

유전체 공진기를 이용한 이동통신 단말기용 듀플렉서 필터 설계

김영수 · 안종구 · 최재하
전자공학과

<요약>

본 논문에서는 고유전율을 갖는 유전체 세라믹 재료를 이용하여 유전체 공진기 듀플렉서 필터를 설계하였다. 기존의 듀플렉서 필터는 송신 3차, 수신 4차로 각 공진기를 횡으로 배열하는 구조를 갖는다. 본 논문에서는 송수신단 공진기를 수직으로 배열한 구조로 설계하였다. 송신단과 수신단을 동일한 4차 필터로 구현하여 송신단에서 충분한 감쇠를 얻을 수 있었으며, 송·수신단에서의 통과대역은 각각 1.750~1.780GHz, 1.840~1.870GHz로 30MHz의 대역폭을 가지며 각 단에서의 신호의 분리도는 약 34dB 이상이며, 부피는 16mm x 6.77mm x 4mm로 0.433cc로 상용화된 필터의 약 90.2%로 설계하였다. 각각의 유전체 공진기는 원형 동축형을 사용하였으며, 제작공정의 단순화를 위해 각 공진기의 내·외경을 동일하게 하고 각 공진기의 공진 주파수는 공진기의 길이를 조절해 휴대전화 대역에 적합한 구조와 특성을 갖도록 설계하였다.

Design of Duplexer Filter Using Dielectric Resonator for Mobile Communication Handy Set

Yeong Soo Kim · Chong Koo An · Jae Ha Choi
Dept. of Electronic Engineering

<Abstract>

In this paper, a duplexer filter for mobile communication is designed using dielectric resonators with high dielectric constant ceramic materials. A commercial duplexer filter for mobile communication handy set is consist of horizontal array, and each sections of duplexer have 3 pole for Tx and 4 pole for Rx. In this paper, the designed filter have the structure of vertical array, and each sections of Tx and Rx have 4 pole. As a

results, Tx sections have enough attenuations at Tx stopband frequencies. The passband of each sections; Tx, Rx, are 1.750-1.780GHz, 1.840-1.870GHz, so have 30MHz bandwidth, and the isolations between Tx and Rx bands are more than about 34dB. The physical size of designed duplexer filter is 16mm x 6.77mm x 4mm, equals 0.433cc, and it is about 90.2% of commercial filter size. Each dielectric resonators are designed by stepped impedance resonators with equal size of inside and outside diameters for simple fabrications. The resonant frequencies of each resonators are tuned by each resonator length, and the structure and characteristics are well suited for PCS(Personal Communication Systems) service.

I. 서 론

정보통신의 개인화가 급격히 이루어져 이동통신 분야는 최근 수요의 폭증으로 인한 아날로그 방식의 채널한계로 통신방식의 디지털화가 급격히 진행중이다. 또한 이동통신 주파수 대역도 800 - 900 MHz에서 개인통신시스템(PCS : Personal Communication System)에서는 1.7 - 1.9 GHz 대역으로 사용 주파수 대역이 높아지고 있으며, 이동통신 서비스의 발전과 함께 이동통신 단말기의 수요 또한 향후 지속적으로 증가할 전망이다.

그림1-1은 PCS 단말기의 내부 구성도를 나타내고 있으며 800 MHz 이동통신 단말기의 구성과 유사하며 전체적으로 RF(radio frequency) 처리부, 베이스밴드 처리부 및 음성 처리부로 구성된다.

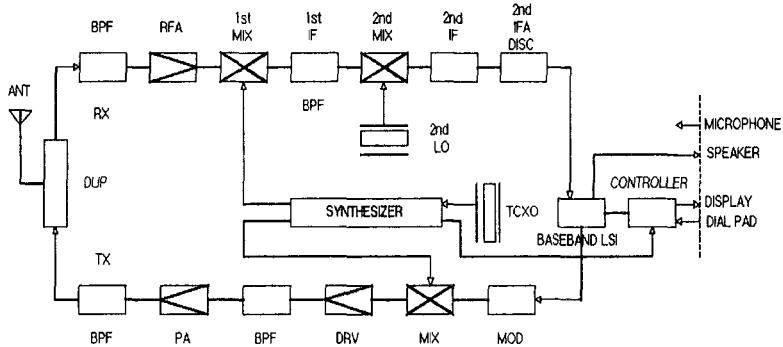


그림1-1 이동통신 단말기의 내부 구성도
Fig.1-1 Block diagram of mobile communication handy set

최근 이동통신 단말기의 소형, 경량, 저전력화에 따라 소요부품도 소형, 경량, 저전력형의 특성이 요구되고 있다. RF 유전체 필터는 1970년대 말 이동통신 초기의 차량전화에 탑재되어 사용된 이래 최근까지 사용되고 있는 필터이다. 이 필터는 손실이 작고, 감쇠특성이 우수하며, 온도특성, 내전력성 등의 장점이 있다. 유전체 공진기는 소형화를 위하여 TEM(Transverse ElectroMagnetic) 모드로 1/4 파장을 사용하고 있으며, 기본 소재는 유전체 세라믹으로써 충격 및 진동등에 대한 기계적 특성도 우수하다.

설계할 필터의 크기를 줄이기 위해서는 유전체의 유전율이 높은 재료를 선택해야 한다. 그

더므로 본 연구에서는 기존의 상용화되어 있는 유전율 30 - 40의 유전체 공진기를 이용한 듀플렉서보다 더 소형화된 $\epsilon_r=90$ 인 고유전율을 갖는 유전체 공진기를 이용하여 PCS 대역인 1.7 - 1.9 GHz 대역에서 동작하는 듀플렉서 필터를 설계하였다. 듀플렉서 필터는 안테나에 직접 결합되기 때문에 원하는 신호를 송수신하기 위해서는 다른 필터보다 감쇠특성이 더 요구되므로 일반적으로 송신 3차, 수신 4차 필터를 사용한다. 그러나 본 연구에서는 공진기를 수직으로 배열 함으로써 송신단과 수신단 필터의 차수를 같게 할 수 있는 구조적 특징을 가지므로 송신 4차, 수신 4차로 설계 하였다.

설계 방법은 각 유전율에 따른 유전체 공진기의 공진특성을 C-언어로 프로그래밍하여 조사하고, 이를 기본으로 송신단과 수신단의 기본 필터회로를 구성하여 각각 시뮬레이션 및 최적화하고, 각 단의 손실과 임피던스 정합을 고려한 전체적인 듀플렉서 필터를 설계하였다. 설계 tool로는 초고주파 설계 소프트웨어인 super-compact v.6.5를 이용하였으며, 사용환경은 Pentium II 64M RAM PC을 이용하였다.

