

변형된 적층구조를 갖는 단일급전방식의 광대역 평판형 배열안테나 연구

The Research of Single Fed Broadband Planar Array Antenna with Modified Stacked-Structure using Circular Polarization

정영배* · 이영환** · 문정익** · 박성욱** · 하재권***

Young-Bae Jung* · Young-Hwan Lee** · Jung-Ick Moon** ·
Seong-Ook Park** · Gae-Kwon Ha***

요 약

본 논문에서는 원형편파를 이용하는 적층구조의 광대역 평판형 배열안테나를 연구하였으며, 적층구조의 보조적인 편파유발부와 기생패치의 최적 설계를 통하여, 임피던스 및 축비특성에서의 이중공진특성을 구현하였다. 따라서, 기존에 사용되고 있는 축비대역확장기법을 사용하지 않는 단일급전방식 원형편파용 평판안테나의 대역확장에 기여할 수 있으며, 공진주파수의 보정설계를 통하여 이중대역안테나로의 활용을 기대할 수 있다. 또한, 해당안테나를 국내 위성방송서비스대역에 적용하여 설계 및 제작하였으며, 임피던스대역폭 9.7%, 안테나 이득 24 dBi와 이중공진특성에 의한 2.8%(11.4 GHz)와 1.4%(11.8 GHz)의 3 dB 축비대역폭을 갖는다.

Abstract

This paper presents a wideband technique of impedance and axial-ratio bandwidth which uses the stacked planar array structure through optimum design of sub-polarization generating sections and parasitic patch. So, the effect of the dual-resonance characteristic can contribute to the bandwidth expansion of single fed planar array antenna using circular polarization which doesn't hire previous bandwidth expansion technique. The antenna can be used as a dual-band antenna by adjusting the resonance frequencies as well, and then the antenna is designed and fabricated in the frequency band of domestic satellite-TV service. This antenna has the performance of 9.7% impedance bandwidth and 24 dBi of antenna gain. And it has also 2.8% and 1.4% of 3 dB Axial-ratio bandwidth at 11.4 GHz and 11.8 GHz respectively.

I. 서 론

위성방송은 1970년대에 시작된 서비스로서, ITU는 '일반 공중에 의해 직접 수신되는 것을 목적으로 위성을 통해 신호를 전송하거나 또는 재 전송하는

업무'로 정의하고 있다. 적도상공 약 3만 6,000 Km의 궤도에 쏘아 올린 정지위성을 이용하여 각종 방송서비스를 제공하는데, 사용하는 위성에 따라서 방송위성(BS: Broadcasting Satellite)을 사용한 서비스와 통신위성(CS: Communication Satellite)을 사용한

* 한국전자통신연구원 안테나기술연구센터(Antenna Technology Research Center, ETRI)

** 한국정보통신대학원대학교 전자공학부(School of Engineering, Information and Communication University)

*** 블루웨이브텔(주)(Bluewave Tel. Inc.)

· 논문 번호 : 20010614-078

· 수정완료일자 : 2001년 9월 28일

서비스로 구분할 수 있다.

위성방송은 위성에 탑재된 트랜스폰더(Transponder)를 통해 신호를 전송 또는 재송신하는 방송방식으로서 일반 공중이 방송을 직접 수신할 수 있어 화질의 열화가 적고 화상이 깨끗하며, 전국 일제방송이 가능하다. 또한, 난 시청지역에도 깨끗한 영상을 제공할 수 있으며, 지구상에서 발생하는 자연 또는 전쟁 등의 재해를 입지 않고, 긴급 시에도 일제히 방송을 할 수 있다는 장점을 지니고 있다. 이밖에, 단일 방송파로 전국에 동일한 방송서비스를 제공한다는 광역성과 다수 수신자의 경우, 지상에 중계국을 건설하는 것보다 경제적인 시스템을 구축할 수 있다는 경제성 및 산악이나 고층빌딩에 의한 전파 차단 및 고스트장애를 개선함으로써 얻어지는 고화질 및 정보의 대용량성 등의 많은 장점을 지니고 있다.

이러한 위성방송 시스템을 구성하는데 있어서 가장 중요한 요소는 수신단 안테나의 크기와 비용을 최소화 하는 것이다. 이 같은 목적을 위해서 지속적인 개발노력이 진행되어온 배열안테나기술은 현재, 안테나의 제작비용의 절감을 위한 대체 재료부분으로 그 관심이 이어져 왔으며, 그 결과, 기존의 여타 전자부분에서 사용되어오던 유연성 인쇄회로기판(Flexible PCB)을 이용한 안테나의 제작으로 귀결되어 왔다.

본 논문에서는 요약문에 상술한 바와 같이, 원형편파안테나의 사용대역확장을 목적으로 이중공진특성을 갖는 적층구조의 안테나를 연구하였으며, 유연성 인쇄회로기판 중, 폴리에스터필름과 동박을 고성능 우레탄계 접착제를 이용하여 집착가공한 폴리에스터 동장적층필름(Polyester based Copper-clad Laminate)을 이용하여, 11.85 GHz의 중심주파수를 갖는 위성방송수신용 평판형 배열안테나를 설계 및 제작하였다. 상술된 이중공진특성은 임피던스 및 축비대역에 모두 나타나며, 이는 기생패치와 보조편파 유발부 설계에 따른 상호작용으로 최적화시킬 수 있다. 이러한 안테나의 이중공진특성은 보편적으로 원형편파안테나의(축비) 대역확장기법으로 사용되고 있는 시퀀셜로테이션기법 및 3소자 순차회전 배열기법 등을 사용하지 않고, 설계 상으로 가장 간단한 형태를 취하고 있는 단일급전방식을 유지하여

축비대역의 확장을 피할 수 있다는 장점을 지니고 있으며, 본 논문에서는, 이러한 이중공진특성을 통한 최대의 축비대역폭 실현을 위하여, 공진주파수가 최대한 이격된 상황에서의 안테나 최적설계를 통하여, 근접주파수에서 사용되는 이중대역 안테나로의 활용을 시도하였다.

II. 본 론

2-1 편파손실을 고려한 안테나예산(Antenna Budget)의 설정

본 장에서는 위성방송서비스대역에서의 이중공진특성을 갖는 원형편파용 안테나를 설계 및 제작함에 있어서, 축비특성의 제한을 6 dB로 설정하였다. 따라서, 일반적인 위성수신을 위한 평판안테나에서 적용하고 있는 3 dB의 축비특성을 갖는 안테나에 비하여 편파손실에 의한 영향을 추가적으로 고려해 주어야 하며, 본 장에서는 6 dB에서 동작하는 위성방송수신용 원형편파안테나의 예산설정과정을 서술한다.

