

論文93-30A-4-1

도파관 전계면 불연속 구조를 이용한 위성 중계기용 다이플렉서의 설계

(A Design of the Diplexer for Satellite Transponder using Waveguide E-plane Discontinuities)

崔象潤*, 姜佑政*, 李相雄*, 崔聖鎭**, 羅克煥***

(Sang Yoon Choi, Woo Jung Kang, Saang Woong Lee,
Seong Jhin Choi and Keuk Hwan Ra)

要約

본 논문에서는 대칭적인 도파관 전계면 계단형 불연속 구조를 이용하여 설계된 2 채널 대역통과 필터를 전계면 T-접합으로 결합하여 위성 중계기용 다이플렉서를 설계 제작하였다. 다이플렉서를 구성하는 2 채널 대역통과 필터는 필터 자체가 방열판 구실을 하도록 도파관 전계면에 $\lambda_g/2$ 길이의 병렬 스텐브를 연결하는 방식으로 설계하였으며, 제작된 필터의 동작특성을 보정하기 위하여 사용되어 왔던 미세조정 나사를 제거함으로써 필터의 양산시 생산성 향상 및 생산단가를 낮출 수 있는 잇점을 지니도록 하였다. 제작된 국내 Ku-밴드 위성 중계기용 14/12 GHz 다이플렉서의 2 채널 대역통과 필터는 상온에서 통과대역내에서 25 dB의 반사손실과 0.3 dB의 삽입손실 및 저지 대역 ($T_x : f_0 \pm 250$ MHz, $R_x : f_0 \pm 220$ MHz)에서 -50 dB의 신호 감쇠량을 나타내었다.

Abstract

This paper presents the designing/manufacturing scheme of the diplexer for satellite transponder which is composed of 2-channel bandpass filters, coupled with E-plane T-junction, having symmetrical waveguide E-plane step discontinuity structures. The 2-channel bandpass filters of the diplexer are designed by the scheme of connecting $\lambda_g/2$ shunt stub to the waveguide E-plane, playing the role of heat sinks without attaching a special heat sinks and to give the profitable productivity and allow the low-cost manufacturing at mass production, tuning screws are eliminated which have been used to compensate the operating characteristics of manufactured filters. The 2 channel bandpass filters of manufactured 14/12 GHz diplexer for domestic Ku-band satellite transponder have the return loss of 25 dB, insertion loss of 0.3 dB in passband, and below -50 dB of stopband characteristics ($T_x : f_0 \pm 250$ MHz, $R_x : f_0 \pm 220$ MHz) at room temperature.

*準會員 ***正會員, 光云大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kwangwoon Univ.)

**正會員, 國立 서울 産業大學校 媒體工學科

(Dept. of Media Eng., Seoul Nat'l Polytech. Univ.)

接受日字: 1992年 11月 12日

1. 서론

1965년 INTELSAT 1호 (Early Bird)의 성공적인 발사로 본격적인 위성 통신 시대가 개막된 이후, 인공위성을 이용한 통신 시스템은 그 자체가 갖는 높은 신뢰성을 바탕으로 국가 및 지역 통신망 구축에 중요한 위치를 차지하게 되었다.

위성 중계기에 장착되는 다이플렉서는 T-접합등과 같은 결합망으로 대전력용 송신 필터와 저손실의 수신 필터를 결합하여 송·수신 신호간의 높은 아이솔레이션 특성을 갖도록 함으로써 수신 신호는 위성 중계기 수신단으로 손실없이 인가되고, 송신신호는 수신단에 간섭없이 최대의 출력으로 안테나로 전달되도록 하여 송·수신 신호를 분리시키는 장치이다.

다이플렉서를 구성하는 송신 필터는 각 위성 중계기 채널을 결합하여 출력시키므로 대전력에서 동작하게 된다. 따라서, 필터의 삽입손실에 의해 발생하는 열로 인하여 여파특성이 변화할 수 있으므로 필터의 크기가 증가하더라도 삽입손실을 최소화하기 위해 unloaded Qu가 큰 구조로 설계하여야 한다.

또한, 수신되는 입력신호의 대역의 신호를 제거하기 위해 사용되는 수신 필터는 입력 전력 준위가 매우 미약하여 대전력용으로 설계할 필요는 없지만, 위성 중계기 수신단의 잡음특성을 향상시키기 위하여 통과대역내에서의 신호 감쇠량을 최소화 시켜야 한다.

이와같이 안테나 바로 뒤에서 인접한 송 수신 신호를 분리시키는 위성 중계기용 다이플렉서의 설계에 있어서는 대단히 좁은 대역폭의 저손실 도파관형 필터 설계 기술이 핵심을 이루게 되는데, 감쇠모드형 (evanescent mode) 필터^[1,2], iris 결합형 필터, 원통형 포스트를 이용한 필터^[3,4,5] 등은 구조가 복잡하고 제작이 용이하지 못한 단점을 지니고 있다. 반면에 도파관 전계면 불연속 구조를 이용한 필터는 비교적 손실이 적고 제작이 용이하여 최근의 대전력용 필터 설계에 많이 응용되고 있으나^[6,7], 협대역이 될수록 fin의 길이가 길어지게 되어 손실이 증가할 뿐만 아니라 통과대역 이탈이 심해지는 경향을 나타내고 있다.

본 연구에서는 이러한 전계면 필터가 갖는 단점을 보완하는 동시에 필터 자체가 방열판 구실을 하도록 도파관 전계면에 $\lambda_g/2$ 길이의 병렬 스텝브를 연결하는 방식으로 2 채널 대역통과 필터를 설계하였으며, 제작된 필터의 동작특성을 보정하기 위하여 사용되는 미세조정 나사를 제거함으로써 금형제작이 가능한 필터 구조를 제안하여 위성 중계기용 다이플렉서를 설

계 제작한 뒤, 성능시험을 통하여 설계 방법의 타당성을 검증하였다.

