

Engineering Model 급 Ka 대역 입력 Demultiplexer 용의 진폭 및 군지연 등화된 협대역 여파기의 개발

강 승택^o, 엄만석, 이주섭, 염인복, 이성팔
통신위성개발센터, 한국전자통신연구원

Development of an Externally Amplitude-and-Delay Equalized Narrow-Bandpass Filter for the Engineering Model Level Ka-band Input Demultiplexer

Sungtek Kahng^o, Man Seok Uhm, Juseop Lee, Inbok Yom, Soeng Pal Lee

Communication Satellite Development Center, ETRI
e-mail:s-kahng@etri.re.kr

요약

본 논문에서는, 위성 중계기 Engineering Model(EM)급 Ka 대역 입력 Demultiplexer(IMUX)의 진폭 및 군지연 등화된 채널 협대역 여파기의 개발/결과가 제시된다. 여파기는 큰 선택성(selectivity)과 작은 대역내 손실로써 동작하기 위해, 8차의 타원적분형 응답특성의 이중모드 결합구조의 특성을 가진다. 그리고 여파기 출력이 가지는 급한 변화의 군지연과 대역내 진폭은 2극(Pole) 등화기에 의해 평탄하게 된다. 튜닝 및 측정 결과는 요구규격사항을 잘 만족함을 보여준다.

I. 서론

위성용 중계기에서 IMUX는 입력된 신호를 채널 별로 분기 시키는 역할을 수행한다[1-4]. 각 채널에 대해, 작은 삽입손실과 다른 채널의 신호를 격리시키는 높은 선택성을 가지는 협대역 여파기의 설계가 요구된다. 이에 따른 여파기의 군지연은 대역 가장자리로 갈수록 변화의 폭이 커지는데, 군지연 등화기가 군지연 및 대역내 진폭 변화를 감소시키는데 사용된다.

본 논문에서는, Ka 대역 IMUX용 타원적분형 응답특성의 8차 이중모드의 여파기와 끝단이 단락된 반사형 2극 군지연 등화기가 구현 및 결과가 제시된다. 이들은

모두 더 높은 Q값을 위해 TE_{113} 공진모드가 존재하는 원형 도파관 공동(cavity)으로 이루어져 있고, 좁은 개구면(slot)을 통해 전자기 결합이 일어난다. 구현 방법의 타당성을 보이기 위해 튜닝 및 시험을 통해 얻은 결과와 요구규격이 비교/제시된다.

II. 이론

1. IMUX 채널 구성 및 규격

Ka 대역 IMUX는 그림 1에서 보이는 것처럼 크게 협대역 여파기와 군지연 등화기로 구성되어 진다.

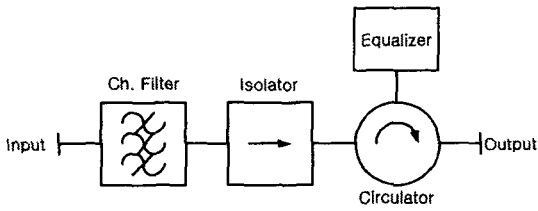


그림 1. IMUX 채널 구성

등화기는 여파기와 분리되어 있으며, 반사형 이 선택되고, 입출력간의 분리를 위해 써큘레이터를 경유한다. 표 1은 설계를 위한 요구규격을 보인다.

표 1. IMUX 채널의 설계규격

측정 변수	측정 주파수	규격
진폭 변화량	$f_0 \pm 40 \text{ MHz}$	$<0.40(\text{dBp-p})$
	$f_0 \pm 50 \text{ MHz}$	$<1.50(\text{dBp-p})$
군지연 변화량	$f_0 \pm 20 \text{ MHz}$	$<1.8(\text{ns})$
	$f_0 \pm 30 \text{ MHz}$	$<2.2(\text{ns})$
	$f_0 \pm 40 \text{ MHz}$	$<9.0(\text{ns})$
	$f_0 \pm 50 \text{ MHz}$	$<22.5(\text{ns})$
격리도	$f_0 \pm 65 \text{ MHz}$	$<-19(\text{dB})$
	$f_0 \pm 80 \text{ MHz}$	$<-49(\text{dB})$
반사 손실	Within Δf	$> 13(\text{dB})$
삽입 손실	at f_0	$< 4(\text{dB})$

중심 주파수 f_0 는 20.87GHz이고 대역폭 Δf 은 100MHz이다.