현재, 원형편파안테나의 이득측정에 가장 널리 사용되고 있는 방법은, 원형편파안테나의 직선편파이득을 안테나평면의 수직방향을 $\theta=0^\circ$ 로 보았을 때, $\phi=0^\circ$ 와 $\phi=\pm 90^\circ$ 에서 구한 뒤, 직선편파의 기준안테나(Linear Source)를 임의의 방향으로 회전시켜서 얻은 축비를 고려하여 교정계수(Correction Factor)를 구하는 방식이다. 여기서, 교정계수는 직선편파이득과 원형편파이득 사이의 환산편차를 결정하는 요소이며, 직선편파이득에 교정계수를 가산하거나 감산함으로써 원형편파이득을 계산할 수 있다^[6].

$$\text{Gain correction factor} = 20 \log \left(\frac{A+1}{\sqrt{2A}} \right) \quad (1)$$

$$\text{where, } A = 10^{\frac{(\text{Axial ratio dB})}{20}}$$

위의 식 (1)에 의해서, 각 주파수에서 구해진 축비를 이용하여 원형편파안테나의 교정계수를 구할 수 있다. 원형편파안테나는 완전한 축비를 가질 수 없기 때문에, 원형편파이득은 각 주파수의 축비에 따라서 손실로 작용할 수 있으며, 축비성능의 저하에 따라서 손실의 폭도 비례하게 된다. 그림 1에서

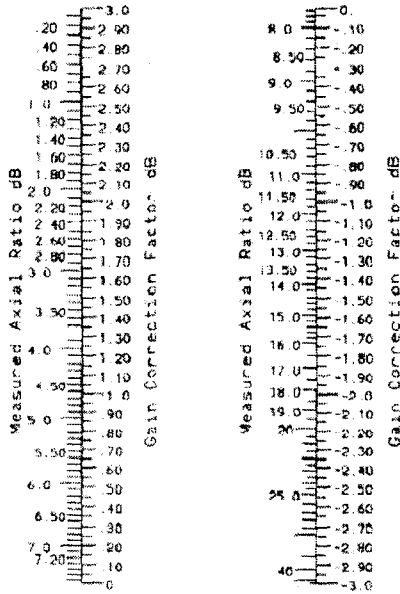


그림 1. 교정계수를 이용한 직선편파와 원형편파이득의 환산표

Fig. 1. Transfer chart between linear and circular polarization using gain correction factor.

는 위의 식 (1)의 계산에 따른 축비에 대한 교정계수를 도식적으로 나타내고 있다^[6].

그림 1에 나타나 있는 것과 같이, 원형편파안테나가 완전한 축비(0 dB)를 갖는 경우, 직선편파이득에 3 dB를 더해주게 되어있다. 이것은 이상적인 축비를 갖는 직선 및 원형편파안테나 사이에서, 편파에 의한 손실이 최대 3 dB까지 발생할 수 있음을 의미한다. 위의 도표에 의한 계산에 따르면 6 dB 축비에 해당하는 교정계수는 0.52정도이며, 0 dB의 축비 성능에 비교하였을 경우, 2.48 dB의 축비손실을 나타낼 수 있다.

$$L_{Re} = L_{3dB} - L_{\chi dB} \quad (2)$$

where L_{Re} is relative polarization loss in the reference of 3dB axial ratio

L_{3dB} is the polarization loss at 3dB axial ratio

$L_{\chi dB}$ is the polarization loss at χ dB axial ratio

그러나, 일반적인 안테나에 적용되는 축비성능 3 dB의 경우, 해당 교정계수는 1.64이며, 0 dB의 축비

성능에 비교하였을 경우, 상대적인 손실은 1.36 dB로 나타낼 수 있다. 식 (2)에서는 안테나에 임의의 축비기준을 적용하였을 경우, 3 dB 축비와의 상대적인 편파손실을 간단한 수식으로 나타내고 있다. 식 (2)에 의해서, 3 dB 축비에 대한 6 dB 축비를 갖는 안테나의 상대적인 손실을 계산하면, 약 1.1 dB 정도의 추가적인 축비손실을 예상할 수 있다. 따라서, 일반적인 위성수신안테나의 요구이득에 비해서, 6 dB의 축비를 갖는 안테나의 경우, 약 1.1 dBi만큼의 추가적인 이득이 요구된다^[1]. 따라서, 원형편파를 사용하는 안테나의 설계 시, 광대역을 구현하기 위한 축비 6 dB를 적용하는 경우, 결과적으로 1.1 dBi 이득이 편파손실로 발생하게 된다.

단, 상술한 바와 같이, 축비손실에 의한 이득강화를 감수하여 안테나를 설계하는 경우, 축비 및 이득 이외의 성능이 적용시스템에서의 요구사항을 벗어나지 않아야 함을 전제로 한다.

$$C/N = C/KT - 10 \log 10B \\ = EIRP - L + Gr/Ts - 10 \log 10k - 10 \log 10B [dB] \quad (3)$$

where, B is the bandwidth used in channels

k is Boltzmann's constant :

$$k = 1.3806 \times 10^{-23} \text{Ws/K} = -228.60 \text{dBW/Hz} \cdot K$$

$EIRP$ is Effective Isotropically Radiated Power

C is received carrier power

L is function of distance

Gr/Ts is the figure of merit of an antenna system

국내의 지구국과 위성간의 거리는 약 36,500 km이며, 59.4 dBW로 한반도 적역을 커버하고 있는 무궁화위성의 방송용중계기의 사용 주파수대용폭은 채널 당 21.3 MHz이다. 또한, 맑은 날을 기준으로 위성을 수신할 수 있는 최소 C/N은 7~8 dB이며, 식 (3)에 의해서 계산된 안테나의 G/T는 -1.2~-2.2이다. 따라서, 설계해야할 안테나의 요구이득은 19 dB 이상이어야 하며, 이미 서술된 바와 같이, 6 dB 축비성능을 갖는 안테나의 편파손실 1.1 dB를 고려한 안테나의 요구이득은 약 20 dBi 이상이 되어야 함을 알 수 있다.

