. Zverev, Handbook of filter synthesis, New York: John Wiley & Sons, 1967
 6. Hruo Matsumoto, Toshio Mshkawa "Design of miniaturized dielectric duplexer with attenuation poles," 일본전자정보통신학회 논문지, Vol. J76-C-1, No.5, pp.164-172, May, 1993.
 7. 김정석 "800MHz 대역 휴대용 이동전화기를 위한 듀플렉서의 설계 및 제작" 석사학위 논문, 한국과학기술원, 1996.