DBpia

논문 00-25-2A-14 한국통신학회논문지 '00-2 Vol.25 No.2A

삼중모드 공동 공진기 필터를 이용한 Ku-band 위성 통신용 초소형 듀플렉서에 관한 연구

정회원 안 기 범*, 민 혁 기*, 곽 민 우*, 류 근 관**, 홍 의 석*

A Study on the Subminiature Duplexer using Triple-mode Cavity Filter for Ku-band Satellite Communication

Ki-Bum Ahn*, Hyuk-Kee Min*, Min-Woo Kwak*, Keun-Kwan Ryu**, Ui-Seok Hong*
Regular Members

요 약

본 논문에서는 삼중모드 공동 공진기로 구성된 송·수신 필터와 H-면 T-junction를 이용하여 Ku-band용 소형 듀플렉서를 설계·제작하였다. 듀플렉서는 송신 12.5 GHz와 수신 14.5 GHz에서 대역폭 100 MHz를 갖도록 설계하였다. 공진기의 공진모드는 두 개의 직교 TE_{113} 모드와 하나의 TM_{012} 모드를 이용하였다. 공동 공진기간의 결합(intercavity coupling)은 Chebyshev 필터 응답을 구현하기 위하여 TE_{113} 모드의 자계 성분만을 결합하였다. 따라서 원통형 공동 공진기내의 TE 모드에 대한 H-field 기본식으로부터 결합계수 수식을 유도하여 이를 intercavity 슬롯의 위치와 크기를 결정하는데 이용하였다. 제작된 듀플렉서는 위성 탑재 장치내에 채널 필터로 사용될 수 있을 뿐만 아니라 일반적인 무선통신 시스템내의 필터 어셈블리를 소형화시키는데 큰 도움이 될 것이다.

ABSTRACT

In this paper, a small duplexer is designed and implemented using a H-plane T-junction and transmitting/receiving filter with a triple-mode cavity resonator for Ku-band. Transmitting(Tx) filter is designed at center frequency 12.5 GHz and receiving(Rx) filter at center frequency 14.5 GHz. Both filters have a 100 MHz bandwidth. The cavity filter uses two orthogonal TE113 modes and one TM012 mode. The intercavity coupling between the adjacent cavities results in a Chebyshev response and is accomplished by H-field component of TE modes. The size and location of intercavity slot are determined by the coupling equation from H-field of TE resonant modes in circular cavity. The duplexer proposed in this thesis can be used as channel filters for satellite payload system and can minimize filter assembly in general wireless communication system.

Ⅰ. 서 론

오늘날 정보화에 대한 새로운 흐름은 통신의 발전을 더욱 가속화 시키고 있다. 이러한 현상은 저궤도, 중궤도 등을 이용하는 위성 이동통신 시스템 구축과 PCS (Personal Communication Service) 시대를 여는 계기가 되었고 궁극적으로는 전 세계를 서비스 권역으로 하는 IMT-2000(International Mobile Telecommunication-2000)을 실현하는 발판이 되고 있다. 이에 따라 무선통신 주파수는 점차 고주파 영역으로 확장되고 있으며 각종 이동국과 기지국 혹

* 광운대학교 전파공학과 초고주파연구실(ushong@daisy.kwangwoon.ac.kr)
** 광운대학교 전자통신공학과
논문번호 : 99204-0519, 접수일자 : 1999년 5월 19일
※ 본 연구는 1996년도 한국과학재단 연구비 지원에 의한 결과임. (과제번호 : 96-2-08-02-01-2)

www.dbpia.co.kr

은 중계국 시스템은 보다 고기능의 특성이 요구되고 있다. 이와 같은 무선통신 시스템에서 필터의 요구 사항은 성능면에서 꾸준히 조건들을 충족시켜 왔으나 중계 장치용 필터의 경우 무게 및 부피를 줄이는데는 크게 발전하지 못하였다. 따라서 중계 장치용 필터의 무게 및 부피를 최소화하면서도 요구 조건을 만족시키는 연구에 관심이 집중되었다[1].

다중모드를 이용한 필터에 대한 지금까지의 연구는 주로 12 GHz 전후의 Ku-band(12 ~18 GHz) 이하 주파수에서 설계 · 제작이 이루워 졌으며 그 이상의 주파수에서 연구는 극히 미약한 실정이다. 또한 상당 부분의 필터 연구들이 주고 대역폭 30 ~ 50 MHz를 갖는 채널 필터를 채택하고 있다[2].

