

이중 모드 필터를 이용한 Ku-band 위성 통신용 소형 Duplexer에 관한 연구

正會員 유도형*, 유경완**, 김상철*, 이주열*, 홍의석***

A Study on the Small Duplexer Using Dual-mode Filter for Ku-band Satellite Communications

Yoo Do-Hyoung*, Yu Kyung-Wan**, Kim Sang-Cheol*, Lee Joo-Yeol*,
Hong Ui-Seok*** *Regular Members*

*본 연구는 산학협동재단의 연구비 지원에 의해 수행 되었음.

要 約

본 논문에서는 이중모드 공동 공진기로 구성된 송·수신 필터와 H-면 T-junction를 이용하여 Ku-band용 소형 듀플렉서를 설계·제작하였다. 듀플렉서는 송신 12.5GHz와 수신 14.5GHz에서 대역폭 100MHz를 갖도록 설계하였다.

설계·제작된 듀플렉서는 송신(TX) 및 수신(RX) 필터를 이중모드 필터로 구성하여 공동 공진기 필터 구조를 갖는 기존의 듀플렉서에 비해서 크기를 약 40%이상 감소시키는 결과를 얻을 수 있었다. 듀플렉서의 동작 특성은 H-면 T-junction부와 필터간의 정합시 각 필터의 특성이 왜곡되지 않도록 컴퓨터 시뮬레이션하였다. 이러한 결과 필터 자체의 특성과 듀플렉서 연결 후 특성은 거의 일치하는 결과를 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, a small duplexer is designed and implemented using a H-plane T-junction and Transmitting/Receiving filter with a dual mode cavity resonator for Ku-band.

Transmitting(TX) filter is designed at center frequency 12.5 GHz and Receiving(RX) filter, at center frequency

*광운대학교 전자통신공학과
Dept. of Electronic Communication & Eng. of KwangWoon Univ.

**한국전자통신연구소 위성통신장치연구단 탑재장치연구실
ETRI Satellite Communication Technology Group Payload System Section

***광운대학교 전파공학과, 신기술연구소
Dept. of Radio Science & Eng. of KwangWoon Univ. Institute of New Technology

論文番號:96053-0209
接受日字:1996年 2月 9日

14.5 GHz. Both filters have a 100 MHz bandwidth.

This duplexer is reduced to about 40% by the conventional duplexer of cavity bandpass filter structure in size. Operating characteristics of duplexer is optimized in order not to distort matching characteristics of each filter when interfaced to a H-plane T-junction. Consequently, the responses of filter with H-plane T-junction nearly coincide with that of filter itself.

I. 서 론

위성 통신 시스템 및 각종 마이크로웨이브 통신 기기에서 안테나를 통해서 들어오는 미약한 신호를 수신하고 또한 시스템내에서 만들어진 고출력 신호를 안테나를 통해서 송신하는 기능을 담당하는 부분이 듀플렉서(Duplexer)이다[1].

지금까지 사용되어 온 듀플렉서는 구형 도파관내에 metal fin를 삽입한 E-plane 필터[1-2] 혹은 단일모드로 동작하는 공동 공진기 필터를 채택함으로써 부피 및 무게면에서 상당한 크기로 제작되어 사용되었다. 이는 무선 시스템에서 시스템의 소형·경량화를 가로막는 가장 큰 장애요인으로 작용된다.

본 논문에서는 듀플렉서의 제반 성능 요구조건을 만족시키면서도 무게 및 size를 감소시킬 수 있는 다중모드(multi-mode) 필터 기술[3-5]을 이용하여 듀플렉서를 설계/제작하였다. 즉 듀플렉서를 구성하는 송신(TX)과 수신(RX)의 2개의 필터를 이중모드 필터(dual-mode filter)로 제작하여 기존의 공동 공진기 필터에 비해서 필터 자체의 크기를 50% 감소시켜 T-junction부를 포함한 듀플렉서 전체 크기면에서는 동일한 동작 특성하의 기존 듀플렉서와 비교하여 약 40%의 size 감소 효과를 나타낸다.

듀플렉서의 TX 및 RX 필터는 대역폭 100MHz를 가지며 12.5GHz의 TX 주파수와 14.5GHz의 RX 주파수로 하여 송·수신 주파수의 차이는 2GHz이다. 각 필터는 Chebyshev 응답으로 설계하였으며 TX 필터의 경우 4-pole로 구성하였고 RX 필터는 주파수 선택성(frequency selectivity)를 고려하여 6-pole로 제작하였다.

제작한 TX와 RX 필터는 H-면 T-junction을 이용하여 정합시켰다. 정합시 각 필터의 특성이 왜곡되지 않도록 3차원 passive 구조 해석 시뮬레이터인 KCC에 의해서 시뮬레이션하였다. 이러한 결과 필터 자체

의 특성과 듀플렉서 연결 후 특성은 거의 일치하는 결과를 얻었다.

II. 듀플렉서 설계

듀플렉서는 무선 송수신 시스템에서 주파수 분파기로서 사용된다. 이러한 송수신 신호 분파기로서 듀플렉서의 동작을 살펴보면 수신측의 입장에서 수신 신호의 삽입손실(insertion loss) 및 다른 주파수와의 격리도(isolation)등이 중요한 고려사항이며 송신부의 입장에서는 시스템에서 만들어진 고출력의 신호를 왜곡없이 처리할 수 있는 능력이 필수적이다[1]. 기존의 듀플렉서는 E-plane 필터나 단일모드로 동작하는 공동 공진기 필터를 채택하여 상당한 부피 및 무게를 갖는다. 단일모드 공동 공진기 필터의 경우 하나의 공진기내에 한 번의 전기적 공진만을 이용하여 물리적인 크기가 상당하다.

그림 1은 듀플렉서의 구성을 나타내는 블록도이다.