2-2 단일안테나의 설계

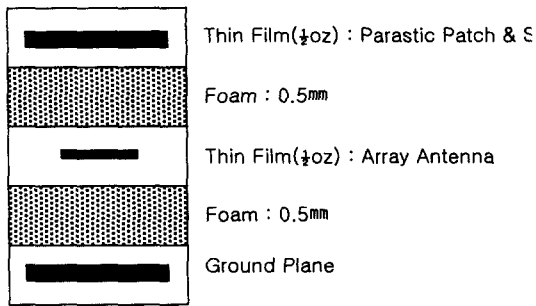


그림 2. 배열안테나의 적층구조
 Fig. 2. Layer design of array antenna.

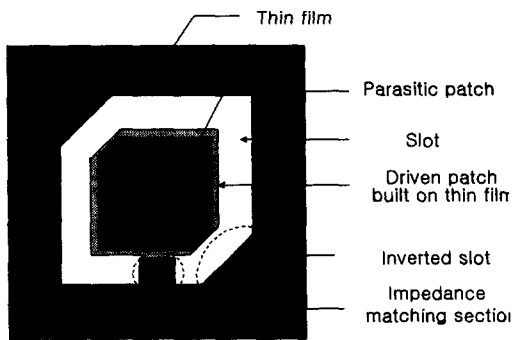


그림 3. 단일안테나의 투시 구조도
 Fig. 3. Design of element antenna.

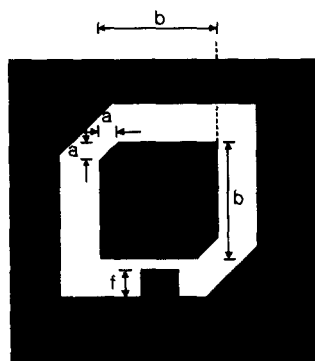
그림 2에는 설계 및 제작될 배열안테나의 적층구조가 도식되어 있다. 안테나의 하단에 놓인 그라운

드와 동장적층필름에 구성되는 배열안테나 열 사이에는 0.5 mm의 스티로폼이 위치하며, 배열안테나 열과 배열안테나의 급전선에서의 방사손실 차폐를 목적으로 하는 상단부의 동장적층필름 사이에도 0.5 mm의 스티로폼이 놓여있다.

그림 3에서는 단일안테나를 상단에서 바라본 투시도를 나타낸다. 상단부의 동장적층필름에는, 하단에 놓인 급전패치 평면의 수직방향으로 개구면이 놓여있으며, 안테나에서 방사되는 파(Electromagnetic Wave)가 자유공간으로 원활한 진행을 할 수 있는 최적의 크기로 설계되어 있다. 또한, 개구면 내부에는 안테나의 대역확장을 목적으로 하는 기생패치(Parasitic Patch)가 놓인다.

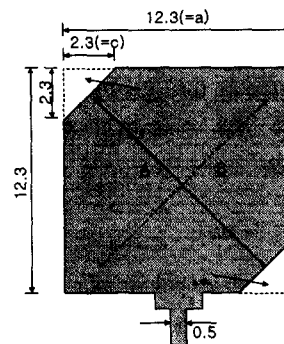
그림 4의 (b)에 도식된 단일급전방식의 CTSP (Corner Truncated Squar Patch)안테나는 정사각형의 형태를 갖는 패치평면 상의 대각선 양단에 놓인 모서리를 $\Delta S(\Delta S_1 \approx \Delta S_2)$ 만큼 절단하는 형태로 구현될 수 있다. 또한, 방사패치의 수직 혹은 수평선상의 중앙에서 급전된 입력파는 패치 내부에 두 개의 교차모드 A와 B를 형성하며, 패치의 길이 a에 의해서 결정되는 중심주파수 f_0 와 좌원편파를 유발하는 두 개의 교차모드 사이의 상관관계는 아래의 식 (4)와 같이 표현할 수 있다^[1].

$$|A| \angle \theta + \frac{\pi}{2} = |B| \angle \theta \quad (4)$$



(a) 상단의 동장적층필름 설계도
 (a) The design of upper thin film

a=2.0
 b=11.2
 c=5.5
 d=18.6
 e=2.8
 f=2.3
 (Unit : mm)



(b) 하단의 급전패치 설계도
 (b) The design of lower feeding patch

그림 4. 단일안테나의 설계도
 Fig. 4. Design of element antenna.

또한, 안테나 내부에 발생하는 직교모드 A 와 B 를 갖는 단일급전 CTSP안테나는 크기는 같고, $\frac{\pi}{2}$ 위 상차를 갖는 이중급전 안테나의 등가회로^{[1],[2]}로 나타낼 수 있으며, 이것을 통하여 식 (5)의 조건하에서 식 (6)과 같은 각 모드에 대한 고유함수 ϕ_a 와 ϕ_b 를 얻을 수 있다.

$$\Delta S = \Delta S_1 + \Delta S_2 = C^2 \quad (5)$$

$$S = a^2$$

$$\phi_a = V_0 \sin k_x \quad (6)$$

$$\phi_b = V_0 \sin k_y$$

$$\text{where, } V_0 = \sqrt{\frac{2}{a}} \text{ and } k = \frac{\pi}{a}$$

이때, 패치의 절단부 ΔS 를 고려하는 경우, 단일급전 시에 나타나는 직교모드에 의한 원형편파의 고유함수 ϕ' 및 고유치 k' 를 식 (7), (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi' = P\phi_a + Q\phi_b \quad (7)$$

$$k'^2 = \frac{\int \int_{s+\Delta s_1+\Delta s_2} (P\nabla\phi_a + Q\nabla\phi_b)^2 ds}{\int \int_{s+\Delta s_1+\Delta s_2} (P\phi_a + Q\phi_b)^2 ds} \quad (8)$$

where, P and Q are unknown expansion coefficients

P 와 Q 에 의한 변화량 k' 을 매트릭스의 형태로 계산해 보면, 두 개의 직교모드에 대한 고유함수를 얻을 수 있으며, 절단부에 의하여 각 모드에 분배되는 복소에너지의 비는 식 (9)와 같다.

$$\left(\frac{V'_b}{V'_a} \right) = \left(\frac{N'_b}{N'_a} \right) \frac{\left[\frac{f_a}{Q_0} + i \left(f - \frac{f_a^2}{f} \right) \right]}{\left[\frac{f_b}{Q_0} + i \left(f - \frac{f_b^2}{f} \right) \right]} \quad (9)$$

where, N'_a and N'_b are energy distribution ratio of orthogonal modes expressed as turn ratio.

$$\frac{V'_b}{V'_a} = \pm i \quad (10)$$

$$\left| \frac{V'_b}{V'_a} \right| = 1 \text{ and } \arg \left(\frac{V'_b}{V'_a} \right) = \pm \frac{\pi}{2}$$

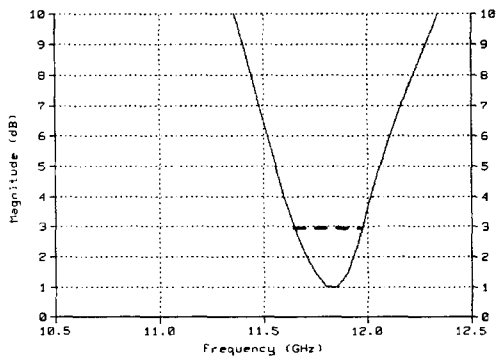
위의 식에서는 각 직교모드의 Unloaded Q 값을

Q_0 와 같다고 가정하고 있으며, 식 (9)에 식 (10)의 원형편파조건식을 부가하는 경우, 다음의 식 (11)과 같은 최종적인 관계가 성립된다.