본 연구에서 설계 제작된 위성 중계기용 다이플렉서는 국내 Ku-밴드 위성 중계기의 DBS up/downlink 주파수 대역인 14.5 ~ 14.8 GHz와 11.7 ~ 12.0 GHz의 대역폭을 갖는 2 채널 대역통과 필터를 전계면 T-접합으로 결합하여 구성하였다

송신 필터는 중심 주파수로부터 ± 230 MHz에서 최소한 30 dB의 전달손실을 갖도록 5개의 공진기를 이용하여 Tchebyscheff형 필터로 구성하였으며, 수신 필터는 7개의 공진기를 이용하여 Tchebyscheff형 필터로 구성하여 통과대역내의 신호에 비해 중심 주파수로부터 ± 200 MHz 떨어진 주파수 대역의 수신 신호를 최소한 30 dB이하로 감소시킬 수 있도록 설계하였다.

또한, 2 채널 대역통과 필터를 도파관의 전계면 T-접합으로 결합하여 T-접합에서 바라다 본 송·수신 필터의 각 어드미턴스와 전계면 T-접합의 어드미턴스를 정합 하여 송·수신 신호간의 간섭으로 인한 손실을 최소화하였다.

II. 도파관 불연속 구조 해석

1. 도파관 전계면 계단형 불연속 구조

그림 1은 대칭적인 도파관 전계면 계단형 불연속 구조를 나타낸 것이다. 전파 방향을 z 축으로 하고 무손실의 균일한 도파관이라고 가정한다면, 도파관 개구면에서의 횡전자계는 불연속점에서 정상 모드의 형태로 다음과 같이 표현할 수 있다.^[8]

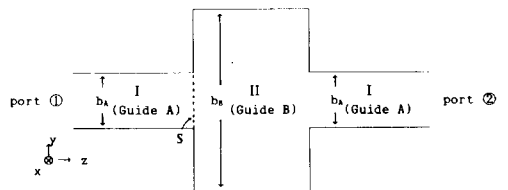


그림 1. 대칭적인 전계면 계단형 불연속 구조
Fig 1. Symmetrical E-plane step discontinuities.

$$\begin{aligned}
 E_{tA} &= \sum_n V_{nA} e_{nA} = \sum_n V_{nA}^{(h)} e_{nA}^{(h)} + \sum_n V_{nA}^{(e)} e_{nA}^{(e)} \\
 H_{tA} &= \sum_n I_{nA} h_{nA} = \sum_n I_{nA}^{(h)} h_{nA}^{(h)} + \sum_n I_{nA}^{(e)} h_{nA}^{(e)} \\
 E_{tB} &= \sum_n V_{nB} e_{nB} = \sum_n V_{nB}^{(h)} e_{nB}^{(h)} + \sum_n V_{nB}^{(e)} e_{nB}^{(e)} \\
 H_{tB} &= \sum_n I_{nB} h_{nB} = \sum_n I_{nB}^{(h)} h_{nB}^{(h)} + \sum_n I_{nB}^{(e)} h_{nB}^{(e)}
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

식 (1)에서 e_{nA} , h_{nA} 및 e_{nB} , h_{nB} 는 도파관 A와 도파관 B의 n번째 TM 또는 TE모드의 횡전계와 횡자계 벡터이며, 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$h_n = z_0 \times e_n \quad (2)$$

이때, z_0 는 도파관내에서의 파동 임피던스이며, 벡터 전자계는 도파관 단면부 S에서 직교성을 가지므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\int_S e_n \times h_m \cdot dS = \delta_{nm} \quad (3)$$

여기서, δ_{nm} 는 Kronecker delta이다.

그림 1에서 포트 ①으로 TE₁₀모드가 입사되면 불연속점에서 TE₁₀모드가 여기되는데, 영역 I, II에서 전자계를 표현하면 다음과 같다.

$$\vec{E}^{(1)} = -j\omega\mu\nabla \times \vec{\Pi}_{hx}^{(1)} \quad (4)$$

$$\vec{H}^{(1)} = \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_{hx}^{(1)}$$

여기서, $\vec{\Pi}_{hx}$ 는 Helmholtz 방정식을 만족시키는 정규화된 고유 모드의 합으로 나타난 x 방향 성분의 Hertzian 벡터 포텐셜로서 다음과 같은 경계조건을 만족시킨다

$$\begin{aligned} \vec{\Pi}_{hx}^{(1)} &= \frac{2}{\sqrt{ab^{(1)}}} \frac{1}{\sqrt{k^2 - k_x^2}} \sin(k_x x) \\ &\times \sum_{n=0}^N \left[\frac{1}{\sqrt{Z_{fn}^{(1)}}} \frac{1}{\beta_n^{(1)}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \times \cos(k_y^{(1)} y) \right] \\ &\times \left[A_n^{(1)} e^{-j\beta_n^{(1)} z} - B_n^{(1)} e^{+j\beta_n^{(1)} z} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, a 는 도파관의 폭을 나타내며, $b^{(1)}$ 는 도파관의 각 불연속 영역의 높이를 나타낸다. 위 수식에 사용된 각 변수값은 다음과 같다.

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad k_x = \frac{\pi}{a} \quad (6)$$

$$Z_{fn}^{(1)} = \frac{\omega \mu}{\beta_n^{(1)}} \quad k_y^{(1)} = \frac{n\pi}{b^{(1)}} \quad (7)$$

$$\beta_n^{(1)} = \begin{cases} \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - (k_x^2 + k_y^{(1)2})} & (\omega^2 \mu \epsilon \geq k_x^2 + k_y^{(1)2}) \\ -j\sqrt{(k_x^2 + k_y^{(1)2}) - \omega^2 \mu \epsilon} & (\omega^2 \mu \epsilon \leq k_x^2 + k_y^{(1)2}) \end{cases} \quad (8)$$

δ_{0n} = Kronecker delta

위의 수식으로부터 도파관의 각 불연속 영역 사이에서 접선 방향의 전자계 요소를 정합하고, 모드간의

직교성을 이용하여 식 (5)의 각 변을 내적하여 대칭적인 전계면 계단형 불연속 영역에 대한 산란행렬을 유도하면 다음과 같다.⁹

$$\begin{pmatrix} (B') \\ (A'') \end{pmatrix} = (S'') \begin{pmatrix} (A') \\ (B'') \end{pmatrix} \quad (9)$$

2. 전계면 T-접합

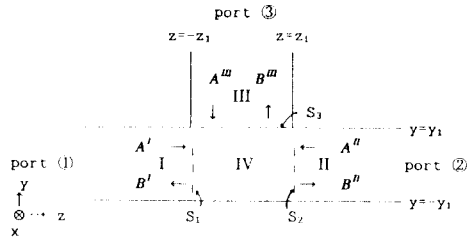


그림 2. 개방 전계면 T-접합

Fig. 2. Open E-plane T-junction.