II. 유전체 공진기 필터의 해석

2.1 유전체 공진기의 구조

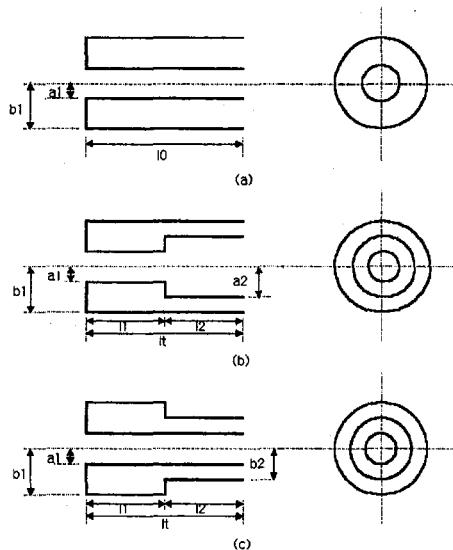


그림2-1 유전체 공진기의 구조
Fig.2-1 Structure of dielectric resonators
(a) UIR (b) SIR type A (c) SIR type B

UIR은 SIR 구조에서 l_1 과 l_2 의 내경과 외경이 동일한 구조를 가지므로 SIR의 특수한 경우로 고찰될수 있다. 따라서 SIR의 공진특성을 해석한다.

2.2 SIR의 공진 특성

SIR은 특성 임피던스가 Z_1 또는 어드미턴스가 Y_1 이고 길이가 l_1 인 전송선로와 특성 임피던스가 Z_2 또는 어드미턴스가 Y_2 이고 길이가 l_2 인 전송선로로 구성되어 있다.

공진기의 개방면에서 본 입력 어드미턴스 Y_i 는 다음 식(2-1)과 같다.

$$Y_i = j Y_2 \frac{Y_2 \tan \beta l_1 \tan \beta l_2 - Y_1}{Y_2 \tan \beta l_1 + Y_1 \tan \beta l_2} \quad (2-1)$$

위의 식(2-1)에서 공진조건시 $Y_i=0$ 이어야 하므로

$$Y_2 \tan \beta l_1 \tan \beta l_2 - Y_1 = 0 \quad (2-2)$$

식(2-2)에서 Y_1/Y_2 의 비를 구하면

$$\tan \beta l_1 \tan \beta l_2 = Y_1/Y_2 = Z_2/Z_1 \equiv K \quad (2-3)$$

이 되며, 여기서 각 파라미터는 다음과 같다.

$$\beta = \sqrt{\epsilon_r} \cdot 2\pi/\lambda_0$$

$$Z_1 = 1/Y_1 = 60 \ln(b_1/a_1)/\sqrt{\epsilon_r}$$

$$Z_2 = 1/Y_2 = 60 \ln(b_1/a_2)/\sqrt{\epsilon_r}, \quad \text{type A}$$

$$= 60 \ln(b_2/a_1)/\sqrt{\epsilon_r}, \quad \text{type B}$$

ϵ_r = relative dielectric constant of material

λ_0 = wavelength in free space

공진기의 물리적인 길이는 식(2-3) 으로부터 유도된다. 먼저 l_2 를 구하면

$$l_2 = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left(\frac{K}{\tan \beta l_1} \right) \quad (2-4)$$

이 된다. 그러므로 SIR 공진기 전체의 길이는 다음 식(2-5)과 같다.

$$l_t = l_1 + l_2 = l_1 + \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left(\frac{K}{\tan \beta l_1} \right) \quad (2-5)$$

SIR의 경우, $l_1 = l_2 = \tan^{-1} \sqrt{K}/\beta$ 일 때 공진기는 최소의 길이를 가지며, 최소의 공진기 길이는 다음과 같다.

$$l_{t \min} = \frac{2 \tan^{-1} \sqrt{K}}{\beta} \quad (2-6)$$

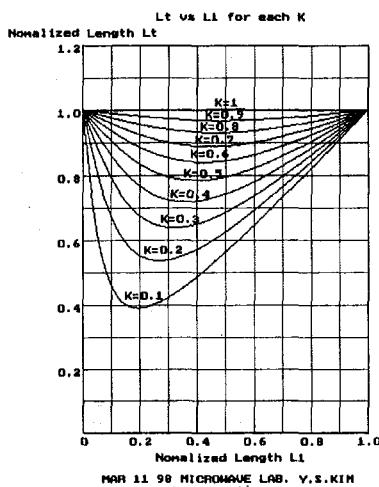


그림2-2 SIR의 공진기 길이와 임피던스 비 K의 관계

Fig.2-2 Relations of SIR length and impedance K

그림2-2는 $\epsilon_r=90$ 일 때의 공진기 길이와 임피던스 비 K의 관계를 나타내며, l_1 과 l_2 는 $\lambda_0/4$ 로 정규화된 값이다. 그리고 K=1일 때는 UIR, $0 < K < 1$ 은 SIR을 나타낸다. SIR의 경우, $l_1 = l_2$ 일 때, 공진기는 최소의 길이를 가짐을 알 수 있다. 공진기 설계시 스펜리스(spurious) 공진특성이 고려되어야 한다. SIR의 경우, $l_1 = l_2$ 일 때, 식(2-3)으로 부터

$$\tan^2 \beta l = K \quad (2-7)$$

$$\beta l = n\pi \pm \tan^{-1} \sqrt{K} \quad (2-8)$$

가 되며, 위 조건에 의해서 스펜리스 공진 주파수 f_{sn} ($n=1, 2, 3, \dots$)는

$$f_{sn} = \left(\frac{n\pi}{\tan^{-1} \sqrt{K}} \pm 1 \right) f_0 \quad (2-9)$$

가 되며, 스펜리스 공진 주파수는 임피던스 비 K로 조정 가능하다. 그림3-3은 스펜리스 공진 주파수와 K의 관계를 나타낸다.

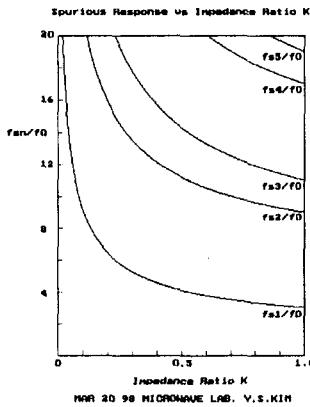


그림2-3 SIR의 스팸리스 공진 주파수와 K의 관계
Fig.2-3 SIR spurious resonance frequency vs K

SIR의 경우 임피던스 비 K의 값을 조정함으로써 스팸리스 공진 주파수의 조정이 가능하며, 특정 주파수 대역의 고조파 전송특성을 억제시킬 수 있는 장점이 있다.