본 논문에서는 Ku-band에 사용하고 있는 도파관형 듀플렉서의 크기 및 무게를 대폭 축소시키기 위해 송 · 수신 필터로 삼중모드기법[3]을 이용한 필터를 채택하여 초소형 듀플렉서를 설계 · 구현하였다. 대역폭은 정보량이 많아짐에 따라 보다 광대역의 채널 대역폭을 요구하게 되므로 30 ~ 50 MHz에 비해 넓은 100 MHz로 설계하였다. 채널 필터는 근접 채널로부터의 신호간섭을 억제하기 위해 주파수 선택도가 우수해야 한다. 이러한 주파수 선택도 특성을 향상시키기 위해 삼중모드기법을 이용하여 2단 6-pole의 필터를 설계하였다. 삼중모드로 제작된 송신과 수신 2개의 필터는 기존의 단일모드 필터에 비해 대략 2/3, 이중모드 필터에 비해서는 1/3의 크기 감소효과를 가질 수 있다. 이에 본 논문에서는 TE_{11q} 모드간의 결합에 관한 결합수식[4]을 보다 상세하게 표현함으로써 슬롯 제작시 발생할 수 있는 오차를 고려한 정확한 위치와 크기를 갖는 offset 형태의 슬롯을 설계하였다. 본 논문의 듀플렉서 송신 및 수신 필터는 중심주파수 12.5 GHz의 송신 주파수와 14.5 GHz의 수신 주파수에서 대역폭 100 MHz를 갖도록 설계되었다. 제작한 삼중모드 대역통과 송신과 수신 필터 각각은 H-면 T-접합으로 정합시켜 듀플렉서로 구현하였다.

Ⅱ. 삼중모드 대역통과 필터 설계

1. 삼중모드 대역통과 필터 구조

삼중모드 공동 공진기 필터는 직교하는 세 개의 공진모드가 동일한 주파수에서 공진할 수 있도록 설계되어야 한다. 본 논문에서는 이러한 삼중모드 필터를 구현하기 위해 두 개의 직교 TE_{113} 모드와 하나의 TM_{012} 모드를 이용했으며 삼중모드 동작이 가능하도록 하였다[2]. 그림 1은 Chebyshev 응답을 갖는 2단 6-pole 대역통과 필터를 구현하기 위한 설계 개념을 나타낸다. 그림 1(a)의 삼중모드 대역통과 필터는 입출력 슬롯과 공동 공진기간을 연결하는 intercavity 슬롯으로 구성되어있고 여기서 TE_v는 슬롯에 대해서 수직한 TE모드이고 TE_h는 수평한 TE모드를 의미한다.

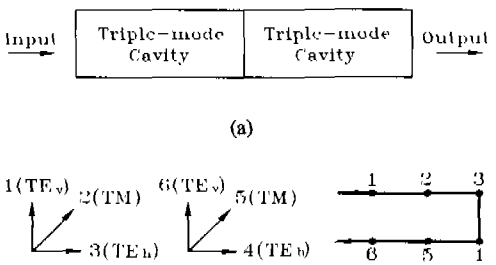


그림 1. 6-pole 공동 공진기형 대역통과 필터
(a)구조 (b)동작 모드와 결합 호름

식 (1)에서 (3)은 공동의 직경(D_c)과 길이(L_c)에 대한 공진 주파수와의 관계를 나타내며 이 식들을 이용하여 공동 공진기의 크기를 결정할 수 있다.

$$\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^2_{TE} = \left(\frac{x'_{mn}}{\pi D_c}\right)^2 + \left(\frac{p}{2L_c}\right)^2 \quad (1)$$

$$\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^2_{TM} = \left(\frac{x_{mn}}{\pi D_c}\right)^2 + \left(\frac{p}{2L_c}\right)^2 \quad (2)$$

$$\frac{D_c}{L_c} = \frac{2}{\pi}\sqrt{\frac{x^2_{mn} - x'^2_{mn}}{p^2_{TE} - p^2_{TM}}} \quad (3)$$

여기서 λ_r는 공진 파장이고 x'_{mn}과 x_{mn}은 Bessel 함수 $J_m'(x)$과 $J_m(x)$의 n번째 근이다. 또한 p는 반파장의 수를 나타내는 정수이다. 다음 그림 2는 식 (1)과 (2)를 통하여 임의 공진주파수에 대한 공동 공진기의 직경 대 길이비를 나타낸 모드차트이다.

그림 2의 모드차트를 통해서 TE_{113} 모드와 TM_{012} 모드가 동시에 공진하도록 공동의 직경(D_c)과 길이(L_c)를 구할 수 있다. 이때 TE_{113} 모드와 TM_{012} 모드가 동시에 존재하는 공진기의 D_c/L_c 비는 0.44047이고 $f_c \cdot D_c$은 26.494임을 알 수 있다. 또한 공진기의 공진 길이는 $\lambda_g/2$로 생각할 수 있다. 그러나 공동 공진기 구조에 슬롯과 동조 나사(tuning screw) 등의 불연속으로 인하여 공동 공진기의 전기적 공진 길이가 변화하게 된다. 이러한 공진 길이의 변화

www.dbpia.co.kr

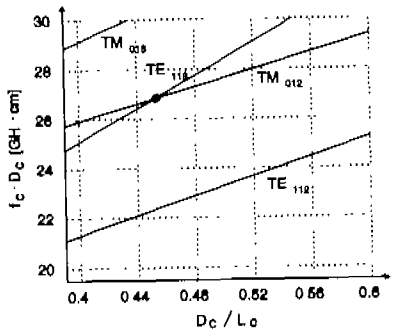


그림 2. 원통형 공동 공진기의 모드차트

는 결국 공진 주파수의 변동으로 나타나므로 공진기의 길이는 보정되어야 한다. 공동 공진기 길이 변화는 다음 식(4)와 같이 나타낼 수 있다[5].

$$L_{c(i)} = \frac{\lambda_{gc}}{2} - \Delta L_{(i)} \tag{4}$$

여기서 $\Delta L_{(i)}$는 i번째 공진기에서의 공진 길이 변화분이며 슬롯 및 나사 등을 포함하는 모든 공진기의 불연속이 포함된다. 만약 슬롯에 의한 길이 변화 요인을 고려할 경우 공진기 길이는 식(5)와 같이 표현할 수 있다.