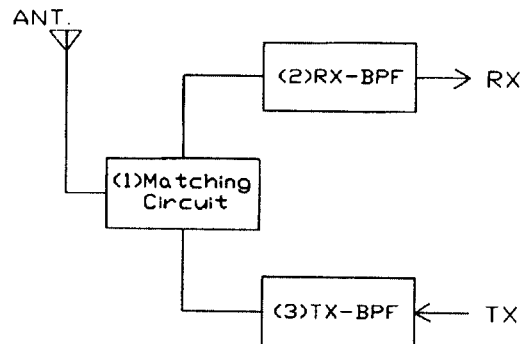


그림 1. 듀플렉서의 블록도
Fig. 1. Block diagram of duplexer

1. TX 및 RX 대역통과 필터부

본 논문에서는 소형 듀플렉서를 제작하기 위하여 TX 및 RX 대역통과 필터를 이중모드 공동 공진기 필터 개념으로 설계하였다. 이중모드 공동 공진기는 1개의 물리적인 공동 공진기내에 두 번의 전기적 공진을 이용하는 것으로 공동 공진기내에 존재하는 수많은 mode중에서 독립적으로 tuning이 가능한 2개의 mode를 고려하여 선택된 2개의 mode만이 특정한 주파수에서 공진하도록 하는 것을 원리로 하고 있다. 따라서 동일한 특정 주파수에서 공진 가능한 2개의 mode를 찾는 것이 전제되어 되어야 하며 일반적으로 원형 공진기에서는 기본 mode인 TE_{11p}-mode를 취하게 된다. 이는 TE_{11p}-mode의 전자계 분포가 수평 및 수직의 orthogonal한 관계로 독립적인 tuning이 용이하기 때문이다[4].

그림 2는 TE₁₁₃-mode로 공진하는 Chebyshev응답 6-pole 이중모드 공동 공진기의 구조를 나타낸다. 그림 2(a)는 이중모드를 이용한 Chebyshev 응답 6-pole의 공동 공진기 필터의 3차원 구조를 나타내며 그림 2(b)는 공동 공진기 A-A'면과 B-B'면, 그리고 C-C'면에서의 coupling 및 tuning screw의 위치를 나타낸다. 그림 2(b)에서 T1, T4, T5는 TE₁₁₃모드의 vertical방향의 전계 성분을 tuning하기 위한 screw이고 T2, T3, T6은 horizontal 성분을 tuning하기 위한 screw이다. C1과 C2 그리고 C3는 각 공진기내에서의 vertical과 horizontal성분을 coupling하는 screw이며 tuning screw

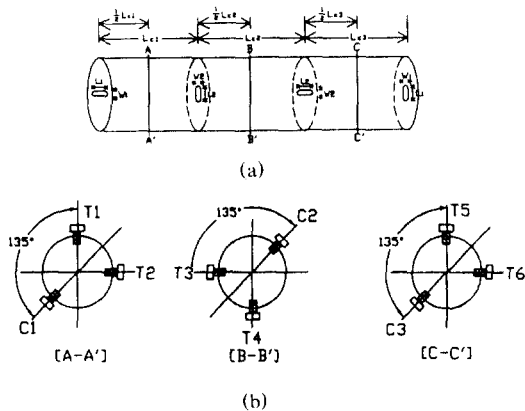


그림 2. Chebyshev응답 이중모드 공동 공진기 필터 (6-pole)

Fig. 2. Dual-mode cavity filter with a Chebyshev response

와 45° 혹은 135° 위치에 있어야 한다[5].

공동 공진기의 입력과 출력단의 결합은 첫번째와 마지막 공진기의 외부 양호도(external quality factor) Q_e에 의해서 표현할 수 있다[6]. 필터의 응답이 Chebyshev인 경우 Q_e는 정규화 파라미터에 의해서 식 (1)과 같이 결정할 수 있다. 이러한 외부 양호도 Q_e와 자계 분극을 M간의 관계는 식 (2)과 같고 정규화 시퀀팅스는 식 (3)과 같다.

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{W_f} \quad \text{혹은} \quad \frac{g_n g_{n+1}}{W_f} \quad (1)$$

단, $W_f = \frac{BW}{f_0}$

$$M = \sqrt{\frac{ab\lambda_{gw} L_c^3 D_c^2}{16 Q_e \lambda_0^2 p^2}} \quad (2)$$

$$\frac{B}{Y_0} = - \sqrt{\frac{ab Q_e \lambda_{gw} \lambda_0^2 p^2}{\pi^2 L_c^3 D_c^2}} \quad (3a)$$

$$\text{단, } L_c = p \frac{\lambda_{gc}}{2} \Big|_{p, g \neq 0} \quad (3b)$$

여기서 W_f는 fractional 대역폭이고 g는 지역통과 원형 필터(Lowpass-prototype filter)의 정규화 파라미터이다. D_c와 L_c는 각각 원통형 공동 공진기의 직경 및 길이를 나타내고 a와 b는 공진기에 연결되는 구형 도파관의 크기를 나타낸다. 또한, λ₀는 자유공간에서의 파장이며, λ_{gw}는 공진기 입출력단에 연결되는 도파관의 관내 파장이다.

입출력단에서 slot의 형태는 도파관부와 공동 공진

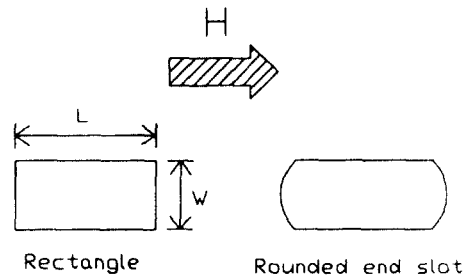


그림 3. 공동 공진기 입·출력단의 slot

Fig. 3. Slot of cavity at input and output port

기부간에 유도성 결합(inductive coupling)을 유도하기 위해서 longitudinal-type을 사용한다.

그림 3은 이중모드 공동 공진기 필터의 입·출력단에서 사용할 수 있는 inductive slot을 나타낸다[8-9].