2.3 무부하 Q (Unloaded_Q)

무부하 Q는 동축형 공진기(coaxial resonator)의 직경을 결정하는 중요한 파라미터다. 유전체로 채워진 SIR의 무부하 Q 즉, Q_0 는 TEM mode의 전자계 field를 해석해서 얻어지며 다음과 같다.

$$Q_0 = \frac{Q_c}{1 + Q_c \tan \delta} \quad (2-10)$$

여기서, $\tan \delta$ 는 유전체 재료의 loss tangent이고 Q_c 는 도체손실에 기인하는 것으로 그림2-1의 type A에 대해

$$Q_c = \frac{2b_1}{\delta} \frac{A_1 \ln(b_1/a_1) + A_2 B_2 \ln(b_1/a_2)}{A_1 \{1 + (b_1/a_1)\} + A_2 B_2 \{1 + (b_1/a_2)\} + (8\pi\sqrt{\epsilon_r b_1/\lambda_0}) \{ \ln(b_1/a_1) + B_1 \ln(a_2/a_1) \}} \quad (2-11)$$

type B 구조에 대해 다음과 같이 정의된다.

$$Q_c = \frac{2b_1}{\delta} \frac{A_1 \ln(b_1/a_1) + A_2 B_2 \ln(b_2/a_1)}{A_1 \{1 + (b_1/a_1)\} + A_2 B_2 \{ (b_1/b_2) + (b_1/a_1) \} + (8\pi\sqrt{\epsilon_r b_1/\lambda_0}) \{ \ln(b_1/a_1) + B_1 \ln(b_1/b_2) \}} \quad (2-12)$$

일반적으로 공진기 길이를 줄이기 위해서 임피던스의 비(impedance ratio) K를 1보다 작은 값으로 둔다. 따라서 원통동축형의 경우에 $b_1 > b_2$ 이 된다. 만약 K와 b_1 이 고정 되었다고 가정하면, type A가 type B 보다 조금 높은 무부하 Q를 가진다.

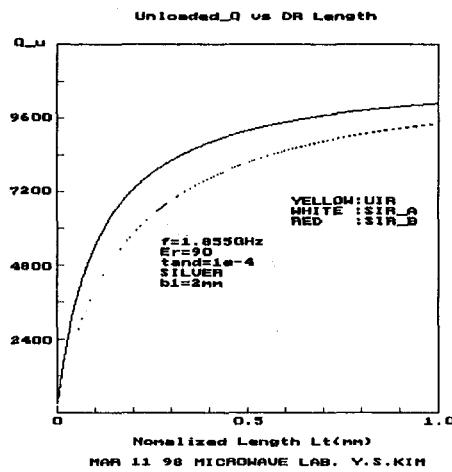


그림2-4 무부하 Q와 공진기의 길이

Fig.2-4 Unloaded Q vs DR length

그림2-4는 공진 주파수 $f_0=1.855$ GHz, $\epsilon_r=90$ 일 때 Q와 공진기의 길이 사이의 관계를 나타낸다. 그림2-4에서 다른 조건이 동일할 때 UIR이 SIR 보다 더 높은 Q값을 가짐을 알 수 있으며, SIR_A와 SIR_B는 거의 비슷하지만 SIR_A가 조금 높은 Q값을 가진다.

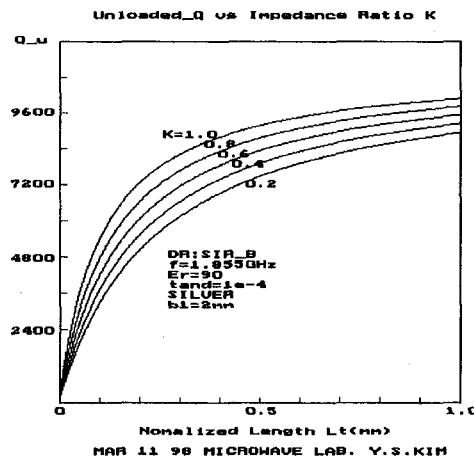


그림2-5 무부하 Q와 임피던스 비 K

Fig.2-5 Unloaded Q vs Impedance ratio K

그림2-5는 무부하 Q와 K의 관계를 나타낸다. SIR의 경우 최소의 공진기 길이를 갖도록 하기 위해서는 K값을 줄여야 한다. 하지만 그림2-5에서 보면 K값을 줄일수록 Q값이 떨어짐을 알 수 있다. 따라서 적절한 K값의 선정이 필요하다. 지금까지 살펴본 유전체 공진기의 특성에 따라 본 논문에서는 제작 공정이 다소 편리한 SIR_B를 선택하여 설계 하였다.

2.4 어드미턴스 슬롭 파라미터(Admittance Slope Parameter)

대역통과 필터를 설계하기 위해서는 어드미턴스 슬롭 파라미터 b 가 결정되어야 하며 이는 다음에 설명될 변환기 소자값을 결정하는 데 이용되며 어드미턴스 슬롭 파라미터의 정의는 유전체 공진기의 경우, 다음식으로 표현된다.

$$b = \frac{\theta_{01} Y_2}{2} \left\{ \frac{l_2}{l_1} + \frac{K(1 + \tan^2 \theta_{01})}{K^2 + \tan^2 \theta_{01}} \right\} \quad (2-13)$$

여기서

$$\theta_{01} = \beta l_1 \Big|_{\omega = \omega_0}$$

위의 식(2-13)은 $l_1 = l_2$ 이 될 때, 즉 공진기 길이가 최소일 조건일 때, 다음과 같이 간단히 표현된다.

$$b = \frac{\theta_{01} Y_2}{2} \cdot 2 = \theta_{01} Y_2 \quad (2-14)$$

III. 유전체 공진기 필터의 설계

3.1 기본형 저역통과 필터

LC 네트워크를 이용한 기본형 체비셰프 저역통과 필터의 회로는 그림 2-3과 같다.

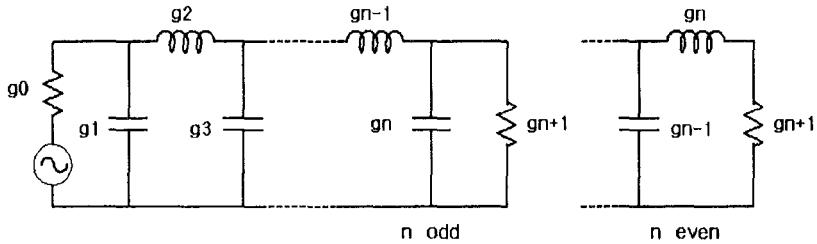


그림3-1 기본형 저역통과 필터
Fig.3-1 Lowpass prototype filter

필터의 차수, 통과대역 리플, 상대적 대역폭이 주어지면 다음식들에 의해 기본형 체비셰프 저역통과 필터의 소자값들을 구할 수 있다.

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (3-1)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad (3-2)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad (n \text{ odd}) \quad (3-3)$$

$$= \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \quad (n \text{ even}) \quad (3-4)$$

여기서, 각 파라미터의 정의는 다음과 같다.

$$\beta = \ln(\coth \frac{L_A}{17.37})$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right]$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right)$$

지금까지 설계된 LC 네트워크를 이용한 저역통과 필터는 저주파 필터에서도 사용될 수 있으며 초고주파 필터의 구현을 위해 주파수 치환과정을 통해 분포정수 소자로 구현한다. 전송선로 필터(MIC 필터)의 변환과정은 Richard 변환과 Kuroda 변환공식 등을 이용하며, 특히 협대역 대역통과 여파기 설계시에는 변환기(Converter)를 이용하면 매우 유용하다.

3.2 어드미턴스 변환기를 이용한 대역통과 필터

대역통과 필터를 구현하기 위해서 각각의 유전체 공진기를 변환기(Converter)를 이용하여 결합한다. 그림3-2는 어드미턴스 변환기를 이용한 일반적인 대역통과 필터이다.