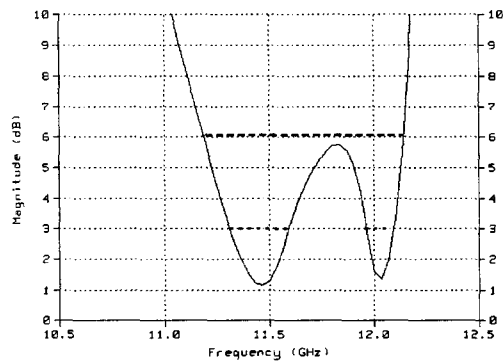
$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| Q_0 = \frac{1}{2} \quad (11)$$

식 (11)에 의해서, $\left| \frac{\Delta S}{S} \right|$ 는 0.0175이며, Q_0 는 28.57이다. 이와 같은 특징을 갖는 방사패치안테나의 상단부에는 그림 3의 (a)에 도식된 것과 같이, 기생패치의 대각선 방향에 위치한 양 모서리가 일반적인 CTSP안테나의 형태와 같이 삼각형모양으로 절단되어 있다. 또한, 개구면의 대각선 방향에도 CTSP안테나의 구조와 같은 삼각형 절단부가 금속면과 개구면이 서로 반전된형태(Inverted Slot)로 설계되어 있음을 알 수 있다. 단일안테나의 구체적인 설계도는 그림 4에 나타나 있으며, 이러한 보조편파 유발부를 추가로 설계함으로써, 축비특성을 이중공진형태로 구현될 수 있으며, 본 논문에서는 일반적인 기생패치의 최적설계에 의한 이중공진특성을 배제하고, 보조편파유발부의 최적설계에 의한 이중공진을 유발하였다. 이로 인하여, 일반적인 스트립라인 급전방식의 개구방사형 안테나가 갖는 축비대역의 협대역특성을 개선시킬 수 있는 결과를 가져올 수 있다.

그림 5에서는 일반적인 개구방사형안테나와 본 논문의 적층구조를 갖는 개구방사형 안테나의 축비특성을 비교하였으며, 그림 5의 (a)는 그림 3과 4에 도식되어 있는 상단부 적층구조 중, 그림 3에 도식된 보조편파유발부를 제거한 뒤의 시뮬레이션 (Ensemble 5.1)결과이다. 해당결과에서 알 수 있듯이, 일반적인 스트립라인 급전방식의 개구방사형으로 설계된 안테나는 약 2.1 %의 3 dB 축비대역을 보이고 있으며, 이에 반해서, 그림 5의 (b)에서와 같이, 보조 편파유발부를 포함하는 적층구조 안테나의 축비대역은 상술한 바와 같이 이중공진특성을 보이고 있다. 두 개의 공진주파수 중, 11.45 GHz에서의 3dB 축비대역폭은 2.6 %이며, 12 GHz에서의 3 dB 축비대역폭은 1.3 %를 나타낸다. 또한, 두 개의 공진주파수를 포함하는 6 dB 축비대역폭은 11.2 GHz ~ 12.15 GHz까지 약 8.1%를 보이고 있으므로, 일반적인 스트립라인 급전방식의 개구방사형안테나의 3 dB 축



(a) 일반적인 개구방사형 안테나
(a) General stripline fed slot antenna



(b) 적층구조의 안테나
(b) Stacked stripline fed slot antenna

그림 5. 일반적인 개구방사형안테나와 보조편파유발부를 포함하는 적층구조의 스트립라인 급전방식을 갖는 개구방사형안테나의 축비대역 비교도(시뮬레이션)

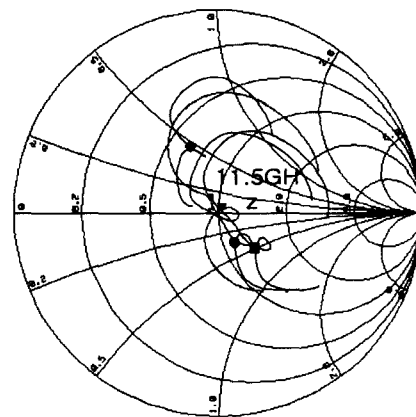
Fig. 5. Comparison between general stripline fed slot antenna and stacked stripline fed slot antenna including sub-polarization generating sections(Simulation).

비대역이 1% 내외라는 사실을 참고하면 상당히 개선된 축비특성을 보이고 있음을 쉽게 알 수 있다.

스트립라인 급전방식의 개구방사형안테나는, 기본적인 구조상, 상단의 제 2그라운드 열에 차폐되어 있는 급전선이 파의 방사를 일으키는 패치와의 연결부에서 자유공간에 노출되는 형태를 갖는다. 이것은 스트립라인 형태의 급전선이 마이크로스트립 형태로 천이되는 것을 의미하며, 해당 부분에서의 임

피던스 변화를 초래하게 된다. 또한, 구조적인 문제에 있어서, 스트립라인과 스트립라인의 상단과 하단에 위치한 그라운드열 사이의 높이에 따라서 변화하는 임피던스의 차가 결정되는 데, 이러한 임피던스 정합의 문제를 해결하기 위해서 고안된 것이 그림 3과 그림 4의 (a)에 도식되어 있는 임피던스 정합부(Impedance Matching Section)이다. 임피던스 정합부의 설계는, 정합부가 하단의 스트립라인을 충분히 차폐할 수 있는 넓이를 가졌다고 가정한 경우, 해당 길이에 의해서 결정된다. 본 논문에서 설계된 정합부의 크기는, 가로(그림 4의 (a)-e)와 세로(그림 4의 (a)-f)가 각각 2.8 mm와 2.3 mm로 되어 있다. 그림 6에서는 정합부의 넓이를 2.8 mm로 하였을 경우의 길이 변화에 따른 정합특성의 변화를 스미스 차트 상에 도식하였다. 또한, 그림 6에서의 삼각형을 포함하는 도형표시는 임피던스정합부의 길이에 따른 시뮬레이션 결과에 대한 설계 중심주파수 11.5 GHz의 정합특성을 표시하고 있다.