그림 3과 같은 round-end형 slot의 크기와 분극율과의 관계는 식 (4)로 구할 수 있다.

$$M_0 = f\left(\frac{W}{L}\right)L^3 \quad (4a)$$

$$f\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{0.187 + 0.052\left(\frac{W}{L}\right)\left(1 - \frac{W}{L}\right)}{\ln\left(1 + \frac{2.12}{\left(\frac{W}{L}\right)}\right)} \quad (4b)$$

식 (4)는 실질적인 slot에 대한 크기와는 상당한 오차를 갖게 되며 slot plate의 두께 및 크기에 대한 교정이 이루어져야 한다.

slot의 교정식은 다음과 같다.

$$M_{new} = M_{old} \left[1 - \left(\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0}\right)^2\right] 10^{\left[\frac{2.7314}{\lambda_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{cs}}{\lambda_0}\right)^2}\right]} \quad (5)$$

여기서 t는 slot의 두께를 나타내고 λ_{cs} 는 slot의 단면이 갖는 차단 파장을 의미하며 A는 empirical factor이다.

1번째와 j번째 공진기간의 결합을 표현하는 결합계수 k도 정규화 파라미터에 의해서 구할 수 있다. 또한 결합계수 k는 자계분극을 M 혹은 정규화 서셉턴스로 식 (6), 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M = \frac{\pi k_{ij} L_c^3 D_c^2}{4 p^2 \lambda_0^3} \quad (6)$$

$$\frac{B}{Y_0} = -\frac{3 p^2 \lambda_0^3 \lambda_{gc}}{4 \pi^2 L_c^3 k_{ij}} \quad (7)$$

여기서, λ_{gc} 는 공동 공진기내의 관내파장이다. 결국 식 (2)와 식 (6)의 외부 양호도 Q_e 와 결합계수 k는 자계 분극을 M을 통해서 식 (4)에 표현된 바와 같이 slot의 형태와 크기를 결정할 수 있음을 알 수 있다.

intercavity slot의 구조에 있어서 Chebyshev응답의 경우는 비인접(non-adjacent) 공진기간의 결합이 불필요한 all-pole형 필터이므로 intercavity slot의 형태는 입·출력 slot과 같은 longitudinal형을 사용할 수 있다.

2. H-면 T-접합

본 논문에서는 RX 및 TX의 집합부로 H-면 T-접합을 사용하였다. 그림 4는 그림 1에서 나타난 듀플렉서의 블럭도를 송·수신 필터와 이를 연결하는 H-면 T-junction을 보다 구체적으로 나타낸 그림이다.

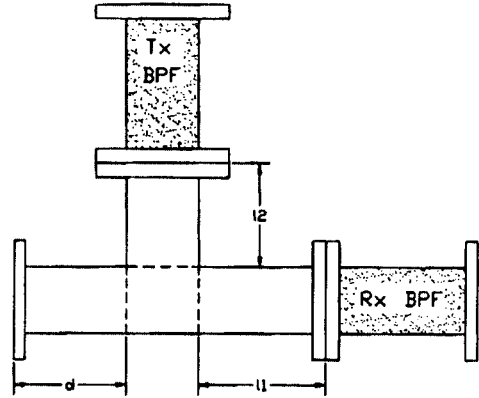


그림 4. 듀플렉서의 구성
Fig. 4. Design of the duplex

그림 4에서 d는 입력 port에서 T-접합까지의 거리이고 l1 과 l2는 T-접합에서 RX 및 TX 필터까지의 전송선 길이이다. 듀플렉서의 특성은 각 필터와 T-접합 사이의 전송선 길이(l1과 l2)에 따라 변하므로 길이 l1과 l2에 대한 적절한 고려가 필요하다. H-면 T-접합에서 field의 구조는 $\lambda/2$ 를 주기로 변하므로 $n\lambda/2$ 로 취할 수 있다. 본 연구에서는 제작물의 구조적 특성상 로 길이의 초기값을 정하였다[11].

$$l_1 = \lambda_{g1} = \frac{\lambda_{o1}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{o1}}{\lambda_{gw}}\right)^2}} \quad (8a)$$

$$l_2 = \lambda_{g2} = \frac{\lambda_{o2}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{o2}}{\lambda_{gw}}\right)^2}} \quad (8b)$$

식(8)에서 λ_{g1} 과 λ_{g2} 는 TX 필터와 RX 필터의 관내파장이고 λ_{o1} 과 λ_{o2} 는 TX 필터와 RX 필터의 자유공간파장이다.

그러나 각 필터의 중심주파수에 대한 입력 임피던

스가 다르기 때문에 서로 다른 2개의 필터 특성을 동시에 만족시키기 위해서는 T-접합의 길이에 적절한 조정이 필요하며 이를 3차원 passive 시뮬레이션 프로그래밍 KCC로 모델링하여 그 특성을 분석 하였다.

그림 5는 H-면 T-접합의 동가회로를 나타낸다.

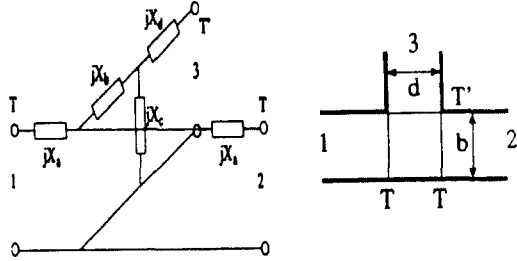


그림 5. H-면 T-접합의 동가회로
Fig. 5. Equivalent circuit of H-plane T-junction

그림 5에서 T와 T'는 각 port의 기준면을 의미하고 b와 d는 T 접합의 dimension을 의미한다. H 면 T-접합에서 3 port Z-파라미터는 $[Z] = ([I] - [S])([I] + [S])^{-1}$ 의 관계에서 산란행렬[S]로 구할 수 있다. 여기서 [I]는 단위행렬이다. 그림 5에서 동가회로의 요소들은 식 (9)로 구할 수 있다[12].

$$\begin{aligned}
 jX_c &= z_{31} & (9) \\
 jX_b &= z_{21} - jX_c \\
 jX_a &= z_{11} - jX_b - jX_c \\
 jX_d &= z_{33} - jX_c
 \end{aligned}$$

식(9)에서 리액턴스값 X_a, X_b, X_c, X_d 는 정규화 주파수의 유리 함수(rational function)로 표현 가능하며 $z_{31},$

z_{21}, z_{11}, z_{33} 은 3 port Z-파라미터를 3×3 matrix로 표현한 때 각 component이다.