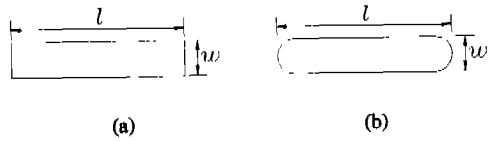
$$L_c = q\frac{\lambda_{gc}}{2} - \frac{\lambda_{gc}}{4}\left(\tan^{-1}\frac{2Y_0}{B_{i-1,i}} + \tan^{-1}\frac{2Y_0}{B_{i,i+1}}\right) \tag{5}$$

위 식의 $\tan^{-1}$항은 공진기 양단에 존재하는 슬롯에 의한 공진길이 변화량을 나타내고 정규화 서셉턴스 $Y_0/B_{i,i+1}$는 결합계수를 통해 구할 수 있다. 식(5)에서 알 수 있듯이 슬롯에 의해서 공동 공진기의 전기적 길이(electrcical length)가 $\tan^{-1}$항 만큼 증가되었음을 알 수 있고 만약 필터 제작시 길이 교정이 이루워지지 않으면 공진 주파수는 설계 주파수보다 하향 이동(shift down) 될 것이므로 필터 제작시에 슬롯에 의해 증가된 길이를 미리 상쇄시켜 주어야 한다.

2. Chebyshev 응답의 입출력 슬롯(slot)구조

두 도파관간의 에너지 결합은 전계 혹은 자계 분극율(polarizability)을 고려하여 슬롯에 의해 구현할 수 있다[6-8]. 그림 3은 이러한 기본적인 슬롯의 형태를 나타낸다.

Bethe 이론은 슬롯의 크기가 동작 파장보다 상당히 작은 경우로 한정했고 그 두께는 무한히 얇다고



(a) (b)

그림 3. 슬롯의 형태 (a)직사각형 (b)끝이 둥근 직사각형

전제하였다. 이러한 조건은 실제로 적용하기엔 많은 오차가 있으므로 다소 큰 크기 및 유한한 두께의 슬롯까지 포함하는 Cohn 이론으로 발전하게 되었다. Cohn의 이론은 Bethe가 제시한 것보다 더 복잡한 슬롯까지 크기와 형태에 대해서 전계 및 자계 분극율로 나타내고 이를 실험을 통해 그래프로 나타냈다. 또한 McDonald는 Cohn의 그래프를 다항식으로 표현하였다[9,10]. 이와 같은 분극율은 슬롯의 형태와 크기에 의해서 얻어지는 분극율로 초기 분극율이라 하며 초기 분극율은 slot의 두께 및 동작 주파수를 고려한 교정인자(correction factor)를 통해 수정된 분극율로 계산해야 한다. 교정인자를 갖는 수정 분극율은 식(6)으로 계산할 수 있다.

$$M_c = c_1 c_2 M_0 \tag{6}$$

단, $M_o = M_{m(o)}$ 혹은 $M_{e(o)}$

$M_c = M_m$ 혹은 M_e

여기서 $M_{m(0)}$와 $M_{e(0)}$는 자계 및 전계에 대한 초기 분극율을 나타내고 c_1, c_2는 각각 슬롯의 크기, 두께에 의한 오차를 보정하기 위한 교정 인자를 나타낸다. 슬롯의 형태로 결정되는 초기 전계 및 자계 분극율은 식(7)과 같이 일정한 형태로 정의된다.

$$M_{e,m(o)} = f(a)\cdot l^3 \tag{7}$$

단, $a = \frac{w}{l} \ll 1$

여기서 w와 l은 슬롯의 폭과 길이를 나타내고 $f(a)$는 슬롯의 크기에 대한 함수이다. 본 논문에서는 직각 슬롯의 제작상 어려운점을 감안하여 끝이 둥근 직사각형 슬롯을 선택하였으며 이때 자계 분극율을 결정하기 위한 $f(a)$는 다음 식(8)과 같다.

$$f(a) = \frac{0.187 + 0.052a(1-a)}{\ln(1+\frac{2.12}{a})} \tag{8}$$

초기 분극율에 대해서 slot 크기에 대한 교정인자(c_1)는 식(9)와 같이 구할 수 있다.

www.dbpia.co.kr

$$C_1 = \frac{\tan(\frac{\pi\lambda_{c(s)}}{2\lambda_0})}{(\frac{\pi\lambda_{c(s)}}{2\lambda_0})} \quad (9)$$