2. 여파기의 설계

앞서 언급되었듯이, 차수 8 의 타원적분형 응답특성이 선택된다. 이는 다양한 결합구조로 표현될 수 있지만, 본 연구에서는 입력과 출력이 인접하지 않은 in-line 구조로 설계된다. 그림 1 에서 결합 구조와 구현될 이중모드 교차 여파기가 도시된다.

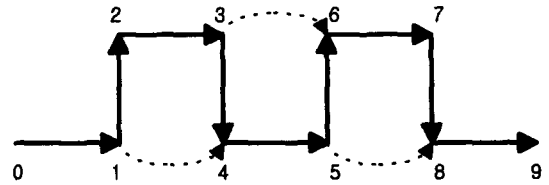


그림 1a. In-line 결합구조

(실선 :순차 결합, 점선, 교차 결합)

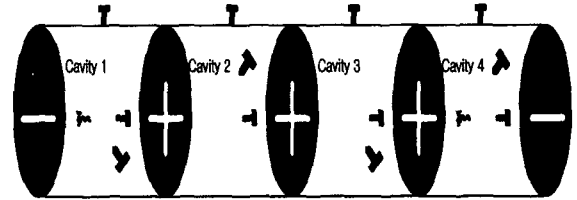


그림 1b. 이중모드 원형 도파관 공동 여파기

그림 1. In-line 결합구조와 이중모드 원형 도파관 공동 여파기

여파기의 결합구조의 원형(prototype)은 2-단자 회로망(2-port network)으로 표현될 수 있고 참고문헌[1-8]에서 구조와 회로 변수 등을 확인할 수 있다. 규격을 만족시키는 응답 특성이 결정되면, 통상적인 수학적 절차[1-8]를 따라, 입/출력 결합을 나타내는 정규화된 입/출력 저항 R_{in} 과 R_{out} , 공동내부의 공진모드들의 결합을 나타내는 $\overline{\overline{M}}$ 의 요소값인 M_{pq} 가 구해진다. 흔히 결합 계수 M_{pq} 는 inverter constant 인 K_{pq} 로 변환되어 여파기 구현에 이용된다[8].

R_{in} , R_{out} 과 $\overline{\overline{M}}$ 이 구해졌다면 이들은 Full-wave 해석법[4-8]이나 근사화 된 공식[9]에 의해 초기 차수값의 계산에 사용된다. 모드 차트를 통해 동작 공진 모드

(TE₁₁₃)와 원형 도파관의 반경이 결정되고, 입/출력 저항과 공동간 결합 계수나 K_{pq} 는 자계 분극도 $P_{M,io}$ 와 $P_{M,int,pq}$ 로 각각 변환되어 [9]의 등식의 목표값으로 사용된다. 이 때, 비선형 방정식의 근이 치수가 된다. 또한, K_{pq} 에 해당하는 리액턴스(reactance)에 의해 도파관 공동의 길이가 결정된다.

3. 균지연 등화기의 설계

반사형 등화기에서는 개구를 통해 들어온 신호가 공동의 단락된 끝단으로부터 되돌아 나온다. 그림 3은 공동이 하나인 2극 반사형 균지연 등화기이다.

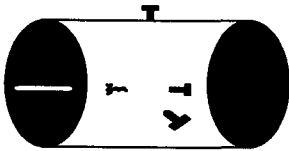


그림 2. 반사형 균지연 등화기

공동의 동작 공진 모드(TE₁₁₃)와 반경은, 능률적인 설계를 위해 여파기와 같은 것으로 선택된다. 등화기의 설계에서는 입력 저항 R_{eq} 와 공동내의 두 수직모드간의 결합 계수인 K_{12} 혹은 M_{12} 이 결정되어야 한다. 반사 계수 S_{11} 과 이 변수들의 관계는 다음과 같다.

$$\Gamma = \frac{Z_{11} - R_{eq}}{Z_{11} + R_{eq}} \quad (1)$$

단, $Z_{11} = j \frac{v^2 - M_{12}^2}{v}$, $v = \frac{1}{\Delta f} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$ 이며, 균지연

은

$$\zeta = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} (\text{Phase}(\Gamma)) \quad (2)$$

이다. 요구규격에 의해, 등화기는 여파기의 균지연 변화뿐만 아니라 대역내 진폭의 변화까지 등화하는 것을 고려하여, 2극, 1 단자 회로로서의 변수가 계산된다. 초기 치수의 결정은 여파기에서 이용된 과정을 통해 이뤄진다.