즉, $k = a, c, d$ 인 경우는 식(10)과 같이 표현되고 $k = b$ 인때는 식(11)로 표현할 수 있다. 식(10)과 식(11)에서 $x_i (i = 0 \sim 6)$ 와 P_1, P_2 는 표 1에 나타내었다.

$$X_k(\Omega) = \sum_{i=0}^6 x_i^{(k)} \Omega^i / (\Omega - P_1) \quad (10)$$

$$X_b(\Omega) = \sum_{i=0}^6 x_i^{(b)} \Omega^i / [(\Omega - P_1)(P_2 - \Omega)] \quad (11)$$

III. 송수신 대역통과 필터와 H-면 T-접합의 설계

1. 송수신 대역통과 필터의 설계

본 연구에서는 송·수신 필터로 이중모드 공동 공진기 필터를 갖는 소형 뉴클렉서 설계·제작하였다. TX 및 RX 필터는 Chebyshev 응답을 갖으며 중심 주파수 12.5GHz와 14.5GHz에서 각각 100MHz의 대역폭을 갖도록 설계되었다. 필터의 설계사양은 표 2와 같다.

표 2. TX 및 RX 필터 설계 사양
Table 2. Design specifications of TX and RX filter

사 양	TX-BPF	RX-BPF
중심 주파수(f_0)	12.5 GHz	14.5 GHz
주파수 대역폭(BW)	100 MHz	100 MHz
Ripple 특성	0.2 dB	0.1 dB
저지대역 감쇠	(at $2.6 \times BW$) -30 dB	(at $1.7 \times BW$) -30 dB
필터 차수	4	6
응답 특성	Chebyshev ft.	
필터 구조	longitudinal type	

표 1. H-면 T-접합의 다항식 계수 x_i 와 P
Table 1. Polyhomial Coefficients and P for H-plane T-junction

$k \setminus x^s$	$x_0^{(k)}$	$x_1^{(k)}$	$x_2^{(k)}$	$x_3^{(k)}$	$x_4^{(k)}$	$x_5^{(k)}$	$x_6^{(k)}$	P_1	P_2
a	195.9	-810.7	1394.7	-1276.3	654.0	-177.9	20.1	1.3	-
b	-58.5	249.8	-442.9	417.3	-220.3	61.8	-7.2	1.3	1.6
c	-104.2	424.1	-715.9	642.8	-323.8	86.8	-9.7	1.6	-
d	7.8	-20.5	21.5	-11.0	2.9	-0.3	-	1.6	-

표 2의 설계 조건에 맞는 Chebyshev응답 대역통과 필터를 설계하기 위해서는 저역통과 원형 필터(Lowpass-prototype filter)에서의 정규화 파라미터 값을 통해서 외부 양호도 Q_e 와 결합 계수 k 를 구해야 한다[10]. TX와 RX 주파수에서 필터의 Q_e 와 결합계수는 식 (12)에 나타냈다.

TX-BPF	RX-BPF
$Q_e = 162.85$	$Q_e = 197.158$
$k_{12} = 6.18 \times 10^{-3}$	$k_{12} = 5.07 \times 10^{-3}$
$k_{23} = 5.02 \times 10^{-3}$	$k_{23} = 3.95 \times 10^{-3}$
$k_{34} = 6.18 \times 10^{-3}$	$k_{34} = 3.82 \times 10^{-3}$
	$k_{45} = 3.95 \times 10^{-3}$
	$k_{56} = 5.07 \times 10^{-3}$

(12)

본 연구에서는 필터의 공진 모드로 TE_{113} -mode를 선택하였다. 선택된 TE_{113} -mode는 공동 공진기내에서 다른 모드와 무관하게 독립적으로 공진되어야 하며 이를 위해서 공동 공진기의 dimension은 특정한 size로 제한되어야 한다. 그림 6의 모드chart는 TE_{113} -할 수 있는 WR-75(19.05×9.53 mm)으로 설계하였다. 을 통해서 TX 및 RX 필터의 직경(Dc)과 길이(Lc)의 비율을 구할 수 있다[4].

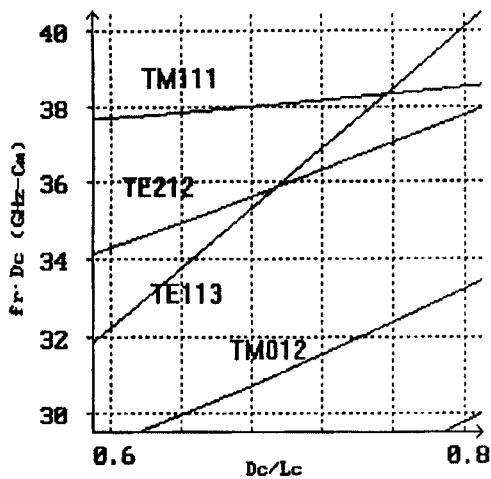


그림 6. 원통형 공동 공진기의 모드 chart
Fig. 6. Mode-chart for cylindrical cavity resonator

특정 공진 주파수에서 공동 공진기의 길이는 식 (3b)로 표현된다. 그러나 식 (3b)는 공동 공진기가 완전히 밀폐되어 있을때의 길이를 의미하므로 공동 공진기의 양단에 위치하는 slot에 의한 공동 공진기의 길이 변화를 식(13)과 같이 고려해야 한다[10].

$$L_c = \frac{\lambda_{gc}}{2\pi} \left[p\pi - \frac{1}{2} \left(\tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i-1,i}} + \tan^{-1} \frac{2Y_0}{B_{i,i+1}} \right) \right] \quad (13)$$

여기서 \tan^{-1} 항은 공진기 양단에 존재하는 slot에 의한 길이 변화량을 나타내고 $Y_0/B_{i,i+1}$ 는 서셉턴스 값으로 결합계수를 통해 구할 수 있다. 중심 주파수 12.5 GHz와 14.5GHz에서 필터의 각 파라미터는 다음과 같다.

