급전 함수를 고려한 수정곡면 캐서그레인 안테나 설계

Design of the Shaped Cassegrain Antenna Considering the Excited Power Function

공 기 복 · 김 종 성*

Ki-Bok Kong · Jong-Sung Kim*

요 약

에너지 보존 법칙과 스넬(Snell)의 법칙 및 경로 길이에 의한 동위상의 조건으로부터 수정곡면 캐서그레인 안테나 반사판의 단면을 설계하였다. 원형 개구면에서 균일 개구면 위상을 갖도록 개구면의 수직 및 수평 급전 분포 함수에 따른 동위상 조건을 만족하는 3차원 반사판 곡면의 프로파일을 구하였다. 직경 $55 \lambda_0$ 의 크기를 갖는 Ku 밴드용 수정 곡면 캐서그레인 안테나 반사판을 물리광학에 의한 시뮬레이션 결과, 36.4 dB, 33.9 dB의 부엽 레벨을 AZ 및 EL 방향에 대해서 각각 얻을 수 있었으며, 이전 안테나와 비교하여 10 %의 지향성 개선 효과가 있었다.

Abstract

A shaped Cassegrain antenna is designed from the condition of the same path length at the equi-phase surface by using the conservation of energy and Snell's law. In order to improve the phase error efficiency of aperture surface, the surface profile of the main and sub-reflectors is found to satisfy the power distribution and the equi-phase condition at the aperture surface. The sidelobe levels of 36.4 dB and 33.9 dB are achieved at the AZ and EL planes, respectively from numerical calculation by physical optics method at Ku band and the directivity of designed antenna is 10 percent greater than that of conventional antenna.

Key words : Cassegrain Reflector Antenna, Spill-over, Phase Center

I. 서 론

캐서그레인 안테나는 급전 혼 및 빔 도파관과 같은 전력을 급전하는 급전부와 포물면의 주 반사판 및 쌍곡면의 부 반사판으로 구성되어 있으며, 높은 이득의 레이더 안테나로 널리 사용되고 있다. 캐서그레인 안테나에 대한 설계는 주로 기하광학에 의해 수행되고 있다. 초기에는 급전부에 점전원이 존재하

는 것으로 가정하고 반사판이 설계되었다. 그러나 실제의 경우에는 주로 급전 혼 또는 빔 도파관 등으로 급전되기 때문에 주 반사판의 개구면에서는 점전원과 같이 동위상을 이룰 수 없다. 고효율의 안테나 시스템을 얻기 위해서 주 반사판과 부 반사판의 곡면을 적절히 수정하여 개구면 면에서의 전력밀도와 위상이 같도록 하여 안테나 효율을 높이는 방법의 연구가 참고문헌 [1]~[3]에서 제안되었다.

「이 연구는 교육부와 한국연구재단의 기본연구(No. 2010-0012714) 및 지역혁신인력양성사업으로 수행된 결과임.」

극동통신연구소(R&D Center, Kukdong Telecom)

*경성대학교 정보통신공학과(Department of Information and Communications Engineering, KyungSung University)

· Manuscript received May 31, 2013 ; Revised August 13, 2013 ; Accepted August 19, 2013. (ID No. 20130531-053)

· Corresponding Author : Jong-Sung Kim (e-mail : jskim@star.ks.ac.kr)

본 논문에서는 에너지 보존 법칙과 스넬의 법칙 및 전자파의 경로 길이를 이용하여 수정곡면 캐서그레인 안테나의 주 및 부 반사판의 단면을 설계하는데, 이때 안테나가 요구하는 빔 폭과 낮은 부엽 레벨을 얻기 위해 테일러 원형 개구면 분포를 사용하였다. 그리고 원형 개구면의 균일 개구면 위상을 얻기 위하여 급전부의 피드 혼의 각 각도별 전계 성분을 사용하여 각 각도에서 이차원 곡면 성분을 얻고, 이를 조합하여 삼차원 곡면좌표를 구성한다.

