

구형 혼안테나에 인접된 전송선로에 유기되는 부하전류 및 EMI 특성 해석

正會員 梁 斗 榮* 正會員 蔡 官 洙** 正會員 李 相 高*

An Analysis of EMI Characteristics and the Induced Load Current on the Transmission Line Being Close to the Rectangular Horn Antenna

Doo Young YANG*, Kwan Soo CHAE**, Sang Seol LEE* *Regular Members*

要 約 구형 혼안테나에 의한 EMI문제를 해석하기 위하여 근거리 영역에 대한 복사 전자기장을 세운다. 전자기 해석 방법과 전송선이론을 적용하여 인접한 전송선 부하에 흐르는 EMI 부하전류를 계산한다.

거리와 주파수 및 송·수전단 임피던스에 따른 부하전류 전달함수로 부터 EMI의 최소화조건을 찾아낸다. 송전단 임피던스가 작아질수록 EMI부하전류는 커지고 송전단 임피던스가 커질수록 EMI 부하전류는 작아진다.

ABSTRACT We derive the radiation field equation at the near field region to analyse EMI by the rectangular horn antenna. The EMI load current calculate from the load current induced on the transmission line being close to the rectangular horn antenna using the field theory and the transmission line theory.

We find the conditions minimizing the EMI from the load current transfer function of distance, frequency and impedances at sending and receiving end. The smaller sending end impedance, the larger EMI load current and the larger sending impedance, the smaller EMI load current.

I. 서 론

전자장치 이용이 날로 증가됨에 따라 EMI (electromagnetic interference) 문제는 더욱 심각해지고 있다. 특히 전자파를 이용하는 통신이나 전기통신에 있어서 EMI는 잡음으로 작용하기 때문에 원활한 통신을 하기 위해서는 우선 EMI 문제가 해결되어야 한다.

EMI는 전도성(conducted) EMI와 복사성(radiated) EMI로 나누어 생각할 수 있다¹⁾. 전도성 EMI는 임피던스 안정화회로망(LISN)이나 대역여파기를 이용하여 비교적 쉽게 제거될 수

있다. 그러나 복사성 EMI는 넓은 주파수대역을 갖기 때문에 그 예측(EMI prediction)과 대책(EMC)이 어렵다. 특히 마이크로파 통신에 있어서 안테나로 부터 복사된 전자계는 인접해 있는 전송선로나 수신기에 전자파 간섭현상을 일으켜 장치에 이상동작을 야기시킨다. 안테나에 의한 EMI는 주로 전송선로를 따라 유입되는데 이에 대한 연구는 A.A. Smith와 T.K. Liu 등에 의해서 이루어진 바 있다. 이들의 연구는 평면파가 외부에서 입사되거나 다이폴 안테나에서 발생된 복사성 EMI가 전송선로로 입사되는 경우에 대한 해석이다²⁾³⁾.

이 연구에서는 혼안테나에 인접해 있는 전송선로에 유기되는 부하전류를 이론적으로 해석하여 부하단에 연결되어 있는 시스템에 미치는 EMI

* 漢陽大學校 電子通信工學科
Dept. of Electronic Communication Engineering
Han Yang University.

** 現代電子研究所
論文番號 : 91-32 (接受1991. 1. 8)

특성을 찾아낸다. 또한 2·도체전송선로의 송·수전단에 임피던스 Z_1 과 Z_2 를 연결하여 부하단에 나타나는 EMI 전류를 측정하여 이론치와 비교 검토한다.

II. 근거리 영역(Near-field region)내의 전계 및 부하전류

그림 1은 구형 혼안테나와 2·도체 전송선로가 가까운 거리에 인접해 있는 상태를 나타낸 것이다. 도선의 직경이 c 이고 도선사이의 거리가 d 인 전송선의 송전단과 수신단에 각각 Z_1, Z_2 의 임피던스가 접속되어 있다.