◆ 중심 주파수 12.5GHz

$\lambda_0 = 24$: 자유공간 파장
 $\lambda_{gw} = 30.901$: 입출력 도파관의 관내파장(WR-75)
 $\lambda_{gc} = 28.54$: 공동공진기의 관내파장 (14a)
 $\frac{D_c}{L_c} = 0.6058$: 공동공진기의 직경 및 길이 비 초기값

◆ 중심 주파수 14.5GHz

$\lambda_0 = 20.6897$
 $\lambda_{gw} = 24.6391$ (14b)
 $\lambda_{gc} = 23.967$
 $\frac{D_c}{L_c} = 0.667$

2. H-면 T-접합의 설계

T-접합은 TX 및 RX 필터의 동작 주파수에서 사용할 수 있는 WR-75(19.05×9.53 mm)으로 설계하였다. 그림 4에서 d는 안테나부와 연결되는 feed line으로 간주할 수 있으므로 길이의 변화가 필터부의 특성과 무관하다고 할 수 있다. 그러나 길이 l1과 l2는 RX 및 TX 필터의 특성에 영향을 미칠 수 있는 factor로 간주되어야 할 것이며 특히 H-면 T-접합의 불연속부 l2는 TX 필터의 특성 변화를 크게 좌우하는 부분으로 정확한 조절이 필요하다 할 수 있다.

그림 7은 H-면 T-접합으로부터 필터까지의 전송선 길이 l1과 l2를 마이크로웨이브 수동회로 시뮬레이션 프로그램인 영국의 Kimberley Communications Cons-

ultants사의 Micro-stripes으로 모델링한 것이다.

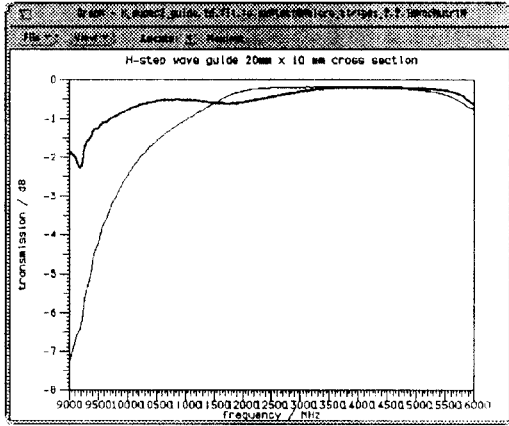


그림 7. H-면 T-접합의 KCC에서의 모델링
Fig. 7. Modeling of H-plane T-junction by KCC

IV. 송수신 필터와 H-면 T-접합의 제작과 측정

1. 제 작

본 연구에서는 Ku-Band용 소형 듀플렉서를 제작하기 위하여 TX 및 RX 필터를 기존의 공동 공진기 필터에 비해서 50% size 감소 효과가 있는 이중모드 대역통과 필터로 제작하였다. TX와 RX 필터는 4-pole (2 stage)과 6-pole(3 stage) longitudinal형이며 응답은 Chebyshev 다항식을 이용하여 설계하였다. 제작된 TX 및 RX 필터는 H-면 T-접합을 통하여 정합하였고 기구물의 측정에는 hp 8510C Network Analyzer를 사용하여 측정하였다.

표3은 TX 및 RX 필터와 H-면 T-접합에 대한 외부 사양이다. 그림 7은 제작된 듀플렉서이다.

2. 측정 및 결과 고찰

그림 9는 Tx 필터 4-pole 이중모드 대역통과 필터를 H-면 T-접합과 연결하기 전의 응답을 나타낸다. 그림 9(a)에서 marker 1은 중심 주파수 12.5GHz를 나타내고 marker 2와 marker 3는 통과 대역폭 100MHz를 나타낸다. 필터의 중심주파수는 12.515GHz로 약 0.12% shift되었고, 통과 대역의 삽입 손실은 약 -1.08 ~ -1.34dB로 측정 되었으며 반사손실 S₁₁은 -15dB이

표 3. 듀플렉서 외부 사양

Table 3. Outline dimensions of duplexer

단위 : [mm]

Component	Size	
	Tx-BPF	Rx-BPF
/FILTER부/		
Iris	thickness: 0.2	thickness: 0.2
- input & output	W × L: 2.6 × 9	W × L: 1.4 × 9
- intercavity	W × L: 1.2 × 7.4	W × L: 1.1 × 6.3
Cavity	diameter: 25φ length: 41.6	diameter: 22.4φ 1단과 3단 length: 36.1 2단 length: 36.2
Adaptor	(상용제품): [Flann Microwave] Waveguide to Coaxial adaptor: 17091-SF90	
Screw	diameter: 3φ	
/H-면 T-접합부/	d: 20 l1: 30.9 l2: 24.64	
WR-75	(19.05 × 9.53)	