그림 2에서 포트 ①로 입사된 TE₁₀모드는 TE₁₀모드를 여기서킨다.

따라서, 각각의 균일 영역 v=I, II, III에서 전자계는 다음과 같이 표현할 수 있다.¹⁰⁾

$$\vec{E}^{(v)} = -j\omega\mu\nabla \times \vec{\Pi}_{hx}^{(v)} \quad (10)$$

$$\vec{H}^{(v)} = \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_{hx}^{(v)}$$

여기서, $\vec{\Pi}_{hx}$ 는 Helmholtz 방정식을 만족시키는 정규화된 고유 모드의 합으로 나타난 x 방향 성분의 Hertzian 벡터 포텐셜로서 다음과 같은 경계조건을 만족시키게된다.

$$\begin{aligned} \vec{\Pi}_{hx}^{(v)} &= \frac{2}{\sqrt{a(q_2 - q_1)^{(v)}}} \frac{1}{\sqrt{k^2 - k_x^2}} \sin(k_x x) \\ &\times \sum_{n=0}^N \left[\frac{1}{\sqrt{Z_{fn}^{(v)}}} \frac{1}{\beta_n^{(v)}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \times \cos(k_y^{(v)}(t - q_t^{(v)})) \right] \\ &\times \left[A_n^{(v)} e^{-j\beta_n^{(v)} z} - B_n^{(v)} e^{+j\beta_n^{(v)} z} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, a 는 도파관의 폭을 나타내며, $(q_2 - q_1)^{(v)} = b^{(v)}$ 는 도파관 불연속 영역의 높이를 나타낸다. 또한, t와 s는 각각 위치변수와 전파전파의 변수를 나타낸다. 위의 수식에 나타난 각 변수값은 다음과 같다.

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad k_x = \frac{\pi}{a} \quad (12)$$

$$Z_{Fn}^{(v)} = \frac{\omega \mu}{\beta_n^{(v)}} \quad k_{qn}^{(v)} = \frac{n\pi}{b^{(v)}} \quad (13)$$

$$\beta_n^{(v)} = \begin{cases} \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - (k_x^2 + k_{qn}^{(v)2})} & (\omega^2 \mu \epsilon \geq k_x^2 + k_{qn}^{(v)2}) \\ -j\sqrt{(k_x^2 + k_{qn}^{(v)2}) - \omega^2 \mu \epsilon} & (\omega^2 \mu \epsilon \leq k_x^2 + k_{qn}^{(v)2}) \end{cases} \quad (14)$$

$\delta_{0n} =$ Kronecker delta

이상과 같이 경계조건을 만족시키는 Hertzian 벡터 포텐셜을 구한 뒤, 모드간의 직교성을 이용하여 대칭적인 전계면 T-접합의 산란행렬을 유도하면 다음과 같다. [11]

$$\lambda^2 \left[\sqrt{\frac{10}{6}} \cdot 20 + 35772 \right] \times \sec(90^\circ - i) \cdot 10^3 \quad (15)$$

그림 3은 전계면 T-접합 등가회로의 각 매개변수에 대하여 본 연구에서 계산된 결과치와 N. Marcuvitz의 데이터를 비교한 것이다.

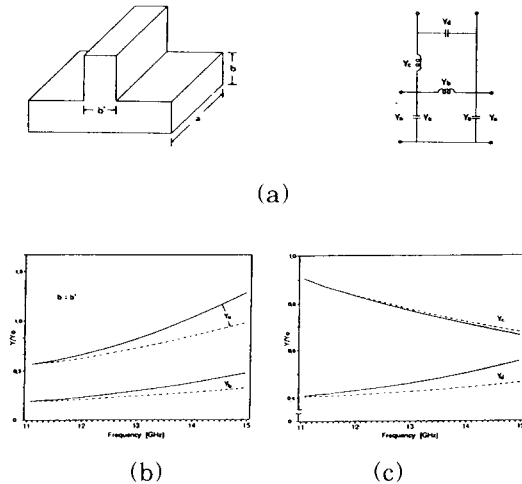


그림 3. 전계면 T-접합의 등가회로 매개변수

(— : 계산치, - - - : [13])

(a) 전계면 T-접합 (b) Y_a, Y_b (c) Y_c, Y_d

Fig. 3. Equivalent circuit parameters of E-plane T-junction.

(— : Calculated results, - - - : [13])

(a) E-plane T-junction, (b) Y_a, Y_b . (c) Y_c, Y_d .

Ⅲ. 다이플렉서의 설계 및 제작

본 연구에서는 11.7 ~ 12.0 GHz 와 14.5 ~ 14.8 GHz 대역폭의 송·수신 필터를 대칭적인 도파

관 전계면 계단형 불연속 구조로 설계한 뒤, 전계면 T-접합으로 결합하여 위성 중계기용 14/12 GHz Ku-밴드 다이플렉서를 구성하였다.

수신 필터는 수신기의 잡음특성에 미치는 영향을 줄이기 위하여 저손실 필터로 설계하였으며, 송신 필터는 1.5 kWatts의 전력 준위에서도 우수한 여파특성을 갖도록 설계하였다. 또한, 2 채널 대역통과 필터의 결합망인 전계면 T-접합과 송 수신 필터간의 입력단 길이를 보정하여 송 수신 신호간의 간섭을 최소화하였다.