그림 7에서는, 본 논문에서 상술한, 그림 5의 (b) 형태로 설계된 단일안테나의 임피던스대역을 도식하고 있으며, -15 dB에서 10.9~11.9 GHz까지 9%, -10 dB에서는 약 11.3 %의 대역폭을 보이고 있다.



■ : $f=0$ mm, ● : $f=1.5$ mm, ▼ : 2.3 mm, ◆ : 3 mm
그림 6. 2.3 mm의 넓이에서의 임피던스정합부의 길이에 따른 정합변화(시뮬레이션)

Fig. 6. Matching changes by the length of impedance matching section with width of 2.3 mm (Simulation).

변형된 적층구조를 갖는 단일급전방식의 광대역 평판형 배열안테나

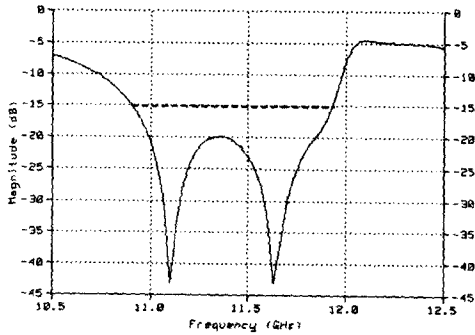


그림 7. 단일안테나의 S_{11} (dB)특성(시뮬레이션)
Fig. 7. S_{11} (dB) characteristic of element antenna (Simulation).

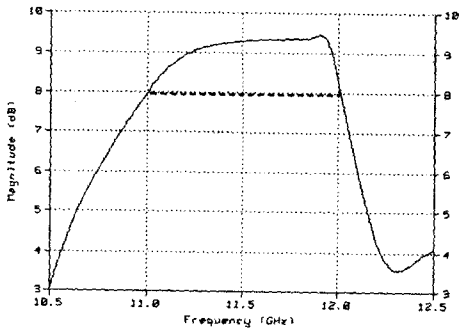


그림 8. 단일안테나의 이득특성(시뮬레이션)
Fig. 8. Gain characteristic of element antenna(Simulation).

또한, 그림 8에서의 단일안테나의 이득특성을 보면, 중심주파수 11.5 GHz 부근에서 약 9.3 dBi의 최대이득과 11~12 GHz까지, 8.7 %의 8 dBi 이득평탄도를 나타내고 있다.

2-3 2×2 단위배열안테나의 설계

가장 간단한 구조를 갖고 있는 동일급전방식의 병렬구조를 이용한 2×2 단위배열안테나의 설계를 위해서 그림 9와 같은 T-접합을 이용한 동일전력분배기를 설계하였다. 두 개의 단일안테나를 동일급전방식으로 연결하는 형태의 분배기구조에서, 각각의 단일안테나의 입력임피던스는 약 80 Ω이며, 입력임피던스는 저 유전율을 갖는 스티로폼을 기판으로

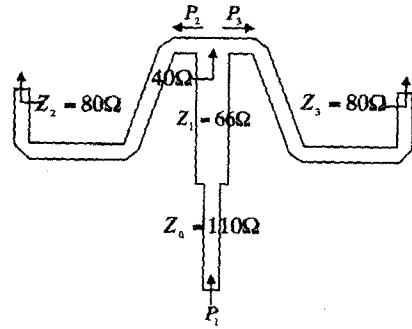


그림 9. T-접합을 이용한 전력분배기 설계
Fig. 9. Design of the power divider using T-junction.

사용하는 경우에 심각하게 발생하는 급전손실 및 급전선로 간의 커플링(Coupling)을 최소화하기 위한 최적설계에 의해서 결정되었고, 본 구조에서 사용된 0.5 mm 선폭을 갖는 급전선의 특성임피던스는 110 Ω이다. 따라서, 두 개의 급전선 분기점의 병렬임피던스는 40 Ω이며, 식 (12)에 의해서 계산된 $\lambda_g/4$ 마이크로스트립 변압기의 특성임피던스는 66 Ω이 된다. 이러한 방식으로 설계된 전력분배기구조는 본 배열안테나 전반적인 병렬구조에 사용되고 있다^[1].

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 \times Z_2 \times Z_3} \quad (12)$$

그림 10에서는, 하단의 동장적층필름에 설계된 2×2 단위배열안테나와 수직상단에 위치하는 기생패치 및 보조편파유발부를 포함하는 제2그라운드 열의 설계를 도식하고 있으며, 단일안테나의 소자간 간격은 23 mm로서 0.88 λ_0 이다.

그림 10에 도식된 2×2 단위배열안테나는 그림 11과 같이 7.4 %의 -15 dB 임피던스 대역폭과 9.5

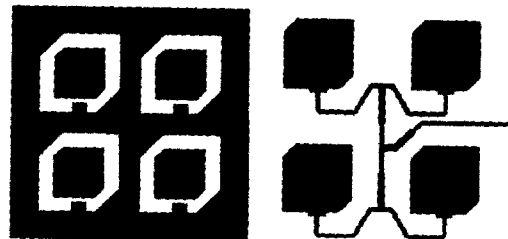


그림 10. 2×2 단위배열안테나의 설계
Fig. 10. Design of 2×2 sub-array antenna.

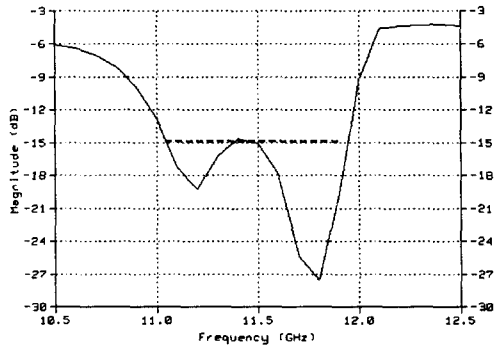


그림 11. 2×2 단위배열안테나의 S₁₁(dB)특성(시뮬레이션)

Fig. 11. S₁₁(dB) characteristic of 2×2 sub-array antenna(Simulation).