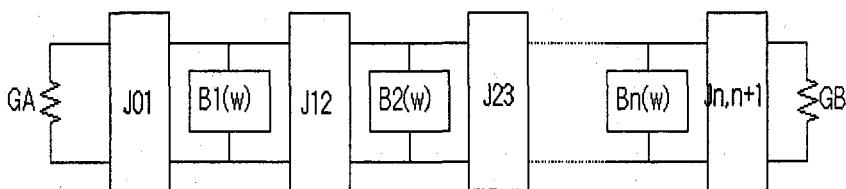


그림3-2 J_Inverter를 이용한 일반적인 대역통과 필터
Fig.3-2 J_Invertor coupled general bandpass filter

3.3 어드미턴스 변환기 소자값의 추출

기본형 저역통과 필터회로와 위의 그림3-2의 입력측의 반사계수는 같다는 조건에서 다음식이 유도되며, 이 식으로 어드미턴스 변환기 소자값을 구할 수 있다. 즉 대역폭, 차수, 슬롭 어드미턴스 파라미터, LPF의 g값 등이 주어지면 J값을 구할 수 있다.

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_A b_1 w}{g_0 g_1 \omega_1}} \quad (3-5)$$

$$J_{j,j+1} = \frac{w}{\omega_1} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad (3-6)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_B b_n w}{\omega_1 g_n g_{n+1}}} \quad (3-7)$$

여기서,

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} : \text{상대적 대역폭(fractional bandwidth)}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} : \text{center frequency}$$

$$\omega_1 = 1 : \text{equal-ripple band edge}$$

$$\omega_1, \omega_2 : \text{lower and upper pass-band-edge}$$

$$g_0, g_1, \dots, g_{n+1} : \text{체비세프 필터의 프로토타입 소자값}$$

3.4 결합용량(coupling capacitance)의 추출

그림3-3은 어드미턴스 변환기를 결합 용량으로, 유전체 공진기를 LC병렬 공진기로 표현한 등가회로이다.

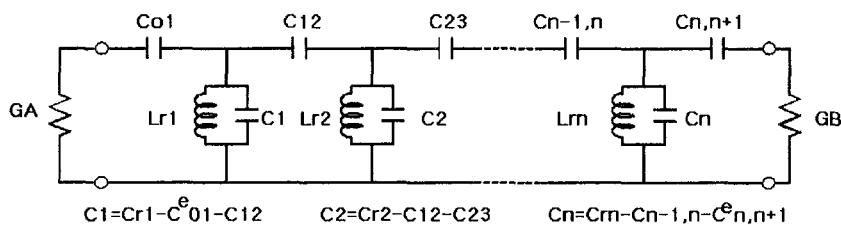


그림3-3 결합 커패시턴스를 이용한 대역통과 필터
Fig.3-3 Capacitance coupled bandpass filter

공진기와 공진기 사이의 결합 커패시턴스의 값은 필터의 차수, 어드미턴스 슬롭 파라미터, 중심주파수가 주어지면 다음식으로 구할 수 있다.

$$C_{01} = \frac{J_{01}}{\omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{J_{01}}{G_A}\right)^2}} \quad (3-8)$$

$$C_{j,j+1} = \frac{J_{j,j+1}}{\omega_0} \quad (j=1 \sim n-1) \quad (3-9)$$

$$C_{n,n+1} = \frac{J_{n,n+1}}{\omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{J_{n,n+1}}{G_B}\right)^2}} \quad (3-10)$$

3.5 공진기의 커패시턴스 값의 추출

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (3-11)$$

$$= \omega_0 C_j = \frac{1}{\omega_0 L_j} = \frac{\omega_1 g_j}{w} \quad mhos \quad (3-12)$$

$$L_{nj} \Big|_{j=1 \text{ to } n} = \frac{1}{C_{nj} \omega_0^2} \quad (3-13)$$

이상의 식들을 이용하여 고유전율 저손실의 세라믹 유전체로 만들어진 공진기를 설계하여 원하는 통과대역과 저지특성을 갖는 대역통과 필터를 설계할 수 있다.

IV. 듀플렉서 필터의 설계

필터에 사용될 각각의 공진기 파라미터를 얻기 위해 C언어를 이용하여 유전체 공진기 파라미터 추출 프로그램을 작성하였다.

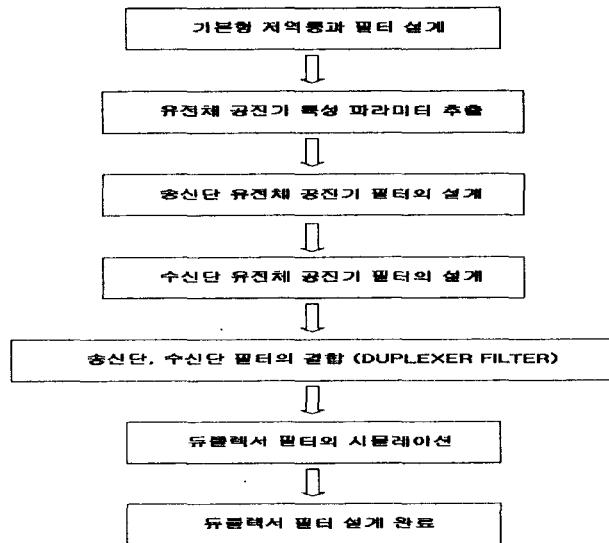


그림4-1 듀플렉서 필터의 설계 순서도
Fig.4-1 Flowchart of duplexer filter design

공진기를 결합하기 위한 어드미티스 변환기 소자값과 결합용량을 구하기 위한 프로그램을 역시 C-언어로 작성하여 등가회로를 구하였다. 이 등가회로를 super-compact tool을 이용하여 송신단, 수신단 필터를 시뮬레이션하고 이를 결합하여 듀플렉서 필터를 구현하고 시뮬레이션 한 다음, 원하는 필터 특성을 갖도록 소자값을 수정하였다. 여기서 구한 최종 파라미터 값을 이용, 역으로 유전체 공진기의 물리적인 치수를 계산하여 PCS 통신 시스템에 적합한 통과대역 특성을 가지는 듀플렉서 필터를 설계하였으며, 설계 순서는 위의 그림4-1과 같다.

4.1 듀플렉서 필터의 구성

듀플렉서 필터는 신호를 안테나로 복사하기 위한 송신단(Tx)과 안테나에서 수신된 신호를 단말기로 수신하기 위한 수신단(Rx)으로 구성되며 개략적인 구성은 다음 그림4-2와 같다.