III. 구현 및 측정 결과

표 1의 요구규격을 만족시키는 여파기를 위한 결합 계수 행렬 $\overline{\overline{M}}$ 은 8차 정방행렬이며, 대칭인 in-line구조에서 $M_{12} = M_{78}$, $M_{23} = M_{67}$, $M_{34} = M_{56}$ and $M_{14} = M_{58}$ 가 된다. II절에서 언급된 방법으로 계산한 결과, 입/출력 저항은 $R_{in} = R_{out} = 1.1$, 모드간 결합 계수인 M_{pq} 는 표 2로 정리될 수 있다. 단, 표 2에 나타나지 않은 행렬의 요소들은 0의 값을 가진다.

표 2. 계산된 여파기용 결합 계수

순차	결합	교차	결합
$M_{12}(= M_{78})$	0.903		
$M_{23}(= M_{67})$	0.737	$M_{14}(= M_{58})$	-0.196
$M_{34}(= M_{56})$	0.523		
M_{45}	0.549	M_{36}	-0.00543

인출력인 WR42 도파관에 대한 원형 공동의 여파기에 대한 치수가 위에서 언급된 방식으로 얻어지고, 모든 공동에 수평-, 수직-, 결합용 스크루(Horizontal/vertical/coupling screws) 삽입되고 조정되는 튜닝을 통해 다음과 같은 결과를 얻었다. 먼저 여파기의 격리도를 그림 4의 전달 (Transmission) 계수인 S_{21} 을 통해 확인할 수 있다.

6에 제시된다.

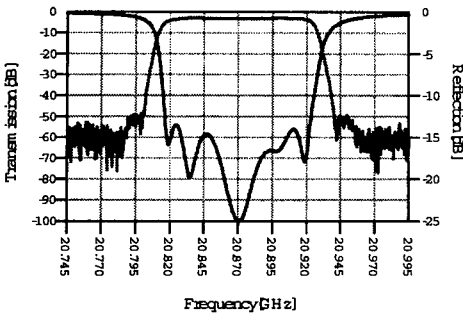


그림 4. 여파기의 전달 계수 S_{21}

요구규격이 정한 $f_0 \pm 65$ MHz 에서 S_{21} 이 약 -24dB로서 충분한 margin을 보이고 있다. 이는 여파기의 차수가 적합함을 의미한다. 또한 중심 주파수에서의 삽입 손실은 0.966dB이다. 이번에는, 그림 5를 통해 대역내의 S_{21} 진폭 변화와 균지연의 변화를 살펴본다.

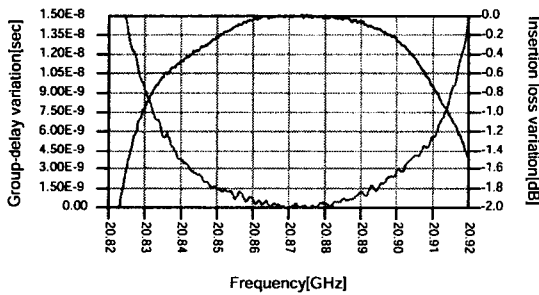


그림 5. 여파기의 S_{21} 의 대역내 진폭 변화와 균지연의 변화

균지연이 대역내에서 요구규격보다 더 큰 값으로 변화하고 있다. 진폭 역시 다소 큰 기울기를 가지고 변화하고 있다. 이들이 평탄해지기 위해 등화기의 설계시 입력 저항은 $R_{eq} = 1.0048$ 이고 $K_{12} = 0.01458$ 가 사용되었다. 등화 이후의 주파수 특성을 살펴보면 다음과 같다. 전달 및 반사 계수인 S_{21} 과 S_{11} 가 그림

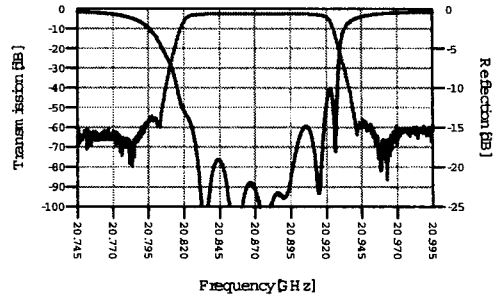


그림 6. 등화된 여파기의 전달 및 반사 계수

그림 6을 보면, 격리도, 대역폭과 반사 계수의 변화를 확인하기는 힘들다. '그런데, 중심 주파수에서 삽입 손실은 등화기의 삽입손실이 더 해져 3.04dB이 되었다. 요구규격인 4dB에 대해 여유가 있다. 이제 대역내에서 진폭과 균지연이 어느 정도로 평탄화되었는지 확인해본다. 그림 7에 등화된 진폭과 균지연의 변화량이 제시되었다.