다음은 본 연구에서 설계하고자 하는 위성 중계기용 14/12 GHz Ku-밴드 다이플렉서의 성능 명세를 나타낸 것이다.

표 1. 위성 중계기용 14/12 GHz Ku-Band 다이플렉서의 성능 명세

Table 1. Performance specifications of 14/12 GHz Ku-band diplexer for transponder.

Parameters	Performance Specification
1. 주파수 대역	송신 주파수 : 11.7 ~ 12.0 GHz 수신 주파수 : 14.5 ~ 14.8 GHz
2. 삽입손실	최대 0.2 dB
3. 반사손실	송신필터 (Tx) : - 25 dB 이하 수신필터 (Rx) : - 25 dB 이하
4. 입력 최대 전력	1.5 kWatts
5. Gain Slope	11.7 ~ 12.0 GHz : 0.05 dB/MHz 14.5 ~ 14.8 GHz : 0.05 dB/MHz

1. 채널 대역통과 필터

그림 4는 본 연구에서 구현하고자 하는 구형 도파관에 길이가 $\lambda_g/2$ 인 병렬 스텐브를 연결하여 구성한 대역통과 필터의 구조를 나타낸 것이다.

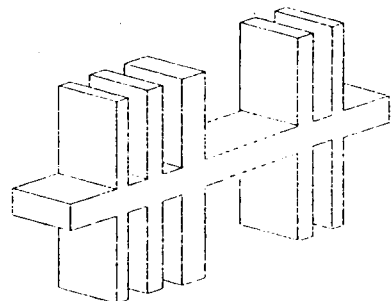


그림 4. 병렬 스텐브를 이용한 대역통과 필터

Fig. 4. Bandpass filter using shunt stubs

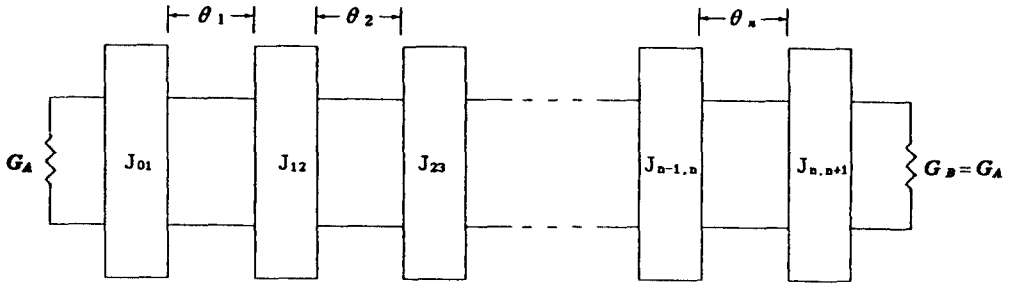


그림 5. 어드미턴스 인버터를 이용한 대역통과 필터 회로망
Fig. 5. Bandpass filter network using admittance inverters.

그림 4의 구조를 갖는 대역통과 필터 회로망을 설계하기 위하여 Tchebyscheff 저역통과 원형으로부터 변환된 대역통과 필터 회로망을 어드미턴스 인버터를 사용한 등가회로로 구현하면 그림 5와 같다.

그림 5에 나타난 어드미턴스 인버터 값은 필터의 대역폭과 Tchebyscheff 저역통과 원형 필터의 소자 값으로부터 구할 수 있다. [12]

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_A b_1 w}{g_0 g_1 \omega'}} \quad (16)$$

$$J_{j,j+1} = \frac{w}{\omega'} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad (j = 1, 2, \dots, n-1) \quad (17)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_B b_n w}{g_n g_{n+1} \omega'}} \quad (18)$$

여기서, $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$ 는 Tchebyscheff 저역통과 원형 필터의 소자값이며, b_n 는 서셉턴스의 기울기로서 다음과 같다.

$$b_j = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_j(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (19)$$

그림 4의 반파장 길이를 갖는 병렬 스텐브에서 전체 모드 수를 10개로 가정한 뒤, 각 모드의 산란계수를 계산하여 반파장 길이의 병렬 스텐브의 π 등가회로를 나타내면 다음과 같다.

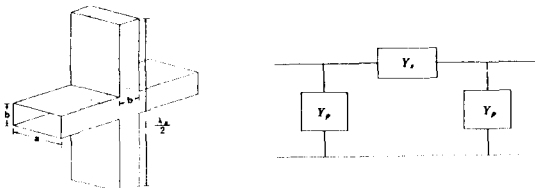


그림 6. 반파장 병렬 스텐브의 π 등가회로
Fig. 6. π equivalent circuit of shunt stub with half-wavelength.

$$Y_s = \frac{-2S_{21}^H}{(1+S_{11}^H)(1+S_{22}^H)-S_{12}^H S_{21}^H} = jB_s \quad (20)$$

$$Y_p = \frac{(1-S_{11}^H)(1+S_{22}^H)+S_{12}^H S_{21}^H+2S_{12}^H}{(1+S_{11}^H)(1+S_{22}^H)-S_{12}^H S_{21}^H} = jB_p \quad (21)$$

그림 6에 나타난 등가회로는 대역통과 필터 설계시 어드미턴스 인버터로 사용할 수 있으므로 어드미턴스 인버터의 크기와 위상을 구하면 다음과 같다.

$$J = Y_0 \left| \tan \left(\frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \frac{B_p}{Y_0} \right) \right| \quad (22)$$

$$\phi = -\tan^{-1} \left(\frac{2B_s}{Y_0} + \frac{B_p}{Y_0} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{B_p}{Y_0} \right) \quad (23)$$

그림 7은 이상과 같은 수식을 이용하여 계산된 도파관 전계면 계단형 불연속 구조에서 병렬 스텐브의 폭 l 에 대한 B_p 와 B_s 를 보인 것이다.