식(9)에서 λ_0는 자유공간 파장이고 $\lambda_{c(s)}$는 슬롯이 갖는 기본모드에 대한 차단파장이다. 또한 슬롯이 유한한 두께를 갖는 경우 교정인자는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_2 = \exp[\frac{-2\pi tA}{\lambda_{c(s)}}\sqrt{1-(\frac{\lambda_{c(s)}}{\lambda_0})^2}\,] \quad (10)$$

여기서 t는 slot의 두께를 나타낸다. A는 실험으로 결정되는 경험값(empirical value)으로 1~3의 값이며 $w/l \ll 0.15$인 경우 3으로 한다. 그러므로 슬롯의 교정 자계분극율 M_c는 다음 식 (11)로 나타낼 수 있다.

$$M_c = M_{c,m(s)}[1-(\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0})^2]10^{[\frac{2.734A}{\lambda_{cs}}\sqrt{1-(\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0})^2}]} \quad (11)$$

3. 공진기간의 슬롯 설계(intercavity slot)

도파관 구조를 갖는 필터에서 그의 응답은 공동 공진기간을 연결하는 intercavity 슬롯의 형태에 의해서 좌우된다. 그림 4는 원형 공동 공진기의 TE_{11q} 모드 필드 분포와 공진기 양단(z=0과 L)에 존재하는 유도성 슬롯을 나타낸다.

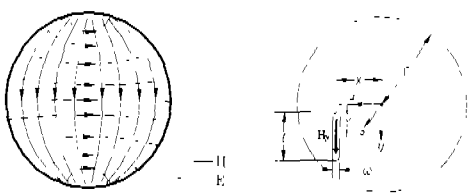


그림 4. TE_{11q}모드 필드 분포와 slot 위치.

그림 4에서 나타낸 바와 같이 공진기간 결합에 관계하는 TE_{11q}모드의 H_y성분은 원통좌표계로 나타낸 전자계 분포를 식(12)와 같이 좌표계 변환을 통해서 식(13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_y = H_\rho\sin\phi + H_\phi\cos\phi \quad (12)$$

$$H_y|_{TE} \propto \frac{R}{x'_{11}\cdot\rho}J_1\left(\frac{x'_{11}\cdot\rho}{R}\right)\cos^2\phi + J_1'\left(\frac{x'_{11}\cdot\rho}{R}\right)\sin^2\phi \quad (13)$$

단, $\sin\phi = Y/\rho$, $\cos\phi = X/\rho$

$\rho = \sqrt{x^2+y^2}$

식(13)에서 R은 공동 공진기의 반지름이며 ρ는 공진기의 중심과 슬롯중심 사이의 거리를 나타낸다. 그림 1(b)의 공진모드 3번과 4번을 연결하기 위한 TE_{11q}-TE_{11q} 모드 결합은 그림 4에서 나타낸 옵-셋 형태의 intercavity 슬롯에 의해 구현할 수 있고 결합계수인 k_{TE}로 나타낼 수 있으며 식 (14)와 같이 정의할 수 있다[5,11].

$$k_{TE} = \frac{\mu M_c|H_t|^2}{W}\frac{f_0}{\Delta f} \quad (14)$$

여기서 식 (14)의 슬롯단면(z=0)에서 tangential H성분 H_t는

$$|H_t|^2 = |H_\rho|^2 + |H_\phi|^2 \quad (15)$$

$$H_\rho \cong -j\frac{k_\rho k_z}{\omega\mu\varepsilon}J_1'(k_\rho\cdot\rho)\cos(\phi) \quad (16)$$

$$H_\phi \cong j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\frac{k_z}{\rho}J_1(k_\rho\cdot\rho)\sin(\phi) \quad (17)$$

이고, 공동 공진기내에 저장되는 축적 에너지 W는

$$W = \varepsilon\int_v(|E_\rho|^2 + |E_\phi|^2)dv \quad (18)$$

$$\cong 0.281\frac{L\pi}{2\varepsilon}$$

이고 ρ 및 z 방향으로 위상 상수 k_ρ 및 k_z는

$$k_\rho = \frac{x'_{11}}{R}, \quad x'_{11} = 1.841 \quad (19)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{L}$$

이다. 한편 intercavity 슬롯이 y=0이고 x축으로만 변화한다고 할 때 식 (14)에서 (19)를 이용한 TE_{11q} 모드간의 결합계수 kTE는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$k_{TE} = \frac{\mu M_c\frac{k_z^2}{(\omega\mu\varepsilon)^2}\{k_\rho^2 J_1'^2(k_\rho\rho)\}}{0.281\frac{L\pi}{2\varepsilon}}\cdot\frac{f_0}{\Delta f} \quad (20)$$

그러나 실제 슬롯 제작상에 있어서 y=0이고 x축 변화만으로 정확하게 슬롯위치를 제작하기는 매우

www.dbpia.co.kr

어렵다. 때문에 본 논문에서는 x축 변화뿐만이 아니라 y축 변화분을 고려한 결합계수 수식을 다음 식(21)과 같이 유도하였고 제작오차까지 고려한 정확한 위치를 갖는 슬롯을 설계하였다[12].

$$k_{TE} = \frac{\mu\frac{k_z^2}{(\omega\mu\varepsilon)^2}\left\{k_\rho^2 J_1'^2(k_\rho\rho)M_{c(\rho)}\sin^2\Phi + \frac{1}{\rho^2}J_1^2\right\}}{0.281\frac{L\pi}{2\varepsilon}}$$

$$\frac{(k_\rho\rho)M_{c(\phi)}\cos^2\Phi\}}{} \cdot \frac{f_0}{\triangle f} \qquad (21)$$

그림 5는 TM_{01p}모드의 전자계 필드 분포를 나타낸 것이다. 슬롯의 위치가 그림 4에 보인 것과 같다고 할때 공진기의 양단에 존재하는 E_z와 H_y성분에 대한 분포는 식(22)와 식(23)으로 나타낼 수 있다.