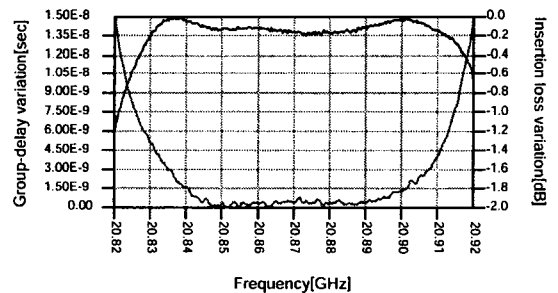


그림 7. 등화된 여파기의 S_{21} 의 대역내 진폭 변화와 균지연의 변화

요구규격과 등화 이전의 여파기의 결과를 비교해보면 $f_0 \pm 38$ MHz 내에서의 평탄도가 대역 내부 모두를 결정하는데, 그 범위에서 균지연과 진폭까지 눈에 띄게 평탄화되었음을 알 수 있다. 표 3의 등화 이후의 진폭

변화와 균지연의 변화에 대한 값을 통해 요구규격을 만족함을 재확인 할 수 있다.

표 3. 등화된 진폭과 균지연의 변화량

측정 변수	주파수	규격	측정치
진폭 변화량	$f_0 \pm 40$ MHz	0.40	0.29
	$f_0 \pm 50$ MHz	1.50	0.88
균지연 변화량	$f_0 \pm 20$ MHz	1.8	01
	$f_0 \pm 30$ MHz	2.2	0.9
	$f_0 \pm 38$ MHz	4.0	2.5
	$f_0 \pm 40$ MHz	9.0	8.6
	$f_0 \pm 50$ MHz	22.5	16.1

IV. 결론

본 논문에서는, 위성 중계기 EM급 Ka 대역 IMUX 채널용 8차 여파기와 2극 반사형 등화기의 개발 결과가 제시되었다. 측정 결과를 통해 등화된 여파기의 설계 및 구현 결과가 타당하며 요구규격을 잘 만족함을 알 수 있었다. 이는 향후의 IMUX의 다채널 구현 및 온도 등의 환경 변화에 대한 개발로 이어질 전망이다.

Acknowledgement

본 개발을 위한 공동개발 업체인 (주)Telwave의 지원에 대해 감사의 뜻을 전하는 바이다.

참고문헌

[1] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 20, No. 4, pp. 258-265, April, 1972

[2] A. E. Atia and A. E. Williams, "Coupling Measurements of Intercavity Couplings," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 48, No. 6, pp. 519-522, June, 1975

[3] G. Pfitzenmaier, "Synthesis and Realization of Narrow-Band Canonical Microwave Bandpass Filters Exhibiting Linear Phase and Transmission Zeros," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 30, No. 9, pp. 1300-1311, Sept. 1982

[4] J. Bornemann et al, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems*, Nordwood, MA:Artech House Books, 1993

[5] S. Amari, J. Bornemann, R. Vahldiek, "Fast and Accurate Analysis of Waveguide Filters by the C.I.E.T.," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 45, No. 9, pp. 1611-1618, Sept, 1997

[6] K.-L. Wu, "An Optimal Circular-Waveguide Dual-Mode Filter without Tuning Screws," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 47, No. 3, pp. 271-276, March, 1999

[7] L. Accatino et al, "A Four-Pole Dual-Mode Elliptic Filter Realized in Circular Cavity without Screws," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 44, No. 12, pp. 2680-2687, Dec. 1996

[8] Ji-Fuh Liang et al, "Dual-Mode Dielectric or Air-Filled Rectangular Waveguide Filters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 42, No. 7, pp. 1330-1336, July, 1994

[9] McDonald, "Simple Approximation for the Longitudinal Magnetic Polarizabilities of Some Small Apertures," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, vol. 36, No. 7, pp. 1141-1144, July, 1988