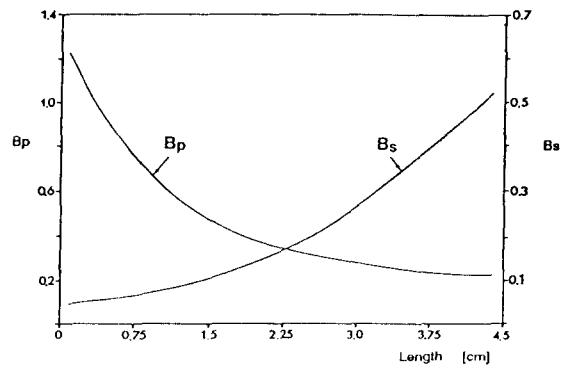


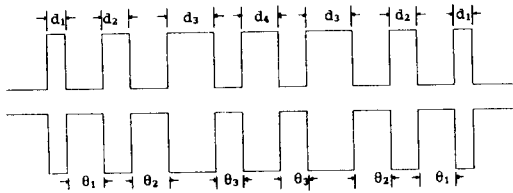
그림 7. 폭 l 에 대한 π 등가회로의 매개변수
Fig. 7. π equivalent circuit parameters vs. width l .

그림 8은 도파관 전계면에 $\lambda_g/2$ 길이의 병렬 스텐브를 연결하여 구성한 2 채널 대역통과 필터의 구조

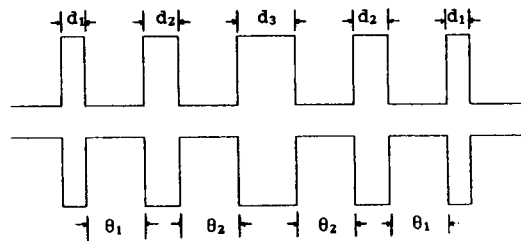
를 나타낸 것이다. 2 채널 대역통과 필터는 국내 Ku-밴드 위성 중계기의 DBS 주파수 대역인 14.5 ~ 14.8 GHz와 11.7 ~ 12.0 GHz의 대역폭으로 통과대역내에서의 반사손실은 - 25 dB이고 삽입손실은 최대 0.2 dB를 초과하지 않도록 하며, 송 수신 필터의 저지대역 ($T_x: f_0 \pm 230$ MHz, $R_x: f_0 \pm 200$ MHz)에서 전달계수가 - 30 dB 이하의 동작특성을 나타내어야 한다.

이상과 같은 송·수신 필터의 설계조건을 만족시키기 위한 Tchebyscheff형 필터는 각각 5개와 7개의 공진기를 필요로 하게 된다. [12]

표 2는 설계된 송·수신 필터의 각 병렬 스텐브의 크기와 스텐브간의 간격을 보인 것이다.



(a) 14 GHz 수신필터 (Rx)



(b) 12 GHz 송신필터 (Tx)

그림 8. 제안된 14/12 GHz 2 채널 대역통과 필터
Fig. 8. Proposed 14/12 GHz 2-channel bandpass filters.

(a) 14 GHz Rx, (b) 12 GHz Tx.

표 2. 설계된 송·수신필터의 스텐브의 크기 및 공진기의 거리

Table 2. Dimensions of shunt stubs and resonator lengths designed for Tx/Rx.

필터	d1	d2	d3	d4	θ 1	θ 2	θ 1
수신 필터 (그림 8(a))	2.000	3.937	5.105	4.750	4.597	3.861	3.708
송신 필터 (그림 8(b))	2.032	3.480	4.674		5.804	4.966	

2. 전계면 T-접합을 이용한 결합망

본 연구에서는 도파관 전계면 T-접합을 이용하여 14/12 GHz 2 채널 대역통과 필터를 결합하였다. 다음과 같은 수식 (24 ~ 29)을 사용하여 송·수신 신호가 각각 수신 필터와 송신 필터에서 전반사를 일으키도록 T-접합의 등가회로에 나타난 어드미턴스 값과 T-접합에서 들여다 본 송·수신 필터의 어드미턴스를 송·수신 각 주파수에서 정합하여 송·수신 필터의 입력단 길이를 보정함으로써 송·수신 신호간의 간섭을 최소화하고 최대의 송신 출력이 안테나로 전달되도록 하였다

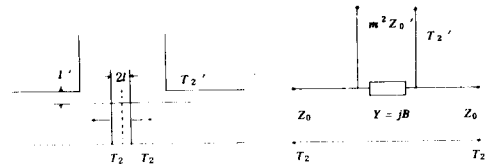


그림 9. 구형 도파관 전계면 T-접합의 등가회로
Fig. 9. Equivalent circuit of rectangular waveguide E-plane T-junction.

그림 9에서 각 등가 매개변수는 다음과 같이 구할 수 있다. [13]

$$\frac{2\pi l}{\lambda_g} = \frac{2\pi d}{\lambda_g} \tag{24}$$

$$\frac{2\pi l'}{\lambda_g} = \tan^{-1} \frac{A_0 A_a + 1}{A_0 A_a - A_c} \tag{25}$$

$$m^2 = 2 \frac{(1 + A_0 A_a)^2 + (A_c - A_0 A_b)^2}{(1 + A_0)^2 (A_b - A_a A_c)} \tag{26}$$

$$\frac{2B}{Y_0} = \frac{(1 - A_0^2)(A_a - A_b A_c) + A_0(A_a^2 + A_b^2 - A_c^2 - 1)}{(1 + A_0 A_a)^2 + (A_c - A_0 A_b)^2} \tag{27}$$

$$A_0 = \frac{Y_a}{Y_0}, \quad A_a = \frac{Y_a - 2Y_b - 2Y_c}{Y_0} \tag{28}$$

$$A_c = \frac{Y_d - Y_c}{Y_0}, \quad A_d = 2 \left(\frac{Y_c}{Y_0} \right)^2 - A_a A_c \tag{29}$$