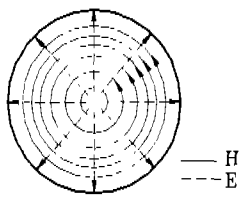


그림 5. TM01p 모드의 전자계 필드 분포

$$E_z|_{TM} \propto J_0\left(\frac{x_{01}\cdot\rho}{R}\right) \qquad (22)$$

$$H_y|_{TM} \propto J_0'\left(\frac{x_{01}\cdot\rho}{R}\right)\sin\Phi \qquad (23)$$

TM_{01p}모드는 원형 도파관에서 기본모드인 TE_{11q}모드 다음의 두 번째 모드로 TE_{11q}모드에 영향을 줄 가능성이 높을뿐 아니라 앞에서 언급한 바와 같이 TE_{11q}모드와의 축퇴관계 조건을 부여하여 다중모드를 구성할 수도 있다. 그러므로 결합에 관계하는 전자계 필드 성분에 있어서 TE_{11q}모드는 자계로 제한되지만 TM_{01p}모드는 자계외에 축방향 전계성분 E_z를 고려해야 한다.

4. H-면 T-접합

본 논문에서는 Rx 및 Tx의 접합부로 H-면 T-접합을 사용하였다. 그림 6은 이러한 삼중모드 원통형 도파관 송·수신 필터와 이를 연결하는 H-면 T-접합을 보다 구체적으로 나타낸 그림이다.

그림 6에서 듀플렉서의 특성은 각 필터와 T-접합 사이의 전송선 길이(l_1과 l_2)에 따라 변하므로 길이 l_1과 l_2에 대한 적절한 고려가 필요하다. H-면 T-접합에서 field의 구조는 $\lambda/2$를 주기로 변하므로 $n\lambda/2$로 취할 수 있다. 본 논문에서는 제작물의 구조적 특성상 λ로 길이의 초기값을 정하였다[13].

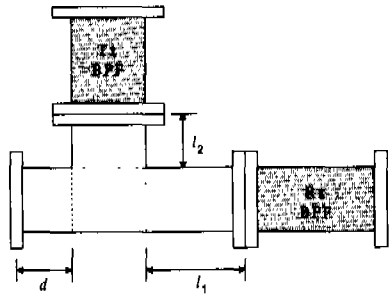


그림 6. 듀플렉서의 구성

$$l_1 = \lambda_{g1} = \frac{\lambda_{01}}{\sqrt{1-(\frac{\lambda_{01}}{\lambda_{gw}})^2}} \qquad (24)$$

$$l_2 = \lambda_{g2} = \frac{\lambda_{02}}{\sqrt{1-(\frac{\lambda_{02}}{\lambda_{gw}})^2}} \qquad (25)$$

식 (24)와 (25)에서 λ_{g1}과 λ_{g2}는 Tx 필터와 Rx 필터의 관내파장이고 λ_{o1}과 λ_{o2}는 Tx 필터와 Rx 필터의 자유공간 파장이다.

Ⅲ. 듀플렉서의 설계

본 논문에서는 송·수신 필터로 삼중모드 공동공진기 필터를 갖는 소형 듀플렉서를 설계·제작하였다. 송신단과 수신단의 대역통과 필터는 중심 주파수 12.5 GHz와 14.5 GHz에서 각각 100 MHz의 대역폭을 갖도록 설계하였으며 필터의 설계규격은 표 1과 같다.

표 1. 송신단 및 수신단 필터의 설계 규격

항 목	규 격	
	Tx-BPF	Rx-BPF
중심 주파수(f_0)	12.5 GHz	14.5 GHz
주파수대역폭(BW)	100 MHz	100 MHz
삽 입 손 실	1 dB	1 dB
Ripple 특 성	0.2 dB	0.1 dB
필 터 차 수	6	6
저지대역 감쇠	60 dB	60 dB
응 답 특 성	Chebyshev	

www.dbpia.co.kr

표 1의 설계 조건에 따른 송신단과 수신단 필터의 외부 양호도 Q_e와 각 공진기간의 결합계수 k는 다음 표 2에 나타내었다.