실제 사용되는 캐서그레인 안테나는 부 반사판의 가림 효과(blockage effect)를 없애주기 위해 스트립 라인을 이용한 편파변환기를 설계하는데^{[4],[5]}, 이때 설계되는 스트립라인의 두께는 $0.1 \lambda_0$ (λ_0 : 중심 주파수에서의 파장)이하의 작은 값이기 때문에, 편파변환기를 포함한 안테나의 방사 패턴 해석은 매우 어렵다. 그래서 본 논문에서는 해석의 한 방법으로, 단순히 주 및 부 반사판의 전류밀도를 이용한 물리광학적 수치해석 방법으로 방사 패턴을 구한다. 설계 예로서 직경 $55 \lambda_0$ 의 수정곡면 캐서그레인 안테나의 주 반사판 및 부 반사판 곡면을 설계하고 방사 패턴을 구한다.

II. 캐서그레인 안테나의 2차원 곡면 설계

캐서그레인 반사판 안테나의 일반적인 구조는 그림 1과 같이 포물면의 주 반사판, 쌍곡면의 부 반사판, 그리고 급전 안테나로 이루어져 있다. 이와 같이 캐서그레인 구조는 급전 안테나와 주 반사판 사이에 부 반사판을 추가함으로써 단일 반사판 구조의 포물면 반사판 안테나에 비하여 유효 초점 거리가 길어지고 전파 유실 손실(spill-over loss)을 줄일 수 있어 전반적인 안테나 효율이 향상된다.

캐서그레인 반사판 안테나의 설계 원리는 일반적인 반사판 안테나와 같이 반사판의 구조적 크기가 수십 파장 이상인 경우, 전파의 경로를 직선으로 가정하는 기하광학(geometric optics)을 기반으로 한다. 이는 요약하면 포물선과 쌍곡선의 초점에서 곡선상에 임의의 점을 연결한 직선의 입사각과 반사각이 규칙성을 갖는 것과, 초점에서부터 곡선상에 한 점에 반사되어 특정한 지점까지 가는 경로 길이가 일치하는 기하 구조의 특수성을 이용한 설계 방법이다.

그림 1. 캐서그레인 반사판 안테나의 기하 구조
Fig. 1. Geometry of the Cassegrain reflector antenna.

그림 1은 수정곡면 캐서그레인 안테나 설계를 위한 안테나의 단면을 나타낸 그림이다. 여기에서 주 반사판의 좌표를 (Y, Z) , 부 반사판의 위치는 R, θ 함수로 나타낸다. 그리고 급전점의 위치는 원점으로 부터 f 거리만큼 떨어진 위치에 있다.

그림 1은 두 개 반사면의 좌표와 급전부에서 특정 방향 θ 로 향하는 빔이 부 반사판에서 β 의 각도로 입사 및 반사되는 것을 나타낸다. 그리고 주 반사판의 (Y, Z) 의 위치에서 입사후 주 반사판 앞 방향으로 전파가 이루어진다. 여기서 θ 는 급전점과 부 반사판이 이루는 각도이고, R 은 급전점에서 부 반사판 간의 거리이다. 이 장에서는 캐서그레인 안테나의 주 반사판의 곡면의 궤적 (Y, Z) 와 부 반사판의 위치 R, θ 를 구하기 위해서 2차원 단면의 캐서그레인 안테나의 곡면을 결정하는 4개의 편미분 방정식과 이를 이용하여 수치적인 방법으로 근사값을 구하는 방법을 소개한다. 수정곡면 캐서그레인 안테나의 포물면 주 반사판과 쌍곡면 부 반사판의 기하 구조는 참고문헌 [6], [7]에 나타나 있다.

급전점을 출발하여 부 반사판과 주 반사판을 지나 Z축과 수직인 동위상면까지 경로의 합은 주 반사판의 (Y, Z) 값에 관계없이 일정하므로 아래의 식이 성립한다.

$$R - Z + \frac{Y - R \cdot \sin \theta}{\sin \beta} = B \quad (1)$$

여기서 B 는 임의의 동위상면까지 경로의 길이를 나

타낸다. 그리고 주 반사면에 대한 스넬의 법칙으로 부터 아래의 식을 유도할 수 있다.

$$\frac{dZ}{dY} = \tan \frac{\beta}{2} \quad (2)$$

그리고 급전부에서 여기되는 전력함수에 대한 적분과 개구면 분포 함수의 비율에 의하여 조사상수가 정의되고, 이로부터 식 (3)이 얻어진다.