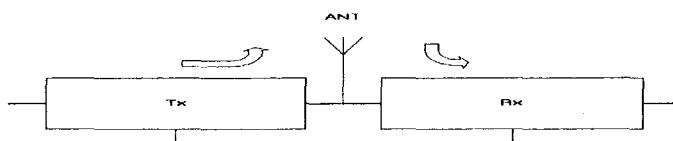


그림4-2 듀플렉서 필터의 구성도
Fig.4-2 Block diagram of duplexer filter

4.2 듀플렉서 필터의 PCS 대역 주파수 할당

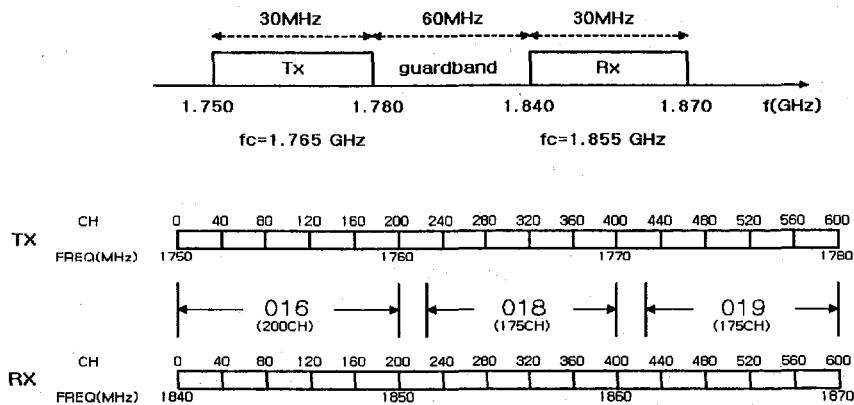


그림4-3 듀플렉서 필터의 PCS 대역 주파수 할당
Fig.4-3 Frequency divisions of PCS band for duplexer filter

4.3 송신단 유전체 공진기 필터 설계

4.3.1 유전체 공진기의 특성파라미터 추출

본 논문에서는 송·수신 필터 결합의 구조적 특성상 수신단과 송신단의 필터 차수를 동일하게 할 수 있는 장점을 살려 송신부 4차, 수신부 4차 필터를 설계하여 송신 필터의 저지

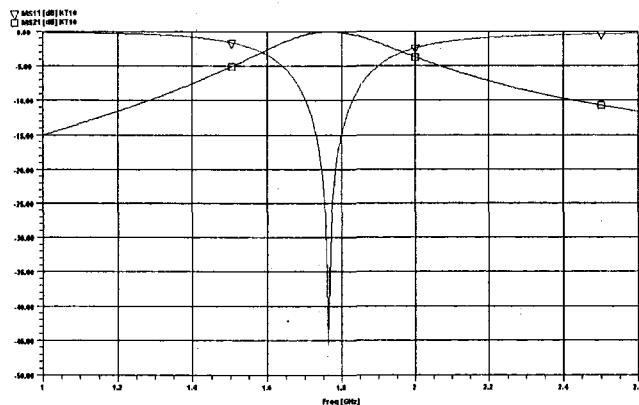


그림4-4 유전체 공진기의 공진특성($f_c=1.765\text{GHz}$)
Fig.4-4 Resonance characteristics of DR ($f_c=1.765\text{GHz}$)

대역에서의 충분한 감쇠특성을 얻었으며, 설계된 공진기의 공진특성은 그림4-4에 도시하였으며, 1.765 GHz에서 정확히 공진하고 있음을 보여준다.

4.3.2 송신단 유전체 공진기 필터 설계

앞 절에서 설계한 유전체 공진기 4개를 병렬로 결합하여 송신단 유전체 공진기 필터를 구현하기 위해 유전체 공진기 대역통과 필터를 설계하는 프로그램을 C-언어를 이용해 작성하였다. 프로그램의 실행 결과, 설계된 공진기 필터의 소자값은 다음 표4-1와 같다.

표4-1 설계된 공진기 필터의 소자값(송신단)
Table 4-1 Element values of designed DR filter(TX)

g	J_inverter	결합 커패시턴스 (pF)	공진기 소자값	
			C(pF)	L(nH)
g1=1.1088	J01=0.0435	C01=3.892	C1=12.545	L1=0.638
g2=1.3062	J12=0.0017	C12=0.156	C2=16.307	L2=0.491
g3=1.7704	J23=0.0014	C23=0.123	C3=16.307	L3=0.491
g4=0.8181	J34=0.0017	C34=0.156	C4=12.545	L4=0.638
g5=1.3554	J45=0.0435	C45=3.892		

설계된 송신단 유전체 공진기 필터의 등가회로를 super compact을 이용하여 시뮬레이션 하였으며, 최적화 과정을 통하여 소자값을 수정하였다. 다음 그림4-5에 송신단의 필터 특성을 도시하였다.

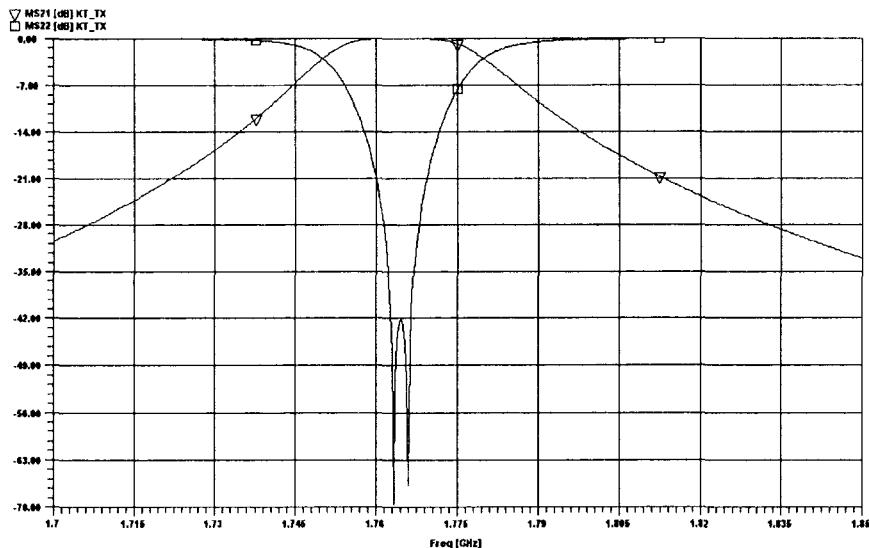


그림4-5 유전체 공진기 필터의 특성(송신단)
Fig.4-5 Characteristics of designed DR filter for TX

4.4 수신단 유전체 공진기 필터 설계

수신단 유전체 공진기 필터의 설계는 앞절의 송신단 설계 순서와 동일하며 송신단과 같이 4차 체비세프 특성을 이용한다.

4.4.1 유전체 공진기의 특성 파라미터 추출

송신단에서의 설계방법과 동일하며 설계된 유전체 공진기는 각각 중심 주파수 1.855 GHz에서 정확히 공진하였으며 공진특성은 그림4-6에 도시하였다.