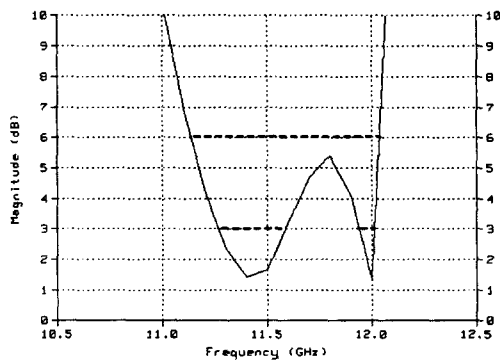


그림 12. 2×2 배열안테나의 축비특성(시뮬레이션)

Fig. 12. Axial-ratio characteristic of 2×2 array antenna(Simulation).

%의 -10 dB 임피던스대역폭을 보이고 있다. 또한, 그림 12와 같이, 약 8%의 축비대역과 두 개의 공진 주파수 11.45 GHz 및 12 GHz에서 각각 3.05% 및 0.9%의 3 dB의 축비대역폭을 보이고 있다.

2.4 8×8 배열안테나의 설계 및 제작

2×2 단위배열안테나를 다시 병렬급전방식으로 확장하여 제작된 8×8 배열안테나의 실물사진은 그림 13에 나타나 있다. 2×2 단위배열안테나를 이용한 병렬급전방식은 저 유전율을 갖는 스티로폼 기판에서 선로간 혹은 선로와 인접안테나 간의 커플링현상을 최소화하기 위한 가장 유리한 구조로서

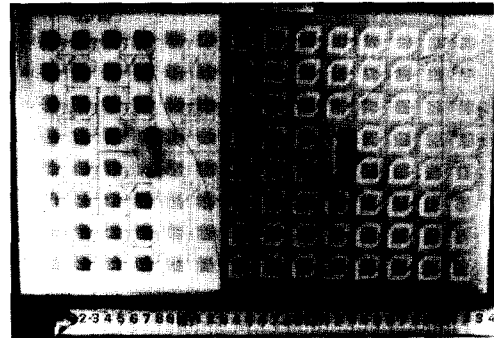


그림 13. 제작된 8×8 배열안테나의 실물사진
Fig. 13. Photo of fabricated 8×8 array antenna.

채택되었다. 또한, 안테나와 LNB(Low-Noise Block) 사이의 연결을 위하여 WR-75 도파관이 사용되었으며, 도파관과 스트립라인 사이의 급전연결(Waveguide-to-Stripline transition)을 위하여, 그림 14에 도식된 형태의 연결법을 사용하였으며, 본 그림은 기생패치가 놓이는 상단부를 제거한 급전변환부만을 나타내고 있다.

그림 14에 나타나 있는 것과 같이, 도파관의 종단부에서 $\lambda/4$ 정도 이격된 도파관 벽에는 원형의 인입구(Hall)가 대칭으로 형성되어 있다. 인입구는, 스트립라인이 도파관을 타고 내부로 연결되는 경우, 파의 진행에 영향을 주지 않는 범위에서 최소 크기로 설계되며, 각각 도파관 내부로 인입된 두 개의 스트립라인의 종단점과 도파관 벽 사이의 거리는 동일하다. 여기서, 스트립라인의 폭은 도파관 내부

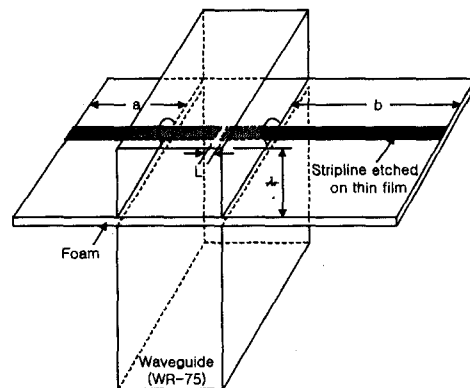


그림 14. 도파관-스트립라인 급전변환
Fig. 14. Waveguide-to-Stripline transition.

의 특성임피던스와 스트립라인 사이의 정합이 이루어 질 수 있도록 설정되어야 하며, 마주 보고 있는 두 개의 스트립라인 종단점 사이의 거리 L 은 본 변환에서 임피던스정합의 중요한 변수로 작용한다. 또한, 대칭으로 인입되는 스트립라인이 각각의 종단점에서 도파관을 타고 함께 진행할 수 있도록, 스트립라인과 연결된 각각의 8×4 배열안테나의 동일 분기점과 종단점 사이의 거리 a 와 b 는 $\lambda_g/2$ 만큼의 차가 나도록 설계되어 있다^{[2],[3]}.

이렇게 설계된 도파관-스트립라인 급전변환부는 Ansoft HFSS 시뮬레이션 툴(Tool)을 이용하여 설계되었다. 시뮬레이션에서는 도파관과 스트립라인의 도체손실(Conductor Loss)을 포함시키지 않았으며, 동박을 제외한 $20 \mu\text{m}$ 의 두께를 갖는 폴리에스터필름은 본 급전변환의 성능에 영향을 주지 않는다는 가정 하에서 시뮬레이션 설계구조에서 배제되었다.

본 논문에서는, 기판으로 사용한 동장적층필름이 일반적으로 사용되는 유전체기판과는 달리 정확한 형상을 유지하지 못한다는 이유에서, 해당 실험결과를 신뢰할 수 없다고 판단되어 게재를 생략하기로 한다.

그림 15에서는, 상술한 바와 같이, 제작된 8×4 배열안테나의 측정된 S_{11} 특성을 보여주고 있으며, 원형편파를 이용하는 위성방송주파수대역(11.75~12 GHz)의 11.75, 11.85와 12 GHz의 측정치를 삼각형으로 나타내고 있다. 해당 결과를 보면, -10 dB 에서 11.16~12.3 GHz까지 9.7 %, -15 dB 에서는 약 7.2 %의 임피던스 대역폭을 보이고 있으며, 사용 주파수 전 대역에서, -20 dB 이하의 충분한 정합특

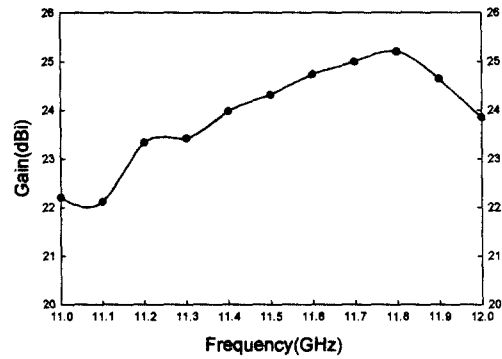


그림 16. 제작된 8×8 배열안테나의 이득특성(측정)
Fig. 16. Gain characteristic of manufactured 8×8 array antenna(Measured).