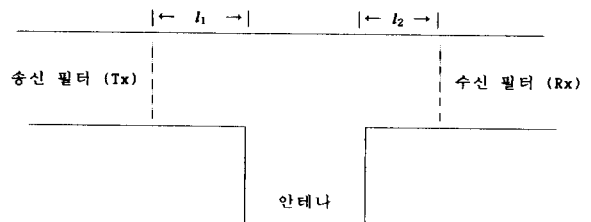


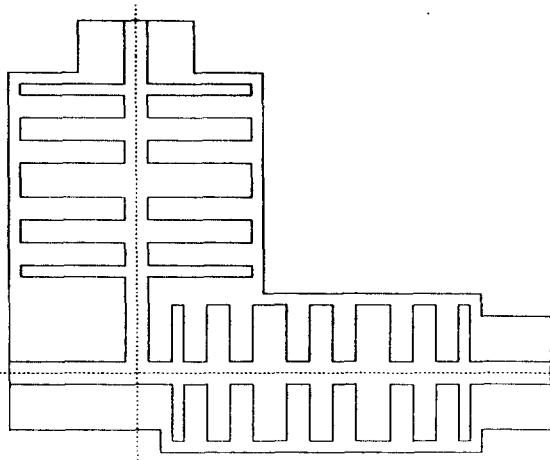
그림 10. 전계면 T-접합을 이용한 다이플렉서
Fig. 10. Diplexer using E-plane T-junction.

이와같은 수식을 바탕으로 하여 송·수신 신호간의 간섭을 최소화하고 최대의 송신 출력이 안테나로 손실 없이 전달되도록 하기 위하여 그림 10에서 수신 필터의 중심 주파수 f_{Rx} 에서 $Y_{Tx} = 0$ 이 되기 위한 송신 필터의 입력단 길이 l_1 과 송신 필터의 중심 주파수 f_{Tx} 에서 $Y_{Rx} = 0$ 이 되는 수신 필터의 입력단 길이 l_2 는 다음과 같다.

$$l_1 = 17.58 \quad [mm]$$

$$l_2 = 3.57 \quad [mm]$$

그림 11은 최종적으로 설계된 위성 중계기용 14/12 GHz Ku-밴드 다이플렉서를 나타낸 것이다.



이플렉서의 설계도

Fig. 11. Layout of 14/12 GHz Ku-band duplexer for satellite transponder.

3. 다이플렉서의 제작

본 연구에서는 열 팽창율과 탄성에 의한 변형율이 비교적 작은 Alumimum 6061을 사용하여 위성 중계기용 14/12 GHz Ku-밴드 다이플렉서를 제작하였다.

그림 12는 실제 제작된 다이플렉서를 보인 것이다.

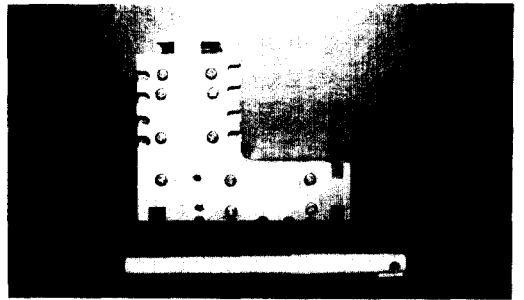
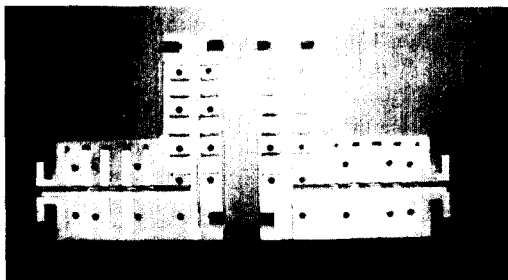


그림 12. 제작된 원형 위성 중계기용 14/12 GHz Ku-밴드 다이플렉서

Fig. 12. Prototype of 14/12 GHz Ku-band duplexer for transponder.

IV. 실험 및 고찰

본 연구에서 설계·제작한 위성 중계기용 14/12 GHz Ku-밴드 다이플렉서의 동작 특성을 알아보기 위해 상온에서 전달특성과 반사손실 및 삽입손실을 측정하였다.

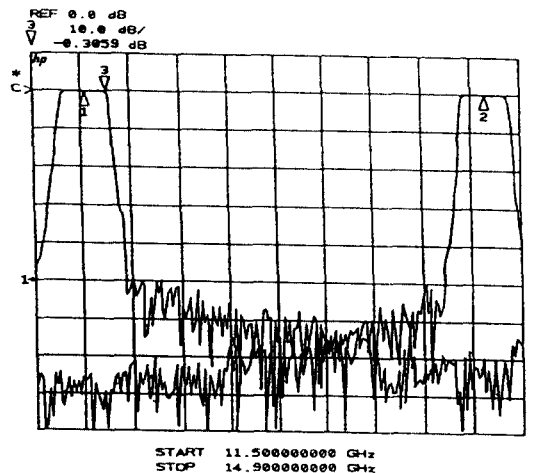


그림 13. 14/12 GHz 송 수신필터의 전달특성

Fig. 13. Transmission characteristics of 14/12 GHz Rx and Tx.

상온에서 측정된 송신 필터의 반사손실은 통과대역 내에서 최대 - 22 dB를 나타내었고 수신 필터는 통

과대역내에서 최대 -25 dB를 나타내어 설계시 의도 하였던 값에 잘 일치하였으나, 삽입손실은 약 0.3 dB로 이론치인 0.2 dB보다 약 0.1 dB 정도 크게 나타내었는데 이는 전도도가 뛰어난 금속으로 도파관 내면을 도금 처리하여 보완할 수 있다.