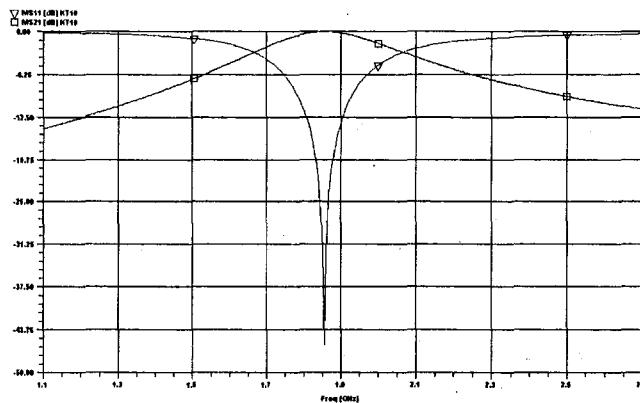


그림4-6 유전체 공진기의 공진특성($f_c=1.855\text{GHz}$)
Fig.4-6 Resonance characteristics of DR ($f_c=1.855\text{GHz}$)

4.4.2 수신단 유전체 공진기 필터 설계

앞 절에서 설계한 유전체 공진기 4개를 병렬로 결합하여 수신단 유전체 공진기 필터를 구현하였으며, 설계된 공진기 필터의 소자값은 다음 표4-2와 같다.

표4-2 설계된 공진기 필터의 소자값(수신단)
Table4-2 Element values of designed DR filter for RX

g	J_inverter	결합 커패시턴스 (pF)	공진기 소자값	
			C(pF)	L(nH)
g1=1.1088	J01=0.0425	C01=3.622	C1=12.030	L1=0.603
g2=1.3062	J12=0.0017	C12=0.142	C2=15.534	L2=0.467
g3=1.7704	J23=0.0013	C23=0.112	C3=15.534	L3=0.467
g4=0.8181	J34=0.0017	C34=0.142	C4=12.030	L4=0.603
g5=1.3554	J45=0.0425	C45=3.622		

설계된 송신단 유전체 공진기 필터의 등가회로를 super compact을 이용하여 시뮬레이션 하였으며, 최적화 과정을 통하여 소자값을 수정하였다.

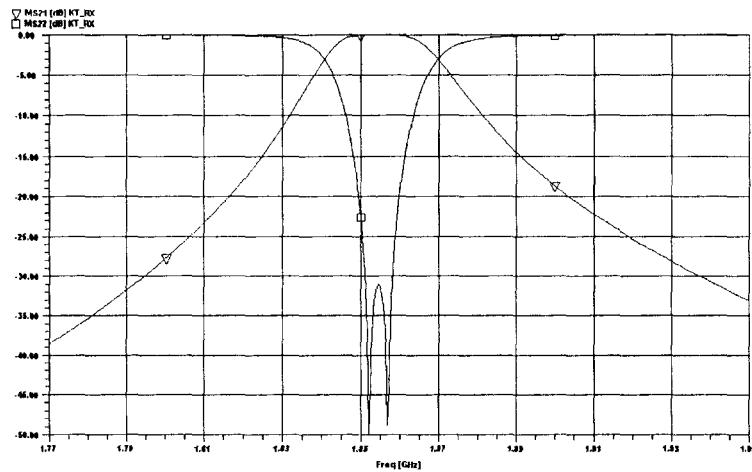


그림4-7 유전체 공진기 필터의 특성(수신단)
Fig.4-7 Characteristics of designed DR filter for RX

4.5 송수신 필터의 결합 및 시뮬레이션

4.5.1 듀플렉서 필터의 등가회로

설계된 송신단 필터와 수신단 필터를 결합하여 듀플렉서 필터를 구현하였다. 설계된 듀플렉서 필터의 등가회로는 그림4-8와 같다.

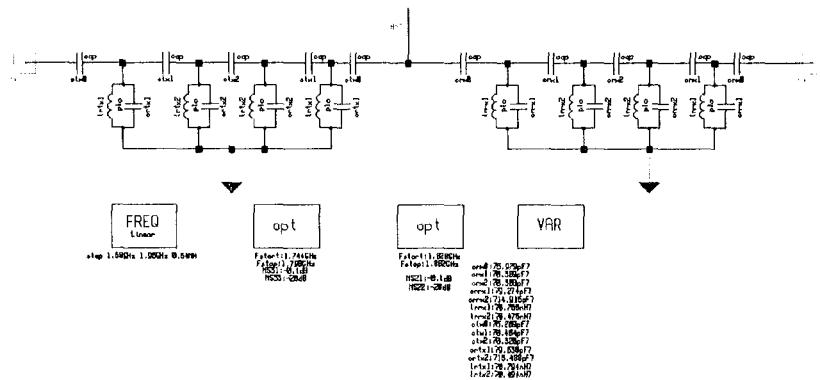


그림4-8 듀플렉서 필터의 등가회로
Fig.4-8 Equivalent circuits of duplexer filter

4.5.2 듀플렉서 필터의 필터특성

그림4-8의 등가회로를 이용하여 super compact으로 시뮬레이션하였으며, 시뮬레이션 결과 필터의 특성을 그림4-9, 10, 11, 12에 각각 도시하였다.

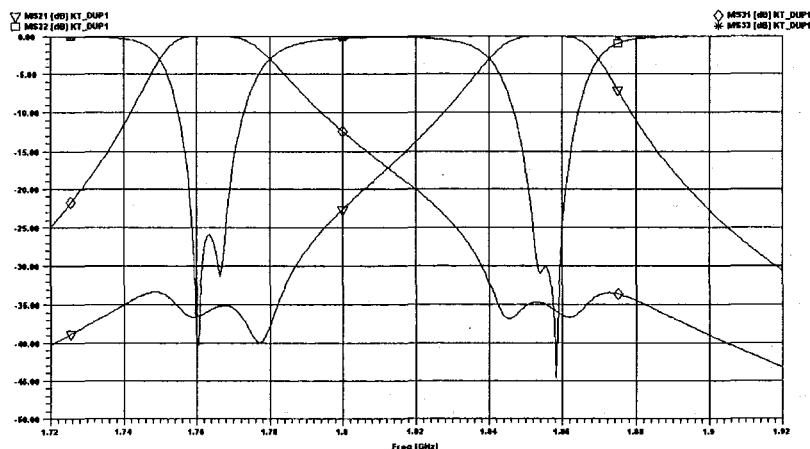


그림4-9 듀플렉서 필터의 특성
Fig.4-9 Response of designed duplexer filter

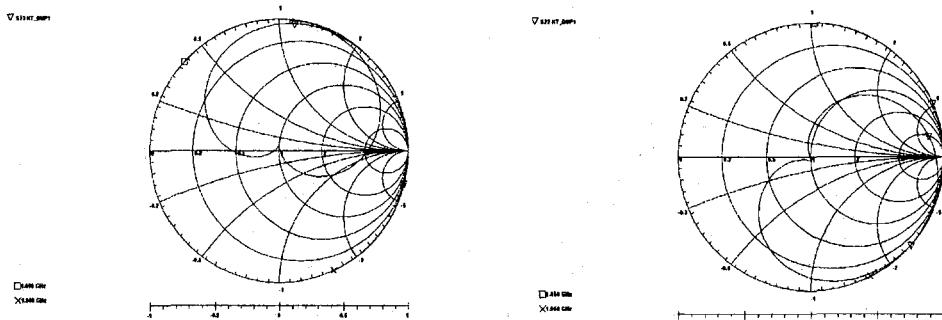


그림4-10 송신단의 반사손실(S33)
Fig.4-10 Returnloss of TX(S33)

그림4-11 수신단의 반사손실(S22)
Fig.4-11 Returnloss of RX(S22)

송신단과 수신단 신호의 분리도(Isolation), 즉 신호의 차단특성은 그림4-12과 같이 1.773GHz에서 34.6dB(max), 1.846GHz에서 33.7dB(max)로 양호하였으며 수신단에서의 송신 신호의 분리도는 송신단에 비해 다소 떨어지지만 주어진 사양을 잘 만족함을 확인하였다.