표 2. 송·수신단 필터의 외부양호도와 결합계수 값

TX-BPF		RX-BPF	
Q_e	146.01	Q_e	169.29
k_{12}	6.25×10^{-3}	k_{12}	5.39×10^{-3}
k_{23}	4.71×10^{-3}	k_{23}	4.06×10^{-3}
k_{34}	4.53×10^{-3}	k_{34}	3.91×10^{-3}
k_{45}	4.71×10^{-3}	k_{45}	4.06×10^{-3}
k_{56}	6.25×10^{-3}	k_{56}	5.39×10^{-3}

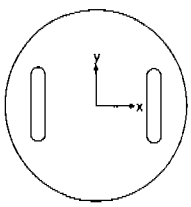


그림 7. Intercavity 슬롯의 구조

그림 7은 공동 공진기간의 결합을 위한 intercavity 슬롯을 나타낸다. 그림 7에서 슬롯의 중앙은 TM_{012} 모드의 전계가 최대가 되는 지점이므로 TM_{012} 모드의 전계성분과 TE_{113} 모드의 자계성분이 서로 결합하는 것을 줄이기 위해 공진기의 중앙에서 옵셋시켰다. 또한 Chebyshev 응답을 구현하기 위해 TM_{012} 모드의 자계성분과 TE_{113} 모드의 자계성분 결합을 상쇄시키기 위해 슬롯을 양쪽에 위치시켰다. 그림 8과 9는 송신단과 수신단 필터에서 식 (19)의 결합 계수 수식을 결합 계수 k에 대한 슬롯의 위치 변화에 대해 나타낸 그래프이다. 그림 8의 송신단에서 슬롯의 크기는 7.0mm×0.8mm로 하였고 슬롯의 옵-셋 거리는 공진기의 반경(R)으로 정규화 하였다. 여기서 y=0이고, 세 번째와 네 번째 모드간의 결합계수값이 4.53×10^{-3} 일 때 슬롯의 위치는 슬롯의 중심에서부터 x축 방향으로 0.2R 만큼 떨어져 있음을 알 수 있다. 또한 그림 9의 수신단에서는 슬롯의 크기 4.6mm×0.5mm이고 세 번째와 네 번째 모드간의 결합계수값이 3.91×10^{-3} 일 때 슬롯의 위치는 슬롯의 중심에서부터 x축 방향으로 0.203R만큼 떨어져 있음을 알 수 있다.

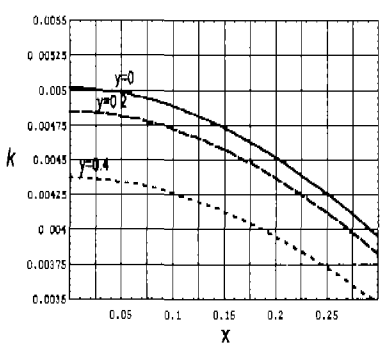


그림 8. 결합 계수에 따른 x축 변화 그래프 (송신단)

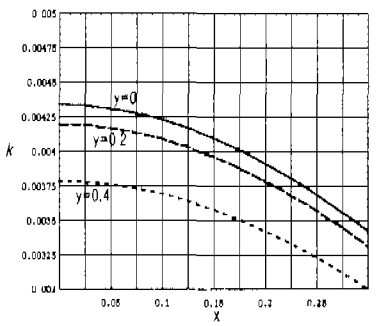


그림 9. 결합 계수에 따른 x축 변화 그래프 (수신단)

Ⅳ. 듀플렉서의 제작 및 측정

본 논문에서는 Ku-Band용 소형 듀플렉서를 삼중모드 기법을 이용해 제작하였다. 제작된 송신단과 수신단 삼중모드 필터는 알루미늄 합금으로 가공하였으며 H-면 T-접합을 통하여 정합하였다. 가구물의 측정에는 HP사의 8510C Network Analyzer를 사용하여 측정하였다. 표 3은 제작된 송신단 및 수신단 필터와 H-면 T-접합에 대한 외부 제원이며 그림 10에서 제작된 Ku-Band용 듀플렉서의 실물도를 나타내었다.

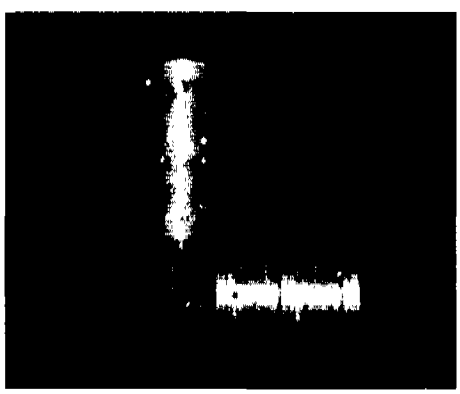


그림 10 Ku-band용 듀플렉서의 제작 실물도

www.dbpia.co.kr

표 3. 대역통과 필터의 외부 제원

항 목	크 기	
	Tx-BPF	Rx-BPF
슬롯		
- 두께	0.2	0.2
- 입·출력부	9.8×0.9	8.4×0.8
- intercavity	7.0×0.89	5.8×0.7
(offset 거리)	(0.2R)	(0.203R)
도파관		
- 직경	21.20	18.28
- 길이	46.95	40.54
Adaptor	Flann 17091-SF90	
나사 직경	2.0 ϕ	
H-면 T-접합부	d : 20, *l*1 : 30.9, *l*2 : 24.64	

그림 11과 그림 12는 제작된 듀플렉서의 송신단과 수신단의 대역통과 특성을 각각 나타내고 그림 13은 송신과 수신단의 응답을 동시에 나타낸 듀플렉서의 응답 특성이다. 그림 11과 12에서 송신 및 수신단의 중심 주파수는 측정결과 12.51 GHz와 14.51 GHz로 각각 약 10 MHz씩 상향 이동되었다. 또한 통과 대역폭내의 평균 삽입손실은 송신단과 수신단에서 각각 1.27 dB, 1.53 dB이며 반사손실 S_{11}은 평균 15 dB 이상으로 측정되었고 저지대역에서 감쇠는 65 dB 이상으로 우수한 특성을 보였다.