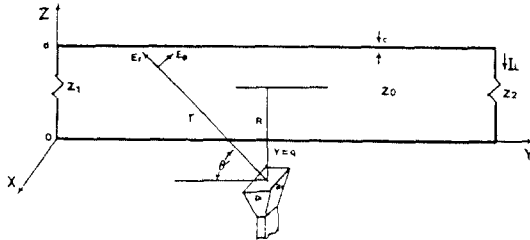


그림 1. 구형혼안테나에 인접한 전송선
Fig. 1. the transmission line being close to the rectangular horn antenna

여기서 R 은 혼안테나로부터 선로의 상·하도체 중심선까지의 최단거리이고 r 은 혼안테나로부터 전송선에 이르는 임의의 거리이다. 또한 구형 혼안테나는 y 편파이고 전송선과 평행($\phi = 90^\circ$)이며 같은 평면상($x=0$)에 놓여 있다. 전송선이 구형 혼안테나에 근접해 있기 때문에 안테나에서 나온 전자파는 전송선의 부하측에 큰 EMI를 일으키게 된다. 혼안테나에 의해 부하측에 흐르는 잡음전류 I_L 은 선로의 양 종단과 상하도체에 유기되는 전압에 의해 발생된다.

송전단과 수신단에 유기되는 전압을 각각 V_1, V_2 라 하고 상하도체에 유기되는 전압을 V_3 라 한다. 유기전압 V_1 과 V_2 는 입사전계의 z 성분에

의해 발생되고 V_3 는 y 성분에 의해서 발생되므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_1 = \int_0^d E_z^i(0, 0, z) dz \quad (1)$$

$$V_2 = \int_0^d E_z^i(0, s, z) dz \quad (2)$$

$$V_3 = \int_0^L K(y) dy \quad (3)$$

여기서 $E_z^i(x, y, z)$ 는 점(x, y, z)에서 입사되는 전계의 z 성분이고, $K(y)$ 는 입사전계 $E_z^i(x, y, z)$ 에 의해서 선로에 나타나는 전계분포이다.

식(1), (2), (3)에 의해서 부하측에 흐르는 전류를 각각 I_1, I_2, I_3 라 하면

$$I_1 = \frac{Z_0 V_1}{D} \quad (4)$$

$$I_2 = -\frac{1}{D} (Z_0 \cos \beta s + jZ_1 \sin \beta s) V_2 \quad (5)$$

$$I_3 = \frac{1}{D} \int_0^L K(y) (Z_0 \cos \beta y + jZ_1 \sin \beta y) dy \quad (6)$$

이다. 여기서 Z_0 는 선로의 특성임피던스, β 는 위상정수이다. $K(y), D$ 및 Z_0 는 다음식으로 주어진다. 식(4), (5), (6)으로 부터 부하에 흐르는 총전류 I_L 은 다음과 같다²⁾.

$$I_L = \frac{1}{D} [Z_0 V_1 - [Z_0 \cos \beta s + jZ_1 \sin \beta s] V_2 + \int_0^L K(y) [Z_0 \cos \beta y + jZ_1 \sin \beta y] dy] \quad (7)$$

여기서

$$K(y) = E_y^i(0, y, d) - E_y^i(0, y, 0)$$

$$D = (Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2) \cos \beta s + j(Z_0^2 + Z_1 Z_2) \sin \beta s$$

$$Z_0 = 276 \log \left[\frac{2d}{c} \right]$$

이다.

그림 2는 구형 혼안테나이다. 근거리 영역에 대한 안테나의 전계 $E(r, \theta, \phi)$ 는 개구면(Aperture surface)에서의 위상오차와 관찰점에서의 위상오차를 고려하여 다음과 같이 계산된다 (4X5).