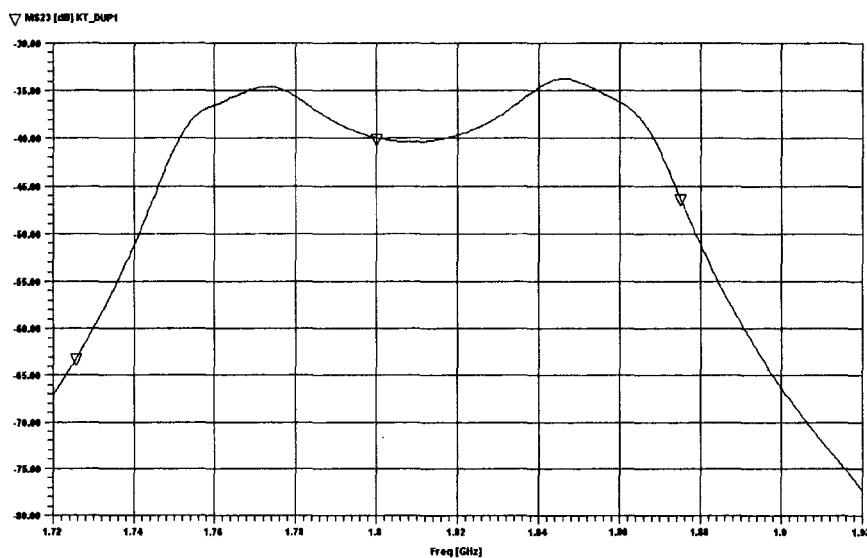


그림 4-12 송.수신단 신호의 분리도(S23)
Fig.4-12 Isolation between TX and RX signals(S23)

표4-3 듀플렉서 필터의 특성
Table4-3 Characteristics of duplexer filter

	송신단	수신단	비고
중심주파수	1.765 GHz	1.855 GHz	
통과대역	1.750~1.780 GHz	1.840~1.870 GHz	
대역폭	30 MHz	30 MHz	
감쇠특성	20 dB($f_0 - 37MHz$)	20 dB($f_0 + 39MHz$)	
삽입손실	0.01 dB	0.01 dB	max
반사손실	25.85 dB	30.06 dB	max
VSWR	1.12	1.09	max
분리도	34.6 dB	33.7 dB	min

최적화한 듀플렉서 필터의 결합 커패시턴스, 각 공진기의 커패시터와 인더티 소자값은 다음 표4-4과 같다.

표4-4 듀플렉서 필터의 등가 소자값
Table4-4 Element values of duplexer filter

송 신 단			수 신 단			비 고
결합커패시터	공진기 소자값		결합커패시터	공진기 소자값		
C(pF)	C(pF)	L(nH)	C(pF)	C(pF)	L(nH)	
C01=7.552	C1=12.093	L1=0.594	C01=4.728	C1=8.480	L1=0.884	
C12=0.442	C2=8.650	L2=0.881	C12=0.592	C2=12.272	L2=0.571	
C23=0.104	C3=8.650	L3=0.881	C23=0.139	C3=12.272	L3=0.571	
C34=0.442	C4=12.093	L4=0.594	C34=0.592	C4=8.480	L4=0.884	
C45=7.552			C45=4.728			

설계한 공진기의 실제 물리적인 치수를 구하기 위해서는 각 공진기의 공진 주파수를 알아야 하며, 계산된 공진 주파수를 유전체 공진기 파라미터 추출 프로그램에 입력하여 수정된 공진기의 실제 치수를 결정하였다. 이때 제작공정의 단순화를 위해 각 공진기의 외경은 $a_1 = 0.7\text{mm}$, $b_1 = 2\text{mm}$ 로 하여 동일하게 설계하고 b_2 와 공진기의 길이 l_t 를 결정하였다. 각 공진기의 공진 주파수와 치수를 표4-5에 기술하였다.

표4-5 각 공진기의 공진 주파수와 치수
Table4-5 Resonant frequency and physical size of each resonators

공진기	송 신 단				수 신 단				비 고	
	공진주파수 $f_0(\text{GHz})$	공진기 치수(mm)			공진주파수 $f_0(\text{GHz})$	공진기 치수(mm)				
		b_1	a_1	b_2	l_t	b_1	a_1	b_2	l_t	
R1	1.878	2.00	0.70	1.18	3.30	1.838	2.00	0.70	1.18	3.37
R4										
R2	1.823	2.00	0.70	1.18	3.40	1.901	2.00	0.70	1.18	3.26
R3										

4.5.3 유전체 공진기의 재료 및 조성

설계된 유전체 공진기 필터의 각 단의 유전체 공진기의 각 치수는 표4-5에 기술하였으며 공진기의 각 치수의 정의는 그림4-13과 같다. 제조공정은 먼저 유전체 공진기의 형태로 성형하고 1300°C 이상 고온에서 소결한 다음 공진기의 개방면을 제외한 나머지 부분은 도전성이 뛰어난 은(silver)을 도금처리 또는 증착해서 제조하며, 유전체 재료의 조성과 특성은 표4-6과 같다.

표4-6 유전체 재료의 조성과 특성
Table4-6 Charateristics of dielectric material

	특 성	비 고
조 성	$BaO - PbO - Nd_2O_3 - TiO_2$	
구 조	복합 페로브 스카이트(Perovskite)	
유 전 율	90 - 110	ϵ_r
품질계수	5000	Q_f
온도계수	$0 - 6 ppm/^\circ C$	

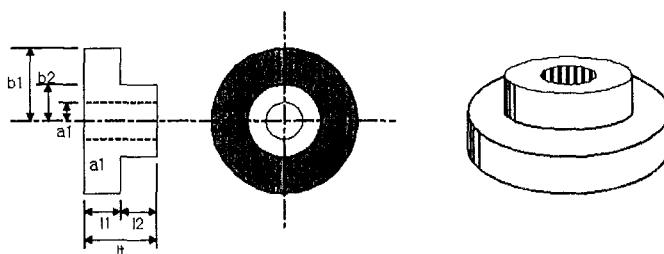


그림4-13 유전체 공진기의 구조 및 치수
Fig.4-13 Structure of DR and physical size

4.5.4 듀플렉서 필터의 실제 구조 및 치수

본 논문에서 송수신 신호의 분리 목적으로 설계한 듀플렉서 필터의 실제 구조는 그림 4-14와 같다. 기존의 800 MHz 대역 AMPS 휴대폰 대역에 사용되는 필터는 공진기의 길이가 10 - 20mm로 다소 크기 때문에 옆으로 배열한 구조를 갖는다. 그러나 본 논문에서 설계한 PCS 대역의 듀플렉서 필터의 공진기의 길이는 3.30 - 3.40mm 이내 이므로 송신단과 수신단을 수직으로 배열해 전체 부피를 줄였다.