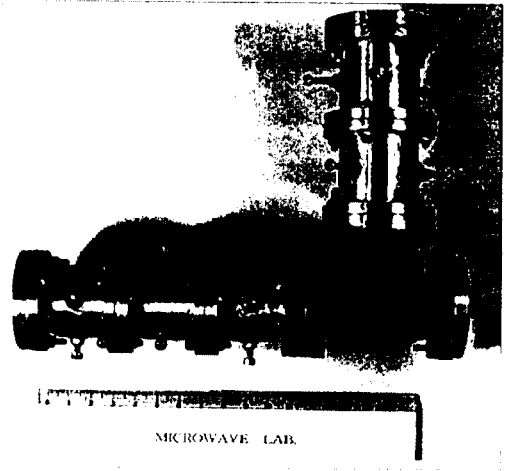
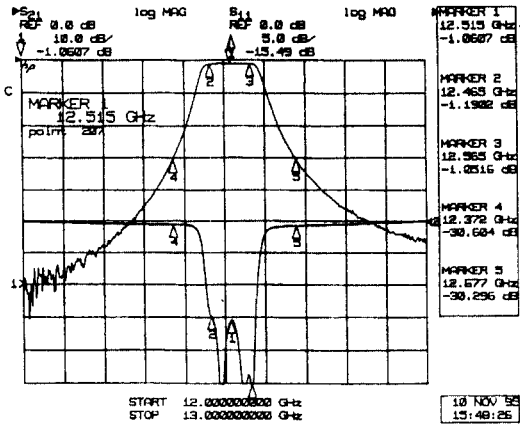
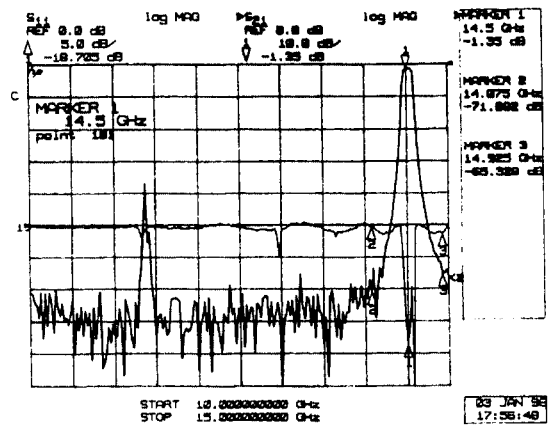


그림 8. Ku-Band용 소형 듀플렉서의 제작 실물도
Fig. 8. Manufactured picture of a small duplexer for Ku-Band

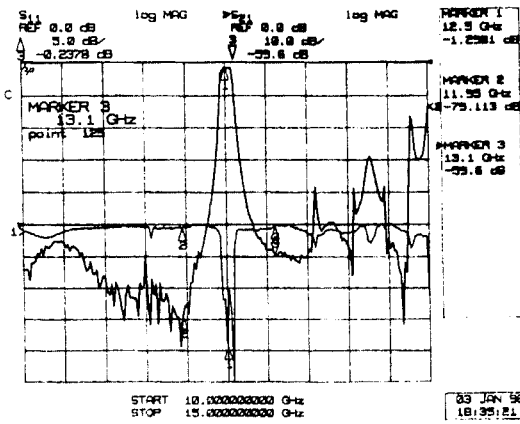
상이다. marker 4와 marker 5는 통과 대역폭 100MHz의 2.6배를 나타낸다.



(a) Narrow-Span.



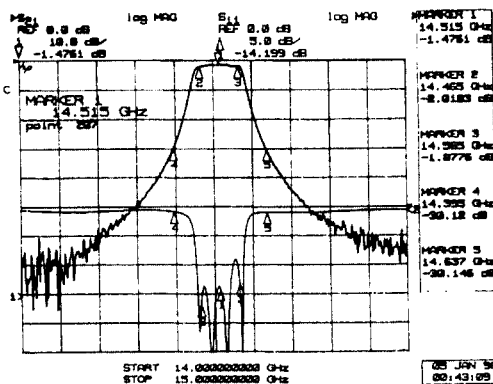
(b) Wide-Span.



(b) Wide-Span.

그림 9. 중심 주파수 12.5 GHz 필터만의 응답
Fig. 9. Only filter response with a center freq. 12.5GHz

그림 10. 중심 주파수 14.5 GHz 필터만의 응답
Fig. 10. Only filter response with a center freq. 14.5GHz



(a) Narrow-Span.

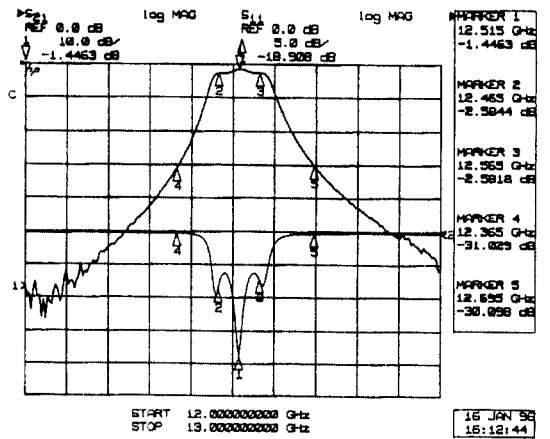


그림 11. H-면 T-접합 연결 후 12.5GHz 필터 응답 (No tuning)
Fig. 11. Response after connecting 12.5GHz filter with a H-plane T-junction

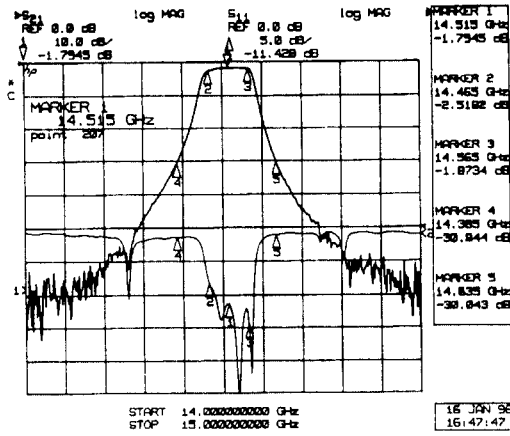


그림 12. H-면 T-접합 연결 후 14.5GHz 필터 응답 (No tuning)
 Fig. 12. Response after connecting 14.5GHz filter with a H-plane T-junction