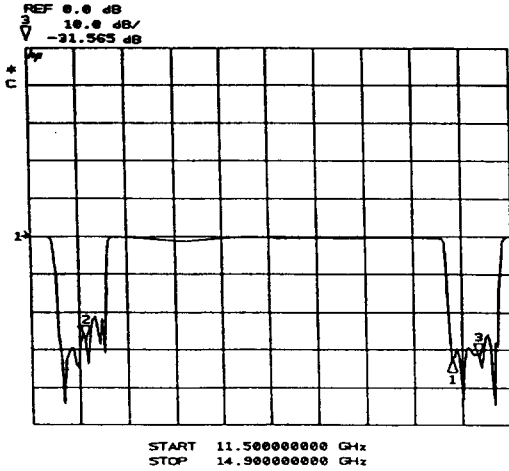


그림 14. 14/12 GHz 송·수신필터의 반사손실
Fig 14. Return loss of 14/12 GHz Rx and Tx.

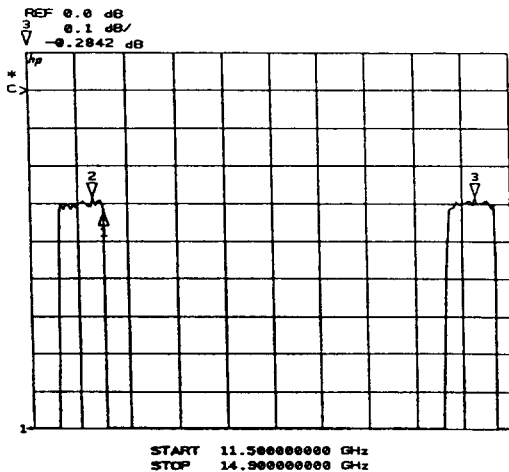


그림 15. 14/12 GHz 송 수신필터의 삽입손실
Fig. 15. Insertion loss of 14/12 GHz Rx and Tx.

그림 13에서 알 수 있듯이 송·수신 필터의 대역폭이 약 20 MHz 증가하였는데, 이러한 결과는 다이플

렉서의 제작과정에서 도파관 모서리를 정확히 90°로 가공하지 못한데서 발생된 오차로 생각된다.

하지만, 이상과 같이 제작된 다이플렉서의 동작특성은 설계시 의도하였던 성능을 거의 만족시키는 수준으로 우수한 송·수신 신호 분리특성을 갖음을 알 수 있다.

V. 결론

본 연구에서는 기존의 전계면 필터 구조를 이용한 협대역통과 필터가 지니고 있는 불연속 정도의 증가로 인한 손실 및 통과대역 이탈등과 같은 단점을 보완하는 동시에 필터 모듈 외부에 별도의 방열판을 부착할 필요성 및 미세조정 나사를 제거한 필터 구조를 제안하였다.

제안된 필터 구조를 이용하여 설계 제작한 국내 Ku-밴드 위성 중계기용 다이플렉서는 2 채널 대역통과 필터의 대역폭내에서 -25 dB의 반사손실과 0.3 dB의 삽입 손실 및 송·수신 필터의 저지대역 (Tx : $f_0 \pm 250$ MHz, Rx : $f_0 220 \pm$ MHz)에서 -50 dB이하의 신호 감쇠량을 나타내었다.

이와같은 측정 결과로 미루어 본 연구에서 제안한 대칭적인 도파관 전계면 계단형 불연속 구조를 이용한 대역통과 필터는 설계시 의도하였던 성능을 거의 만족시키는 동작특성을 나타냄으로써 기존의 전계면 필터가 지니고 있던 단점을 보완하는 동시에 금형제작이 가능한 구조로서 필터의 대량생산시 매우 유리한 잇점을 지닌다고 할 수 있다.

[부 록]

1. 대칭적인 도파관 전계면 계단형 불연속 구조의 산란행렬

$$(S_{11}^H) = \left[(\sqrt{Y_n}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) \left\{ (K_{1mn}) (\sqrt{Y_n}) \right\}^{-1} (\sqrt{Y_n}) + (K_{2mn}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) (\sqrt{Y_n}) \right]^{-1} \quad (A1)$$

$$\times \left[-(\sqrt{Y_n}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) \left\{ (K_{1mn}) (\sqrt{Y_n}) \right\}^{-1} (\sqrt{Y_n}) + (K_{2mn}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) (\sqrt{Y_n}) \right]$$

$$(S_{22}^H) = 2 \left[(\sqrt{Y_n}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) \left\{ (K_{1mn}) (\sqrt{Y_n}) \right\}^{-1} (\sqrt{Y_n}) + (K_{2mn}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) (\sqrt{Y_n}) \right]^{-1} \quad (A2)$$

$$\times (\sqrt{Y_n}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right)$$

$$(S_{21}^H) = 2 \left[(K_{1mn}) (\sqrt{Y_n}) + (\sqrt{Y_n}) \left\{ (K_{2mn}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) (\sqrt{Y_n}) \right\}^{-1} (\sqrt{Y_n}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) \right]^{-1} \quad (A3)$$

$$\times (\sqrt{Y_n})$$

$$(S_{22}^n) = \left[(K_{1nm})(\sqrt{Y_n}) + (\sqrt{Y_n}) \left\{ (K_{2nm}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) (\sqrt{Y_n}) \right\}^{-1} (\sqrt{Y_n}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) \right]^{-1} \quad (A4)$$

$$\times \left[-(K_{1nm})(\sqrt{Y_n}) + (\sqrt{Y_n}) \left\{ (K_{2nm}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) (\sqrt{Y_n}) \right\}^{-1} (\sqrt{Y_n}) \left(\frac{1}{\beta_n} \right) \right]$$

위 수식에 사용된 각 매개변수 값은 다음과 같다.