$$\frac{d\theta}{dY} = \frac{G \cdot Y \cdot I(y)}{\sin \theta \cdot F(\theta)} \quad (3)$$

여기서 조사상수(Illumination Constant) G 는 아래의 식으로 나타나며, $I(y)$ 는 안테나의 개구면 분포 함수이고, $F(\theta)$ 는 급전부에서 여기되는 전력 함수를 나타낸다.

$$G = \frac{\int_0^{\theta_{\max}} F(\theta) \sin \theta d\theta}{\int_0^{Y_{\max}} I(y) y dy} \quad (4)$$

식 (3)의 $F(\theta)$ 는 설계된 급전 혼의 CST 결과를 이용하거나, 복사 패턴 측정값을 이용할 수 있다. 측정된 $F(\theta)$ 값은 $\pm 60^\circ$ 의 범위에서 그림 2와 같이 나타나며, 급전 혼안테나의 수직·수평부에 대한 전개 분포이다. 그림 3에서는 안테나 설계에 사용된 부엽 레벨이 35 dB이고, $n=5$ 인 경우의 테일러 원형 전개 분포 함수 $I(Y)$ 와 복사 패턴을 나타내었다^[8].

마지막으로 부 반사판의 스넬의 법칙으로부터 아래의 식을 유도할 수 있다.

그림 2. 급전 함수

Fig. 2. The excited power function.

(a) 개구면 전개 분포

(a) Aperture power distribution

(b) 개구면 복사 패턴

(b) Aperture radiation pattern

그림 3. 테일러 원형 개구면 전개 분포

Fig. 3. Taylor circular aperture distribution.

$$\frac{1}{R} \frac{dR}{d\theta} = \tan \left(\frac{\theta + \beta}{2} \right) \quad (5)$$

급전 혼의 급전부에서 여기되는 전력 함수 $F(\theta)$ 의 조건에서 안테나의 개구면에서의 분포 함수 $I(y)$ 의 분포 함수를 형성하기 위한 두 개의 반사판 2차원 곡면 구조와 위치는 식 (1)~(3), (5)의 4개의 방정식을 이용하여 근사적으로 구한다.

먼저 Y 변수를 그림 1의 주 반사판의 중심에서 Y 방향으로 균일하게 분할하고, 분할된 Y 축의 각 점을 $Y_0, Y_1, \dots, Y_N$ 으로 표기한다. 주어진 각 Y_n 에 대하여 $\theta_n, \beta_n, Z_n, R_n$ 순서로 식 (1)~(3), (5)의 차분 방

정식을 사용하여 구한다. 초기 조건을 $\theta_0=0$, $\beta_0=0$, $Z_0=0$, $R_0=$ 급전점에서 부 반사판간 거리로 주고, n -th 값까지 구한 후, $(n+1)$ -th값에 대한 값을 구하는 반복법에 의해서 전체의 값을 구하도록 한다.

식 (3)의 미분방정식을 $(n+1)$ -th 차분 방정식으로 나타내면 다음 식과 같다.

$$\frac{\theta_{n+1}-\theta_n}{\Delta} = \frac{G \cdot Y_{n+1} \cdot I(Y_{n+1})}{\sin\theta_{n+1} \cdot F(\theta_{n+1})} \quad (6)$$

여기에서 $\Delta = Y_{n+1} - Y_n$ 이다.

식 (6)을 전개하는 과정을 살펴보면, n -th 값이 주어졌을 때 $(n+1)$ -th값을 구하기 위해 우측항의 값을 $(n+1)$ -th값으로 가정하는 음함수적 반복법을 사용하였다. 만약 우측항을 n -th값으로 가정할 경우 θ 값의 초기조건($\theta_0=0$)에 의해서 우측항 값은 무한대로 정의되기 때문에, 양함수적 반복법에 의한 해는 존재하지 않게 된다. 식 (6)에서 θ_{n+1} 의 값을 아래 방정식을 만족하는 해이다.

$$\begin{aligned} &(\theta_{n+1}-\theta_n) \cdot \sin\theta_{n+1} \cdot F(\theta_{n+1}) \\ &- (n+1)\Delta^2 \cdot G \cdot I(n+1)\Delta = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

위의 식 (7)에서 입사각 θ_{n+1} 를 뉴턴의 방법으로 해를 구할 수 있다.