성을 보이고 있다.

또한, 안테나의 이득특성은 그림 16에 도식되어 있다. 11 GHz부터 12 GHz까지, 위성방송수신에 요구되는 최소 요구이득 20 dBi를 충족하는 22 dBi 상으로, 충분히 넓은 대역에서 안정된 이득분포를 나타내고 있다.

그림 15에서는, 상술한 바와 같이, 제작된 8×8 배열안테나의 측정된 S_{11} 특성을 보여주고 있으며, 그림 17에서는 제작된 안테나의 축비대역을 도식하고 있다. 이중공진특성을 갖는 본 안테나의 축비특성에 의해서, 하위의 공진주파수 11.4 GHz에서는 약 2.8 %의 3 dB의 축비대역을 보이고 있으며, 11.8 GHz에서의 동일 축비대역폭은 1.4 %이다. 두 개의 공진주파수를 포함하는 6 dB 축비대역폭은 9.5 %이

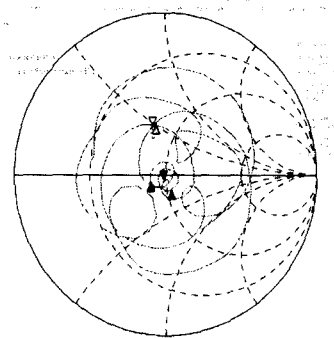
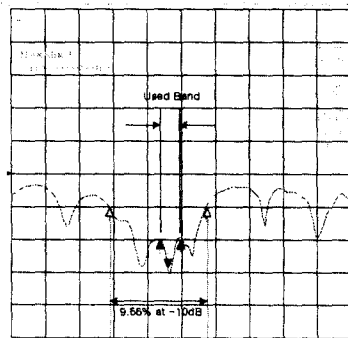


그림 15. 제작된 8×8 배열안테나의 S_{11} (dB)과 정합특성(측정)
Fig. 15. S_{11} (dB) and matching characteristic of manufactured 8×8 array antenna(Measured).

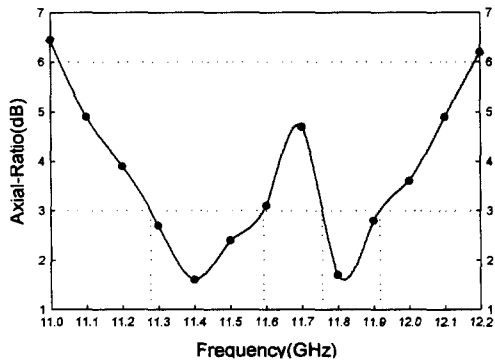


그림 17. 제작된 8x8 배열안테나의 축비특성(측정)
 Fig. 17. Axial-ratio characteristic of manufactured 8x8 array antenna(Measured).

며, 언급한 바와 같이 해당대역에서의 안테나이득이 방송수신에 요구되는 최소이득 이상을 확보하고 있으므로 방송수신에는 문제가 되지 않는다.

본 안테나의 방사패턴은 그림 18과 같으며, 배열 안테나에 일반적으로 요구되는 SLL (Side-Lobe Level)과 유사한 -12~-14 dB 정도를 보이고 있다.

상술한 바와 같은 특성을 갖는, 제작된 8x8 배열 안테나의 측정된 C/N은 그림 18과 같다. 그림 19에서의 두 개의 수신신호는, 무궁화위성에서 송신되고 있는 원형편파를 이용한 공용방송 주파수인 11.746 GHz와 11.823 GHz가 안테나에 부착된 LNB를 통하여 기저대역으로 전환된 수신신호전력을 나타낸다. 측정은 특별한 손실요소가 발생하지 않는 임의의 맑은 날에 이루어졌으며, 기저대역에서의 잡음특성이 균일하지 못한 관계로, 수신기에 입력되는 방송 신호의 기저대역에서, 최대 잡음전력과 최대 신호전력을 계산의 대상으로 하였다. 그림에 나타나 있는 것과 같이, 측정된 C/N은 약 12 dB를 나타내고 있으며, 두 개의 수신신호전력은 주파수별 안테나특성에 의하여 약간의 전력차를 보이고 있다.

III. 결 론

본 논문에서는 동장적층필름을 이용한 원형편파 안테나의 광대역 및 이중대역화를 위한 스트립라인 급전방식의 적층형 배열안테나를 설계 및 제작하였다. 해당 안테나는 임피던스대역에서의 이중공진 뿐

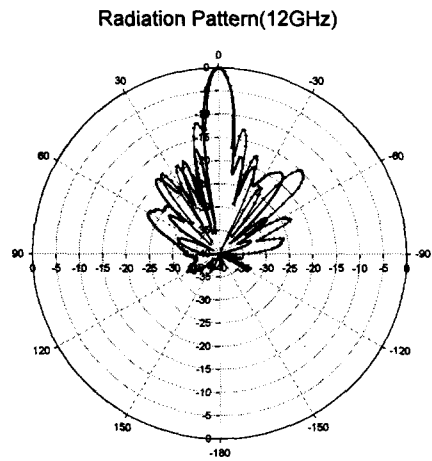
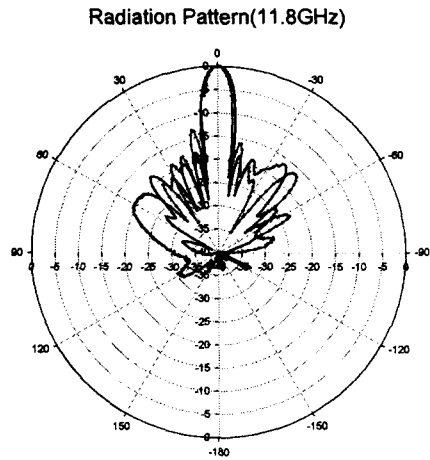


그림 18. 제작된 8x8 배열안테나의 방사패턴(측정)
 Fig. 18. Radiation pattern of manufactured 8x8 array antenna(Measured).