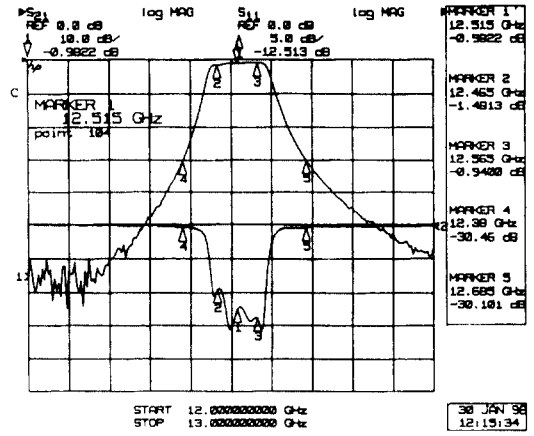


그림 14. 듀플렉서의 TX 특성
 Fig. 14. TX characteristic of duplexer

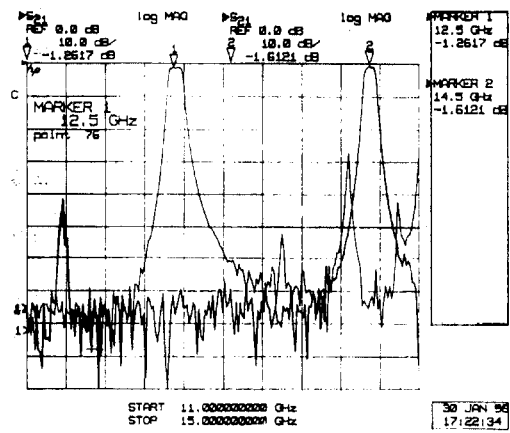


그림 13. 듀플렉서의 전체적인 응답
 Fig. 13. Complete response of Duplexer

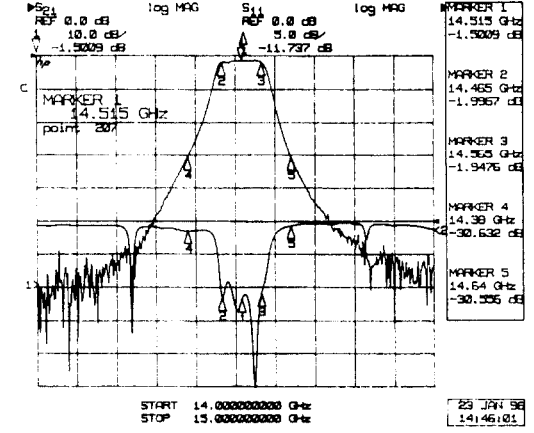


그림 15. 듀플렉서의 RX 특성
 Fig. 15. RX characteristic of duplexer

그림 9(b)는 그림 9(a) 응답의 out-of-rejection을 보기 위해 span 5GHz로 측정된 것이다. 그림 9(b)에서 제작된 필터는 약 65dB 이상의 우수한 저지대역 감쇠 특성을 갖음을 알 수 있다.

그림 10은 중심 주파수 14.5GHz를 갖는 6-pole 이중모드 RX 필터의 응답을 측정된 것이다. 그림 10(a)에서 marker 1은 중심 주파수를 나타내고 marker 2와 marker 3는 통과 대역폭 100MHz를 나타낸다. 필터의 중심 주파수는 14.515GHz로 약 0.1% shift되었고 통과 대역의 손실은 약 -1.47~-2.01dB로 측정 되었다. 반사손실 S_{11} 은 -15dB이상이다. marker 4와 marker 5는 통과 대역폭 100MHz의 2.3배를 나타내고 -30dB을 만족한다. 그림 10(b)는 필터의 응답을 5GHz span으로 측정된 것을 나타낸다. 저지대역에서 감쇠는 70dB이상으로 매우 우수한 특성을 보였다.

위의 측정 결과에 의해서 제작된 중심 주파수 12.5GHz를 갖는 TX 필터 및 14.5GHz의 RX 필터의 반사손실 S_{11} 은 -15dB이상을 모두 만족하였고 저지대역 감쇠는 65dB이상으로 매우 우수한 응답을 나타냈다. 그러나 RX 필터의 경우 통과대역내 삽입 손실량이 -1.47~-2.01dB로 TX 필터보다 다소 크게 나타났다. 이는 RX 필터의 경우 주파수 선택성을 높이기 위해 3 stage로 제작하였고 이러한 구조는 2단 구조의 TX 필터보다 1개의 slot 및 3개의 screw가 추가되어 상대적으로 늘어난 discontinuity와 동작 주파수가 14GHz대로 TX보다 다소 고주파인 것에 기인한 결과로 사료된다.

그림 11과 그림 12는 TX 필터와 RX 필터를 T-접합으로 연결한 후 측정된 듀플렉서 응답이다.

그림 11은 TX단의 특성을 나타낸다. 그림 11은 그림 9와 비교해서 TX 필터의 통과 대역내 삽입손실과 반사 손실 S_{11} 의 특성이 많이 왜곡된 것으로 나타났다. 이러한 결과는 T-접합의 구조에서 생긴 불연속으로 TX 필터의 출력부와 T-접합의 입력부 사이의 임피던스 부정합에 기인한 것으로 생각할 수 있다.

그림 12는 RX단의 응답을 나타낸다. 그림 12는 그림 10과 비교해서 필터 응답상에 약간의 특성 왜곡이 발생하였다. 이는 TX 필터단의 임피던스 부정합에서 기인한 것이다.

H-면 T-접합은 그림 5의 등가 모델에서 나타난 바와 같이 T-접합 길이의 변화에 따라 리액턴스 값의

변화가 발생한다. 이러한 T-접합의 리액턴스 값은 TX 필터 연결시 필터 응답의 응답 왜곡을 유발하는 주 원인으로 생각되며 이를 조정하기 위해 본 연구에서는 이를 상쇄시키기 위한 matching element로 capacitance 성분을 추가하였다.

그림 13은 TX와 RX 응답을 동시에 나타낸 듀플렉서 특성이다. 그림 13에서 TX 신호 12.5GHz와 안테나로부터 수신되는 RX 신호 14.5GHz를 송·수 분파하는 듀플렉서는 필터 자체의 특성을 유지하면서 자체 duplexing 기능을 잘 만족하는 것으로 나타났다.