다음으로 β_{n+1} 을 구하기 위하여 변수 Z_{n+1} 에 대한 차분 방정식을 식 (2)로부터 아래와 같이 나타내었다.

$$Z_{n+1}-Z_n = \Delta \cdot \tan \frac{\beta_{n+1}}{2} \quad (8)$$

또한 변수 R_{n+1} 에 대한 차분 방정식도 식 (5)로부터 아래와 같이 식으로 나타낼 수 있다.

$$R_{n+1} = \frac{R_n}{1 - U_{n+1} \cdot \tan\left(\frac{\theta_{n+1} + \beta_{n+1}}{2}\right)} \quad (9)$$

여기에서 U_{n+1} 은 식 (6)과 앞서 구한 θ_{n+1} 으로 부터 구할 수 있다.

$$U_{n+1} = \Delta \frac{G \cdot Y_{n+1} \cdot I(Y_{n+1})}{\sin\theta_{n+1} \cdot F(\theta_{n+1})} \quad (10)$$

식 (8), (9)의 Z_{n+1} 와 R_{n+1} 에 대한 차분 방정식을 식 (1)에 대입하면 다음과 같다.

그림 4. 기존안테나와 설계안테나 곡면 비교

Fig. 4. Comparison of cross section of designed antenna with that of conventional antenna.

$$\begin{aligned} &R_n (\sin\beta_{n+1} - \sin\theta_{n+1}) \\ &= ((Z_n + \Delta \cdot \tan(\beta_{n+1}/2) + B) \cdot \sin\beta_{n+1} \\ &- Y_{n+1}) \cdot \left(1 - U_{n+1} \cdot \tan\left(\frac{\theta_{n+1} + \beta_{n+1}}{2}\right)\right) \end{aligned} \quad (11)$$

위의 식 (11)에서 β_{n+1} 을 뉴턴의 방법으로 구하고, 이를 식 (8)과 (9)에 각각 대입하여 Z_{n+1} 과 R_{n+1} 을 차례로 구한다.

그림 4에서는 이렇게 설계된 안테나를 기존 안테나설계 방법에 따른 안테나 단면의 곡면과 비교하여 나타내었다. 기존 안테나는 안테나의 모든 단면에서 곡면이 같은 구조이다. 그림 4는 곡면의 차이가 가장 클 때의 단면을 비교한 것으로서 부 반사판 안테나 깊이(depth)의 차이가 최대 $0.3 \lambda_0$ 가 나고, 반사경로를 고려하면 급전점에서 개구면 동위상면까지 $0.6 \lambda_0$ 의 경로 길이(total path)의 차가 발생한다. 따라서 본 논문에서는 균일한 동위상면을 얻고, 반사판 위상오차 효율을 개선하기 위하여 원형 개구면의 각도별 급전 전계에 따른 안테나 단면을 구하고, 이를 조합하는 방법을 사용하여 3차원 캐서그레인 안테나 곡면을 구하고자 한다.

III. 캐서그레인 안테나 3차원 곡면 설계

앞선 장에서 편미분방정식을 차분 방정식으로 나

표 1. 안테나의 특성 사양

Table 1. Specification of the Cassegrain antenna.

부엽 레벨	-35 dB
테일러 원형 개구면 분포 상수	$n=5$
테이퍼 영역	10 dB
주 반사판의 지름	$55 \lambda_0$
부 반사판의 지름	$40.24 \lambda_0$
반사판 간의 간격	$14.8 \lambda_0$
최대 이득	40.5 dBi
3 dB 빔 폭	1.3°

타내고, 이를 급전 혼 안테나에서의 전계 분포에 해당하는 F 함수의 조건으로부터 원하는 개구면 분포 함수 I의 패턴을 나타내는 2차원 단면의 수정 곡면 캐서그레인 안테나를 설계하였다. 이 장에서는 위의 결과를 이용하여 균일 개구면 위상을 갖는 3차원 캐서그레인 안테나 곡면을 설계한다.