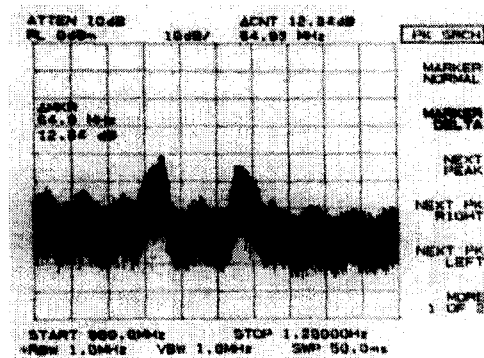


그림 19. 제작된 배열안테나의 측정된 C/N
 Fig. 19. Measured C/N of fabricated array antenna.

만 아니라, 축비대역에서의 이중공진특성을 보인다. 또한, 해당 배열안테나를 원형편파에서 서비스되고 있는 위성방송대역에 적용하여, 제작 및 측정하였으며, -10 dB에서 11.16~12.3 GHz까지 9.7 %, -15 dB에서는 약 7.2 %의 임피던스 대역폭과 10 GHz부터 12 GHz까지 18.1 %의 20 dBi 이득평탄도와 중심 주파수 부근에서 최대 24 dBi의 최대 안테나이득을 보이고 있다. 또한, 안테나의 이중공진주파수를 포함하는 6 dB 축비대역폭은 9.5 %이며, 이중공진 중, 하위 공진주파수 11.4 GHz에서의 3 dB 축비대역폭은 2.8 %이고, 나머지 11.8 GHz에서는 1.4 %의 축비대역폭을 갖는다. 안테나에 6 dB의 축비특성을 적용하는 경우, 약 1.1 dB의 축비손실이 안테나이득으로 보정되어야 하며, 계산된 안테나예산을 통하여 제작된 안테나의 C/N은 약 12 dB 정도로 안테나의 지향손실과 심한 강우가 발생하는 경우를 제외한 경우, 방송수신에는 문제가 없음을 확인하였다. 그러나, 설계된 최종적인 8×8 배열안테나의 측정결과가 설계상의 공진점과 차이를 보인 이유는, 본문에 기술한 바와 같이, 기판으로 사용한 폴리에스터 동장적층필름 중, 폴리에스터를 설계에 반영할 수 없었다는 사실과 일반적인 고정형 유전체기판과는 달리 시뮬레이션한 구조를 정확하게 구현하여 실험하는데 어려움이 따른다는 사실을 들 수 있다.

이러한 축비대역의 이중공진특성을 갖는 원형편파안테나는, 위성방송에서 뿐만이 아니라, 안테나의 이득평탄도가 보장되는 인근 주파수 대역에서, 공진 주파수의 보정을 통한 이중대역안테나로의 활용을 기대할 수 있으며, 기존에 사용되고 있는 시퀀셜로 테이션 및 3소자 순차회전 배열방식 등의 축비대역 확장기법을 이용하지 않는 단일급전방식의 안테나로서 축비대역의 확장을 기할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J. R. James, P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antenna, IEE Electromagnetic Waves Series 28, IEE Press, 1989.
 [2] Ju-Sung Jun and Yun-Hun Lee, "Design of

Stacked Microstrip Antenna for DBS Reception", *KEES*, vol. 10, no. 4, pp. 628-635 Aug. 1999.
 [3] Ju-Sung Jun and Yun-Hun Lee, "A Study on the Fabrication for Microstrip Array Antenna for Koreasat Reception", *KEES*, vol. 11, no. 4, pp. 544-552, Aug. 2000.
 [4] L. Bekraoui, "Low Cost Broadband Microstrip Antenna for Satellite-TV Reception", *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. AP-S Digest*, vol. 2, pp. 916-919, 1999.
 [5] K. Tsukamoto and T. Saitou and H. Arai, "Dual -Polarized Flat Array Antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest*, vol. 2, pp. 986-989, 1995.
 [6] T. Milligan and H. Schrank, "Polarization loss in a link budget when using measured circular-polarization gains of antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 38, pp. 56-58, Feb. 1996.
 [7] F. Croq, G. Kossivas and A. Papiernik, "Stacked resonators for bandwidth enhancement: a comparison of two feeding techniques", *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 140 Issue: 4, pp. 303-308, Aug. 1993.
 [8] M. I. Ali, K. Ehata and S. Ohshima, "Superconducting patch array antenna on both-side YBCO thin film for satellite communication", *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol. 9 Issue: 2, part: 3, pp. 3077-3080, June 1999.
 [9] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna Technology", *IEEE Transaction on Antenna Propagation*, vol. Ap-29, no.1, Jan. 1981.
 [10] C. Y. Huang, J. Y. Wu, and K. L. Wong, "High gain compact circularly polarised microstrip antenna", *Electronic Letters*, vol. 34, no. 8, 16th April 1998.

정 영 배



성통신안테나

1999년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
2001년 2월: 한국정보통신대학원대학교 전자공학부 (공학석사)
2001년 2월~현재: 한국전자통신연구원 안테나기술연구센터 연구원
[주 관심분야] RF수동/능동회로, 위

이 영 환



구원 표준연구센터 선임연구원
[주 관심분야] 전자장해석, 무선통신안테나, 표준화

1984년 2월: 숭실대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 2월: 광운대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
1998년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 전자공학부 박사과정
1989년 7월~현재: 한국전자통신연

문 정 익



학원대학교 전자공학부 박사과정
[주 관심분야] 전자장 수치해석, 세라믹 유전체를 이용한 소형 고효율 안테나 설계

1996년 2월: 영남대학교 전기공학과 (공학사)
1998년 2월: 영남대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)
2000년 2월: 한국정보통신대학원대학교 전자공학부 (공학석사)
2000년 3월~현재: 한국정보통신대

박 성 욱



박사)

1997년 9월~현재: 한국정보통신대학원대학교 조교수
[주 관심분야] 안테나의 설계 및 분석, 전자파의 복사 및 산란, M/W, mm-wave 대역용 고속 반도체 소자의 전자패키징, 전자장 수치 해석기법 등.

1987년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1993년 8월: 한국통신인력개발본부
1997년 3월: Arizona State University, Electrical Engineering (공학

하 재 권



1980년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1982년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
1996년 2월: 충남대학교 대학원 전자공학과 박사수료
1990년: Rockwell International (Texas, USA) Visiting Engineer
1984년~1998년: 한국전자통신연구원 선임연구원
1998년~현재: 목원대학교 정보통신공학과 Brain Pool 교수 (정보통신부 지원)
2000년 6월~현재: 블루웨이브텔(주) 대표이사
2001년 8월~현재: IT 국제표준화전문가 선정 (정보통신부)
[주 관심분야] 위성통신 지구국, 위성방송수신용 평판안테나, 다중대역 평판안테나, 마이크로파 수동소자설계 및 개발