따라서 전체 듀플렉서의 RX-TX 간의 격리도(isolation)은 70dB 이상이며 중심주파수의 차이는 2GHz로 떨어져있어 TX 및 RX port간에 신호구분이 명확함을 알 수 있다.

그림 13을 TX와 RX 신호로 구분하여 측정된 응답은 그림 14와 그림 15와 같다. 그림 14에서 TX 응답은 통과 대역내의 삽입손실은 약 -0.94~-1.48dB로 그림 11의 tuning전 TX단의 삽입손실보다 평균 0.7dB 정도 개선되었다. 반사 손실 S_{11} 은 평균 -12dB이상으로 나타났다. 그림 15의 RX경우 그림 12와 비교하여 통과 대역내의 삽입손실은 약 -1.5~-1.9dB로 평균 0.3dB정도의 개선을 보였다. 반사 손실 S_{11} 은 평균 12dB 이상으로 나타났다.

이상에서 언급한 바와 같이 듀플렉서의 응답은 T-접합의 길이 조절을 통해서 TX 및 RX의 분파된 신호를 얻을 수 있었지만 최적의 matching length 산출 관계식에 포함된 계산 오차 및 제작·가공상의 오차에 기인하여 약간의 특성 왜곡이 발생함을 알 수 있다. 이를 개선하기 위해 본 연구에서는 capacitance window 추가하여 듀플렉서 응답 특성을 tuning하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 제반 성능 요구조건을 만족시키면서도 무게 및 size를 대폭 감소시킬 수 있는 소형 듀플렉서를 설계/제작하였다. 즉 듀플렉서를 구성하는 송신(TX)과 수신(RX)의 2개의 필터를 이중모드 필터(dual-mode filter)로 제작하여 기존의 공동 공진기 필터에 비해서 필터 자체의 크기를 50% 감소시켜 T-junction부를 포함한 듀플렉서 전체 크기면에서는 동일한 동작 특성하의 기존 듀플렉서와 비교하여 약

40%의 size 감소 효과를 나타냈다.

듀플렉서를 구성하는 송신(TX)과 수신(RX) 필터는 Chebyshev함수 응답을 이용하여 설계 하였으며 TX및 RX 신호는 12.5GHz와 14.5GHz에서 100MHz 대역폭을 갖도록 설계했다.

제작된 TX와 RX 필터부는 H-면 T-접합으로 연결 하였으며 H-면 T-junction부와 필터간의 정합시 발생 되는 discontinuity에 의해 송수 분과 특성이 저하되지 않도록 T-접합의 길이를 구하였고 이를 컴퓨터 시뮬레이션하였으며 Capacitance window를 추가하여 미세조정하였다.

이러한 결과 필터 자체의 특성과 듀플렉서 연결 후 특성은 거의 일치하는 결과를 얻을 수 있었다.

參 考 文 獻

1. 장용성, 김덕수, 박한규 "E-면 채널여과기를 이용한 슬롯결합 H-면 T-접합형 듀플렉서의 설계 및 제작", 한국통신학회논문지, 제20권, 제2호, pp. 459-468, 1995년 2월.
2. J. Dittloff, F. Arndt, "Rigorous Field Theory Design of Millimeter-Wave E-Plane Integrated Circuit Multiplexers," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-37, No. 2, pp. 340-350, February 1989.
3. C. E. Kudsia and W. C. Tang, "Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-40, No. 6, pp. 1133-1149, June 1992.
4. A. E. Atia and A. E. Williams, "A solution for narrow-band coupled cavities," *COMSAT Tech. Memo.* CL-39-70, September 22, 1970.
5. 김상철, 이두한, 홍의식 "Ku-band TE113 Dual-mode 공동 공진기 필터의 설계", 전자공학회논문지, 제32권, A편 제9호, pp. 63-69, 1995년 9월.
6. A. E. Atia and A. E. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders," *COMSAT Tech. rev.*, Vol. 1, No. 1, pp. 21-43, Fall 1971.
7. G. L. Ragan, *Microwave Transmossion Circuits*, MIT Radiation Raboratory Series, Vol. 9, McGraw-Hill, 1948.

8. N. Mcdonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures," *IEEE Trans. MTT*, Vol. 36, pp. 1141-1144 July 1988.
9. R. L. Gluckstern, R. Li and R. K. Cooper, "Electric polarizability and magnetic susceptibility of small holes in a thin screen," *IEEE Trans. MTT*, Vol. 38, pp. 186-192 February 1990.
10. G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, 1980.
11. X. P. Liang, K. A. Zaki, and A. E. Atia, "Channel expansion and tolerance analysis of wave guide manifold multiplexers", *IEEE Trans. MTT*, Vol. 40, pp. 1591-1594, 1992.
12. X. P. Liang, K. A. Zaki, and A. E. Atia, "A rigorous three plane mode-matching technique for characterizing waveguide T-junction, and its application in mltiplexer design", *IEEE Trans. MTT*, Vol. 39, pp. 2138-2147 December 1991.

柳 棹 潁(Yoo Do-Hyung) 正會員
1995年 2月:광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사)
1995年 8月~현재:광운대학교 전자통신공학과 석사과정

柳 旻 完(Yu Kyung-Wan) 正會員
1991年 2月:광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사)
1993年 2月:광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학석사)
1993年 3月~현재:한국전자통신연구소 위성통신기술 연구단 탑재장치연구실 연구원

金 相 哲(Kim Sang-Cheol) 正會員
현재:광운대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정
한국통신학회 논문지 제21권 제2호 참조

李 柱 悅(Lee Joo-Yeol) 正會員
1990年 2月:광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사)
1992年 2月:광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학석사)
1992年 8月~현재:광운대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정
1996年 3月~현재:한국전자통신연구소 위성연구원

洪 義 錫(Hong Ui-Seok) 正會員
현재:광운대학교 전파공학과 교수
한국통신학회 논문지 제21권 제2호 참조