$$K_{1nm} = \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0m}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \frac{1}{\sqrt{bb''}} \int_0^b \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b''}\right) dy \quad (A5)$$

$$K_{2nm} = (K_{1nm})^t \quad (= transposed) \quad (A6)$$

$$\sqrt{Y_n} = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fn}''}} \quad (A7)$$

$$\sqrt{\bar{Y}_n} = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fn}'}} \quad (A8)$$

$$\left(\frac{1}{\beta_n} \right)_m = \frac{1}{\beta_{Fn}''} \quad (A9)$$

$$\left(\frac{1}{\beta_n} \right)_n = \frac{1}{\beta_{Fn}' } \quad (A10)$$

2. 도파관 전계면 T-접합의 산란 행렬

$$[S^T = \begin{pmatrix} -(\epsilon_1)(Y_1) & (Y_1) & -(T_1)(Y_1) \\ (Y_1) & -(\epsilon_1)(Y_1) & (T_1)(Y_1) \\ -(T_1)(Y_1) & (T_1)(Y_1) & -(\epsilon_1)(Y_1) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \left(\frac{1}{\epsilon_1} \right)(Y) & -(Y) & (T_1)(Y) \\ -(Y) & \left(\frac{1}{\epsilon_1} \right)(Y) & -(T_1)(Y) \\ (T_1)(Y) & -(T_1)(Y) & \left(\frac{1}{\epsilon_1} \right)(Y) \end{pmatrix} \quad (A11)$$

위 수식에 사용된 각 매개변수 값은 다음과 같다.

$$T_{1np} = \frac{1}{\sqrt{y_1 z_1}} \frac{\sin(\beta_p' 2z_1)}{\sin(\beta_p''' 2z_1)} \frac{\beta_n'}{\beta_p''} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0p}}} \quad (A12)$$

$$\times \int_{-y_1}^{y_1} \cos[\beta_p''' (-y + y_1)] \cos\left[\frac{n\pi}{2y_1} (y + y_1)\right] dy$$

$$T_{2np} = (-1)^p T_{1np} \quad (A13)$$

$$T_{3np} = \frac{1}{\sqrt{y_1 z_1}} \frac{\sin(\beta_p''' 2z_1)}{\sin(\beta_n' 2z_1)} \frac{\beta_p'''}{\beta_n'} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0p}}} \quad (A14)$$

$$\times \int_{-z_1}^{z_1} \cos[\beta_p' (-z + z_1)] \cos\left[\frac{p\pi}{2y_1} (z + z_1)\right] dz$$

$$T_{4np} = (-1)^p T_{3np} \quad (A15)$$

$$Y_{1n} = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fn}'}} \quad (A16)$$

$$Y_{3n} = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fp}'''}} \quad (A17)$$

$$e_{1n} = \exp(j\beta_n' 2z_1) \quad (A18)$$

$$e_{3p} = \exp(j\beta_p''' 2y_1) \quad (A19)$$

$$\frac{1}{e_{1n}} = \exp(-j\beta_n' 2z_1) \quad (A20)$$

$$\frac{1}{e_{3p}} = \exp(-j\beta_p''' 2y_1) \quad (A21)$$

参 考 文 献

[1] E. T. Jaynes, "Ghost modes in imperfect waveguides," *IRE Proc.*, vol. 46, pp. 416 ~ 418, Feb. 1958.

[2] G. Craven, etc., "The design of evanescent mode waveguide bandpass filters for a prescribed insertion loss characteristic," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, pp. 295 ~ 308, Mar. 1971.

[3] G. Craven & L. Lewin, "Design of microwave filters with quarter-wave coupling," *J. IEE.*, vol. 103 (B), pp. 173 ~ 177, 1958.

[4] E. A. Mariani, "Designing narrow-band triple-post waveguide filters," *Micro waves.*, vol. 4, pp. 93 ~ 97, 1965.

[5] A. T. Adams, etc., "Single-post inductive obstacles in rectangular wave guides," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 806 ~ 811, Oct. 1983.

[6] J. Dittloff & F. Arndt, "Computer-aided design of slit-coupled H-plane T-junction diplexers with E-plane metal-insert filters," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 1833 ~ 1840, Dec. 1988.

[7] F. Arndt, etc., "Waveguide E-plane integrated-circuit diplexer," *Electron*

Lett., vol. 21, pp. 615 ~ 617, July, 1985.

[8] F. Alessandri, "Admittance matrix formulation of waveguide discontinuity problems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 394 ~ 403, Feb. 1988.

[9] J. Dittloff & F. Arndt, "Optimum design of waveguide E-plane stub loaded phase shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 582 ~ 587, Mar. 1988.

[10] R.E. Collin, *Field Theory of Guided*

Waves, New York : McGraw Hill, 1960

[11] F. Arndt, "Optimized E-plane T-junction series power dividers," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 1052 ~ 1059, Nov. 1987.

[12] G.L. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, New York : McGraw Hill, 1964

[13] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, New York : McGraw Hill, 1951.

著 者 紹 介

崔 象 潤 (準 會 員)

1967年 10月 5日 生. 1991年 2月 광운대학교 전자공학과 졸업. 1993년 2월 광운대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 현재 동양중앙연구소 연구원. 주 관심분야는 초고주파 필터 설계와 위성통신 등임.



姜 佑 政 (準 會 員)

1969年 11月 24日 生. 1992年 2月 광운대학교 전자공학과 졸업. 현재 광운대학교 대학원 전자공학과 재학중. 주 관심분야는 초고주파 필터 설계와 위성통신 등임.

羅 克 煥 (正 會 員) 第 28 卷 A編 9 號 參 照

현재 광운 대학교 대학원 전자공학과 교수

崔 聖 鎭 (正 會 員)



1960年 1月 1日 生. 1982年 光운대학교 전자공학과 학사. 1984年 光운대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 1991년 2월 광운대학교 전자공학과 공학박사. 1987年 3月 ~ 1992年 8月 인덕전문대학 전자과 조교수. 1992年 9月 ~ 현재 국립 서울 산업대학교 매체공학과 전임강사. 주 관심분야는 초고주파 및 방 송영상통신 등임.



李 相 雄 (準 會 員)

1962年 1月 20日 生. 1985年 2月 光운대학교 전자공학과 졸업. 1987年 2월 광운대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 1987年 2월 ~ 1991年 3월 한국통신연구개발단 전임 연구원. 현재 광운대학교 대학원 전자공학과 박사학위 과정중. 주 관심분야는 정보통합 시스템 설계, 시스템 성능평가, 무선 데이터 단말 등 임.