표 1은 설계를 위한 기본 파라미터 및 입력 파라미터를 나타내었다. 안테나 이득 G 는 안테나 면적과 개구면 효율 그리고 송수신기 전파 효율로부터 계산할 수 있다.

$$G = 4\pi\epsilon S / \lambda_0^2$$

여기에서 S 는 단면적이며, ϵ 은 안테나 효율을 나타낸다. 안테나의 출력 빔 패턴은 부엽 레벨이 35 dB를 만족하도록 테일러 원형 개구면 분포를 사용하여 설계한다. 테이퍼 영역은 10 dB의 편차를 나타내도록 하였다. 안테나 효율과 요구되는 안테나의 빔 폭, 이득을 고려하여 안테나 직경을 $55 \lambda_0$ 로 하였다. 부 반사판의 지름은 $40.24 \lambda_0$ 이며, 주 반사판과 부 반사판 사이의 거리는 $14.8 \lambda_0$ 에 해당된다. 3차원 캐서그레인 안테나의 수직축과 수평축을 제외한 나머지 각도의 반사판의 곡면 구조는 그림 2의 수직부의 전계 분포와 수평부의 전계 분포를 각도를 따라 내삽법에 의하여 근사적으로 구하고, 이를 그림 3의 방사 패턴에 대한 곡면 구조를 구하여 연결하면 그림 5에서 보는 것과 같은 3차원 곡면의 캐서그레인 안테나를 구현할 수 있다. 효율을 고려하여 목표 이득 40.5 dBi를 만족시키기 위해서 지향성이 약 44.0 dBi 정도를 목표값으로 설정하여 설계한다.

그림 5. 캐서그레인 안테나의 곡면 구조

Fig. 5. Contour of main and sub-reflectors.

IV. 물리광학(Physical Optics)에 의한 시뮬레이션

이번 장에서는 그림 5의 반사판에 대해서 점 전원에 대한 방사 패턴이 설계요구치의 부엽 레벨과 빔 폭을 만족하는지 물리광학에 의하여 구하고, 이전 안테나 설계방법에 따른 안테나와 비교한다.

그림 5에서 급전신호로부터 부 반사판에서의 전류는 다음과 같이 표현된다. 이는 참고문헌 [9]의 수식 유도에 의한 결과이다.

$$J_s = C\sqrt{G_f(\theta, \phi)} \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{u} \quad (12)$$

여기에서 G_f 는 y 편파 신호원에 의한 이득함수를 나타낸다. G_f 는 CST를 이용하여 급전 혼 안테나의 시뮬레이션 결과로부터 구하였다.

다음으로 물리광학에 의한 방법으로 주 반사판의 전계 분포를 구한다[10]. 즉, 부 반사판에서의 표면 전류 J_s 에 의하여 주 반사판에서의 모든 점 P 에서의 자계 $H(P)$ 는 다음의 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$H(P) = \frac{1}{4\pi} \int_S [J_s \times \nabla \psi] dS \quad (13)$$

식 (13)의 적분 영역 S 는 3차원 부 반사판의 표면을 나타내며, $\psi = \exp(-jkr)/r$ 은 r 에 대한 함수이고, r 은 부 반사판과 주 반사판간 거리이다. 식 (13)의 부 반사판의 자계 H 에 의한 주 반사판에서의 전류는 다음과 같다.

그림 6. 방사 패턴
Fig. 6. Radiation pattern.

$$J_M = 2\hat{n} \times H \quad (14)$$

원역장의 전계 $E(R)$ 는 주 반사판에서의 전류 J_M 을 사용하여 아래의 적분방정식으로부터 구할 수 있다.

$$E(R) = -\frac{j\omega\mu_0 e^{-jkR}}{R} \cdot \int_S [J_M - (J_M \cdot \bar{a}_R) \bar{a}_R] e^{jk\bar{\rho} \cdot \bar{a}_R} dS \quad (15)$$

식 (15)의 S 는 주 반사판의 표면에 대한 적분 영역이며, $\bar{a}_R$ 과 R 는 원점에서 주 반사판 간의 단위 벡터와 거리를 각각 나타낸다.

위의 식을 이용하여 그림 6의 방사 패턴을 얻을 수 있다. Azimuth(AZ) 방향과 Elevation(EL) 방향에 대한 빔 패턴을 함께 나타내었는데, 두 방향에서 3 dB 빔 폭이 각각 1.3° 및 1.32° 를 나타내었다. 이는 표 1의 설계값과 비슷하다. 그리고 부엽 레벨은 33.9 dB 및 36.4 dB로서 대략 35 dB에 근사한 값을 나타낸다.