측정 결과 나타난 중심 주파수의 오차는 필터의 설계시 은도금에 의한 필터의 크기 변화를 고려하지 않았기 때문이라 생각된다. 또한 삽입손실이 다소 크게 나타난 원인은 원통형 공동 공진기의 정밀한 가공에 대한 오차와 슬롯의 크기가 미세하여 제작오차를 일으킨 것으로 해석된다.

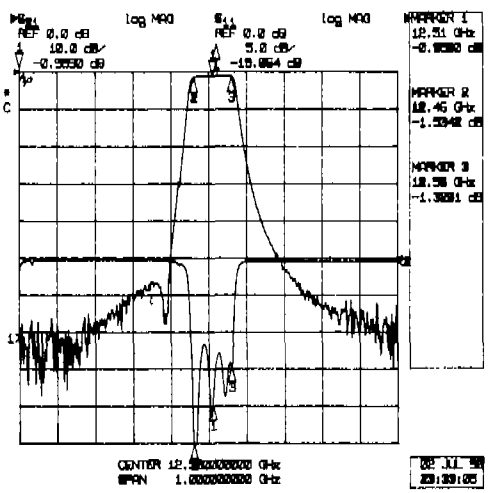


그림 11. 송신단 필터의 대역통과 특성

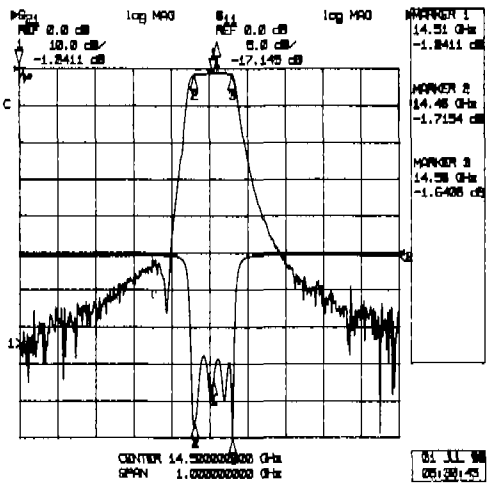


그림 12. 수신단 필터의 대역통과 특성

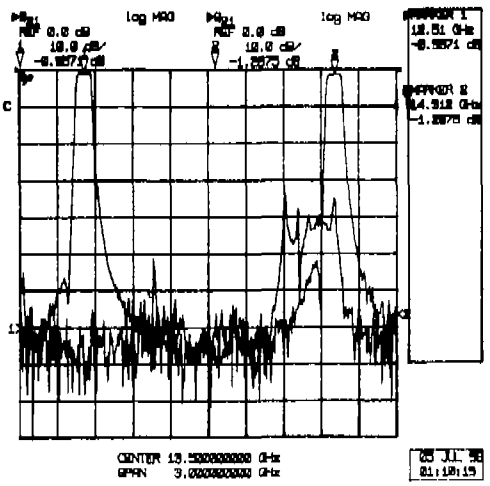


그림 13. 듀플렉서의 응답 특성

V. 결 론

본 논문에서는 필터의 제반 성능 요구조건을 만족시키면서도 무게 및 size를 대폭 감소시킬 수 있는 소형 듀플렉서를 설계·제작하였다. 즉 듀플렉서를 구성하는 송신단과 수신단의 2개의 필터를 삼중모드 필터(triple-mode filter)로 제작하여 기존의 공동 공진기 필터에 비해서 필터 자체의 크기를 감소시켜 T-접합부를 포함한 듀플렉서 전체 크기면에서는 동일한 동작 특성하의 기존 듀플렉서와 비교하여 약 40%의 size 감소 효과를 나타냈다. 듀플렉서를 구성하는 송신단과 수신단 필터는 chebyshev 함수 응답을 이용하여 설계하였으며 송신 및 수신 필

www.dbpia.co.kr

터의 응답에 가장 중요한 영향을 미치는 intercavity 슬롯을 제작하기 위해 슬롯에서의 접선 H 성분을 이용하여 TE_{11q} 모드간의 결합계수에 대한 수식을 정확히 유도하였다. 듀플렉서의 Tx 및 Rx 신호는 12.5 GHz와 14.5 GHz에서 100 MHz대역폭을 갖도록 설계하였고 제작된 Tx와 Rx 필터부는 H-면 T-접합으로 연결하여 정합시 발생되는 불연속(discontinuity)에 의해 송·수신 각각의 분파 특성이 저하되지 않도록 T-접합의 길이를 구하였다. 이러한 결과 필터 자체의 특성과 듀플렉서로 연결 후의 특성은 거의 일치하는 결과를 얻을 수 있었다.