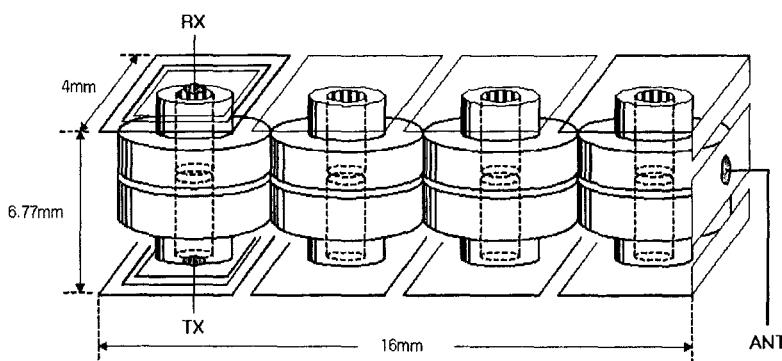


그림4-14 듀플렉서 필터의 실제 구조도
Fig.4-14 Structure of designed duplexer filter

설계된 듀플렉서 필터의 부피는 $16x4x6.77\text{mm}$ 로 약 0.433cc 의 크기를 갖는다. 기존의 PCS 대역에 사용되고 있는 필터의 크기는 송신단 3차와 수신단 4차의 필터로 옆으로 배열한 형태의 구조에서 $20x6x4\text{mm}$ 로 0.480cc 의 부피를 차지한다. 본 논문에서 설계한 듀플렉서는 상용화된 필터의 약 90.2%의 크기로 9.8% 감소한 부피로 설계되었다.

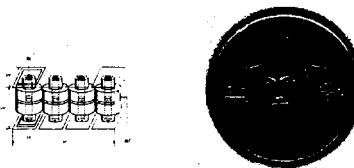


그림4-15 듀플렉서 필터의 실측도
Fig.4-15 Real size of duplexer filter

V. 결 론

본 연구에서는 고유전율을 갖는 유전체 세라믹 재료를 이용한 유전체 공진기를 이용하여 개인이동통신 시스템(PCS) 단말기용 듀플렉서 필터를 설계하였다. 듀플렉서 필터는 송신과 수신을 동시에 가능하게 하는 이동통신 단말기의 주요 핵심부품이며, 설계한 듀플렉서 필터는 공진기를 수직으로 배열한 구조로 기존의 횡으로 나란히 배열한 구조보다 필터의 차수를 높였음에도 불구하고 전체적인 공진기의 치수는 9.8% 정도 감소한 0.433cc ($16\text{mm} \times 6.77\text{mm} \times 4\text{mm}$)로 설계하였다. 듀플렉서를 구성하는 송수신단의 각각의 유전체 공진기는 원형 동축형으로 설계하였으며, 제작공정의 단순화를 위해 각 공진기의 내 외경을 같은 치수로 동일하게 하고 각 공진기의 공진 주파수는 공진기의 길이를 조절해 휴대전화 대역에 적합한 특성을 갖도록 튜닝하였다. 그리고 듀플렉서 필터는 안테나에 직접 결합되기 때문에 원하는 신호를 송수신하기 위해서는 다른 필터보다 더 큰 감쇠특성이 요구된다. 본 연구에서는 공진기를 수직으로 배열해 송신단과 수신단 필터의 차수를 같게 할 수 있는 구조적 특징을 가지므로 송신 4차, 수신 4차로 설계하였다.

설계된 필터의 특성은 송신단 통과대역 $1.750\text{-}1.780\text{ GHz}$, 수신단의 통과대역은 $1.840\text{-}1.870\text{ GHz}$ 로 각각 30MHz 의 대역폭을 가지며, 통과 대역에서의 삽입손실은 송,수신 단에서 모두 0.01dB 이하였으며, 송.수신단의 전체 통과대역에서 $\pm 35\text{MHz}$ 에서 20dB , $\pm 60\text{MHz}$ 에서 30dB 의 감쇠특성을 보였으며, VSWR은 각각 1.12 , 1.09 로 아주 우수하였다. 그리고 듀플렉서 필터의 각단의 신호의 분리도는 송수신단에서 각각 34.6dB , 33.7dB 로 송·수신 신호의 간섭은 거의 없음을 확인하였다.

설계된 필터의 실제 제작시, 듀플렉서를 이루는 각 유전체 세라믹 재료의 정확한 조성 및 유전율 추출, 유전체 공진기 가공시 물리적인 치수, 특히 공진기 길이의 정밀가공이 요구되며, 설계된 듀플렉서 필터의 하우징(Housing)으로 인한 결합용량의 오차 검토 등의 몇 가지 과제가 남았지만, 기존의 이동통신 단말기용 듀플렉서로서 적합한 구조와 특성을 가지므로 PCS 단말기에 쉽게 적용될 수 있을 것으로 본다.

참 고 문 헌

- [1] M. Sagwa, M. Makimoto, and S. Yamashita, "A design method of bandpass filters using dielectric-filled coaxial resonators" IEEE Trans, MTT-33, Feb. 1985.
- [2] M. Makimoto, and S. Yamashita, "Compact bandpass filters using stepped impedance resonators" Proc. IEEE, vol.67, pp. 16-19, JAN. 1979.
- [3] M. Makimoto, and S. Yamashita, "Bandpass filters using pararell coupled strip-line stepped impedance resonators" IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., pp.141-143 May 1980.
- [4] S. Yamashita, M. Makimoto, "Miniaturized coaxial resonator partially loaded with high-dielectric-constant microwave ceramics" IEEE Trans., MTT-31, pp. 697-703, Sept. 1983.
- [5] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Johnes, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure. McGraw-Hill, 1964.
- [6] S. Kawashima, et al, "Dielectric properties of $Ba(Zn_{1/3}Nb_{2/3})O_3 - Ba(Zn_{1/3}Ta_{2/3})O_3$ ceramics at microwave frequency" Proc. First Meeting on Ferroelectric and Their Applications, pp. 293-296, Apr. 1978.
- [7] Z. H. Lee, et al, "Development of Dielectric Materials and Resonators Design for Duplexer Filter" KETIRD-93046, pp.1-3, 1993.
- [8] S.B.Cohn, "Microwave Bandpass Filters Containing High-Q dielectric Resonators", MTT-16, No.4, p.218, 1968.
- [9] Sagawa M., Makimoto M., and Eguchi K. and Fukushima F., "Miniatured antena duplexers for portable radio telephone terminals" IEICE Trans. vol.E74, No.5, May 1991.
- [10] Matsumoto H., Yorita T., Ishikawa Y. and Nishikawa T., "Miniatured Duplexer using Rectangular Coaxial Dielectric Resonators for Cellular Telephone," IEICE Trans., vol. E74, No.5, May. 1991.