그림 7에서는 기존 안테나 설계방법대로 반사판 안테나의 모든 각도의 단면이 동일하다고 했을 때 방사 패턴을 구한 결과를 나타내었다. 그림 7에서 보는 바와 같이 AZ와 EL 패턴은 빔 폭과 최대 부엽 레벨이 대칭적이지 않다. 그리고 이러한 비대칭의 전계 분포는 모든 각도에 걸쳐 있다. 이는 그림 2에서 급전 혼의 수직, 수평 전계 성분이 대칭적이지 않기 때문에 생기는 현상으로 그 차이가 커질수록 그림 6에서 보이는 오차는 더 커진다. 또한, 곡면의 보상 전과 후의 지향성(directivity)을 비교하면 보상전에는 44.4 dBi, 보상후에는 44.9 dBi이며, 약 10 %의

그림 7. 기존 안테나 설계 방법에 따른 방사 패턴
Fig. 7. Radiation patterns of conventional antenna.

지향성 개선 효과가 있음을 보여준다.

V. 결 론

에너지 보존 법칙과 스넬의 법칙 및 경로 길이에 의한 동위상의 조건으로부터 수정곡면 캐서그레인 안테나를 결정하는 4개의 편미분 방정식을 소개하고, 반복법에 의한 수치적 방법을 이용하여 반사판 단면을 설계하였다. 급전 혼의 수직, 수평 성분의 차이를 내삽법을 사용하여 3차원 수정곡면 캐서그레인 안테나를 설계하였다. 이는 원형 반사판 안테나가 균일 개구면 위상을 갖도록 하는 반사판 곡면 구조이다. 직경 $55 \lambda_0$ 의 크기를 갖는 Ku 대역용 수정곡면 캐서그레인 안테나 반사판을 물리광학에 의한 방법으로 방사 패턴을 구하였다. 기존 안테나 설계 방법에 따른 반사판 곡면과 방사 패턴을 비교하였다.

References

- [1] V. Galindo, "Design of dual-reflector antenna with arbitrary phase and amplitude distributions", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-12, no. 7, pp. 403-408, Jul. 1964.
- [2] R. Mittra, F. Hyjazie, and V. Galindo, "Synthesis of offset dual reflector antennas transforming a given feed illumination pattern into a specified aperture distribution", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 2, pp. 251-259, Mar. 1982.
- [3] Y. Kim, T. Lee, "Shaped circularly symmetric dual

- reflector antenna by combining local conventional dual reflector systems", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 1, pp. 47-55, Jan. 2009.
- [4] V. G. Borkar, R. Ethirai, and V. M. Pandharipande, "Reflected field from twist reflector in twist reflector scanning antenna configuration", *Electronics Letters*, vol. 29, no. 16, pp. 1397-1398, 1993.
- [5] 황금철, "Hybrid Particle Swarm Optimization 기법을 적용한 X-대역 광대역 편파 변환기 설계", 한국전자과학회논문지, 20(4), pp. 390-395, 2009년 4월.
- [6] R. S. Elliot, *Antenna Theory and Design*, Wiley 1981.
- [7] D. C. Chang, "High efficiency and low sidelobe shaped cassegrain twist reflector antenna with four-horn triple-mode monopulse feed", *Electronics Letters*, vol. 27, no. 3, pp. 284-285, 1991.
- [8] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, 2nd Edition, Wiley, 2005.
- [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition, Wiley, 2005.
- [10] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, and P. Knight, *The Handbook of Antenna Design*, IET, 1986.

공 기 복

1992년 2월: 경북대학교 수학과 (이학사)
 1999년 2월: 한국과학기술원 응용수학과 (이학석사)
 2003년 2월: 한국과학기술원 응용수학과 (이학박사)
 2011년 9월~현재: 극동통신 수석연구원

구원

[주 관심분야] 레이다 안테나, 전자장 수치해석

김 중 성

1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 2001년 8월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)
 1990년~2002년: KT 연구개발본부 선임연구원

2004년 9월~현재: 경성대학교 정보통신공학과 부교수
 [주 관심분야] 초고주파공학, 전자파 수치해석