본 논문에서 제시한 하나의 공동 공진기에서 세 번의 전기적 공진을 일으키는 삼중모드 공동 공진기 필터를 이용한 듀플렉서는 일반적인 마이크로파 대 무선통신 중계장치용 협대역 필터 및 멀티플렉서 등에 널리 이용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] C. Kudsia, R. Cameron and W. C. Tang, "Innovation in Microwave Filter and Multiplexing Networks for Communication Satellite System," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, no. 6, pp. 1133-1149, June 1992.

[2] 김상철, 홍의석, "이중 및 삼중모드 공동 공진기로 구성된 2단 5-pole 대역통과 필터," *한국통신학회 논문지*, 제 22권, 제 6호, pp.1251- 1258, 1997.

[3] U. Rosenberg, "Filter design using in-line triple-mode cavity and novel iris couplings," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 12, pp. 2011-2019, December 1989.

[4] W. C. Tang, "A true elliptic-function filter using triple-mode degenerate cavities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, no. 11, pp. 1449-1454, November 1984.

[5] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching networks, and Coupling Structures*, Artech House, Chap. 5, 1980.

[6] H. A. Bethe, "Theory of diffraction by small holes," *Physical Review*, vol. 66, pp. 163-182, October 1944.

[7] S. B. Cohn, "Determination of aperture parameters by electrolytic-tank measurements," *IRE Proceedings*, pp. 1416-1421, November 1951.

[8] S. B. Cohn, "Microwave coupling by large aperture," *IRE Proceedings*, pp. 696-699, June 1952.

[9] N. A. McDonald, "Polynomial approximations for the transverse magnetic polarizabilities of some small apertures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, no. 1, pp. 20-23, January 1987.

[10] N. A. McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some apertures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, no. 7, pp. 1141-1144, July 1988.

[11] J. Uher, J. Bornemann and U. Rosenberg, *Wave-guide components for antenna feed systems theory and CAD*, Artech House, Chap. 3, 1993.

[12] 곽민우, 안기범, 민혁기, 이주현, 류근관, 홍의석, "Digital Microwave 통신을 위한 K-band 초소형 Triple -mode 공동 공진기 대역통과 필터에 관한 연구," *한국전자파학회논문지*, 제 10권, 제 2호, pp. 267-276, 1999.

[13] X. P. Liang, K. A. Zaki, and A. E. Atia, "Channel expansion and tolerance analysis of waveguide manifold multiplexers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 1591-1594, 1992.

안 기 범(Ki-Bum Ahn) 준회원

1998년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 졸업

1998년 3월 ~현재 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

<주관심 분야> 초고주파 회로 설계, 안테나, 위성통신.

www.dbpia.co.kr

민 혁 기(Hyuk-Kee Min) 정회원

1997년 2월 : 대전산업대학교 전자공학과 졸업
1999년 8월 : 광운대학교 전파공학과 공학석사
1999년 9월~현재 : (주)삼성전자 정보통신총괄 무선개발팀 개발 2그룹 연구원

<주관심 분야> 초고주파 회로설계, MMIC.

곽 민 우(Min-Woo Kwak) 정회원

1997년 2월 : 대전산업대학교 전자공학과 졸업
1999년 2월 : 광운대학교 전파공학과 공학석사
1998년 12월~현재 : (주)어필텔레콤 통신연구소 연구 2그룹 연구원

<주관심 분야> 초고주파 회로설계, 위성통신

류 근 관(Keun-kwan Ryu) 정회원

1992년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 졸업
1994년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 공학석사
1994년 3월~현재 : 광운대학교 전자통신공학과 박사과정

<주관심 분야> 초고주파 회로설계, EMI/EMC 등

홍 의 석(Ui-seok Hong) 정회원

1968년 2월 : 광운대학 통신공학과 공학사
1973년 8월 : 연세대학교 전기공학과 공학석사
1982년 12월 : 독일 Aachen 공대 전기공학과 공 학박사
1983년 1월~1986년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 부교수
1986년 2월~1987년 2월 : 미국 University of Texas (Austin) 객원교수
1987년 3월~1992년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 교수
1996년 10월~1997년 12월 : 대한전자공학회 평위원
1988년 2월~현재 : 국가기술자격제도 전문위원
1991년 1월~현재 : 통신위성·우주산업연구회 이사
1992년 3월~현재 : 광운대학교 전파공학과 교수
1993년 3월~현재 : 국제기능올림픽 한국위원회 심사 위원
1994년 9월~현재 : 광운대학교 신기술연구소 연구원
1997년 2월~현재 : 중소기업청 기술개발평가단 평가위원
1998년 1월~현재 : 한국전자파학회 이사
1999년 1월~1999년 12월 : 한국통신학회 부회장
2000년 1월~현재 : 한국통신학회 수석부회장

<주관심 분야> 초고주파 회로설계, 이동 및 위성통신, 안테나, EMI/EMC 등

www.dbpia.co.kr