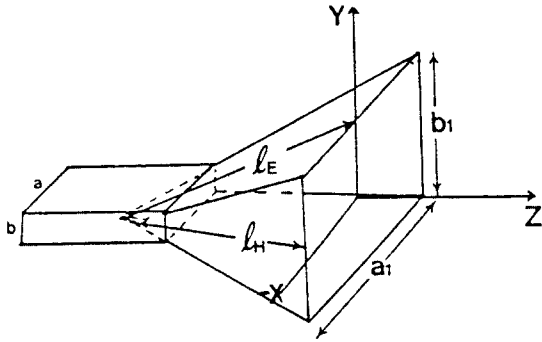


그림 2. 구형 혼안테나
Fig. 2. the rectangular horn antenna

$$\begin{aligned} E(r, \theta, \phi) &= E_\theta(r, \theta, \phi) \hat{a}_\theta + E_\phi(r, \theta, \phi) \hat{a}_\phi \\ &= j \frac{E_0}{2\lambda r} e^{-jk r} (1 + \cos \theta) (\sin \phi \hat{a}_\theta + \cos \phi \hat{a}_\phi) F_1 F_2 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 E_0 는 전계의 크기(Amplitude)를 나타내고, F_1 과 F_2 는 다음식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} F_2 &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\beta_1}} \left[e^{j\frac{k_{x1}}{4\beta_1}} \{ [C(v_2) - C(v_1)] - j[S(v_2) - S(v_1)] \} \right. \\ &\quad \left. + e^{j\frac{k_{x2}}{4\beta_1}} \{ [C(\omega_2) - C(\omega_1)] - j[S(\omega_2) - S(\omega_1)] \} \right] \\ F_1 &= \sqrt{\frac{\pi}{2\beta_1}} e^{j\frac{k_{z2}}{4\beta_1}} \{ [C(u_2) - C(u_1)] - j[S(u_2) - S(u_1)] \} \end{aligned}$$

여기서

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

$$k_2 = k \sin \theta \sin \phi$$

$$k_{x1} = k \sin \theta \cos \phi + \pi / b$$

$$k_{x2} = k \sin \theta \cos \phi - \pi / b$$

$$\beta_1 = \frac{\pi}{\lambda l_E}$$

$$\beta_2 = \frac{\pi}{\lambda l_H}$$

$$l_E = \frac{r l_E}{r + l_E}$$

$$l_H = \frac{r l_H}{r + l_H}$$

$$u_{2,1} = \sqrt{\frac{2\beta_2}{\pi}} \left[\pm \frac{b_1}{2} - \frac{k_2}{2\beta_2} \right]$$

$$v_{2,1} = \sqrt{\frac{2\beta_1}{\pi}} \left[\pm \frac{a_1}{2} - \frac{k_{x1}}{2\beta_1} \right]$$

$$w_{2,1} = \sqrt{\frac{2\beta_1}{\pi}} \left[\pm \frac{a_1}{2} - \frac{k_{x2}}{2\beta_1} \right]$$

$$\cos \theta = \cos \left[-\frac{\pi}{2} + \theta' \right] = \sin \theta'$$

$$C(u) = \int_0^u \cos(\pi t^2 / 2) dt$$

$$S(u) = \int_0^u \sin(\pi t^2 / 2) dt$$

이다.

구형 혼안테나가 y편파이고 전송선과 수직($\phi = 90^\circ$)을 이루고 있으므로 전계성분 $E_\theta(r, \theta, \phi)$ 는 $E_\theta(r, \theta, \pi/2)$ 성분만 존재하고 식 (8)에서

$$E_\theta(r, \theta, \pi/2) = j \frac{E_0}{2\lambda r} e^{-jk r} (1 + \cos \theta) F_1 F_2 \quad (9)$$

로 된다. 따라서 전계에 대한 각 성분은

$$E_y^i(0, y, 0) = E_\theta(r_1, \theta, \pi/2) P_1$$

$$E_y^i(0, y, d) = E_\theta(r_2, \theta, \pi/2) P_2$$

$$E_z^i(0, 0, z) = E_\theta(r_3, \theta, \pi/2) P_3$$

$$E_z^i(0, s, z) = E_\theta(r_4, \theta, \pi/2) P_4$$

이다. 여기서

$$r_1 = \sqrt{(q-y)^2 + (R-d/2)^2} : \text{안테나에서 하측도체까지의 거리}$$

$$r_2 = \sqrt{(q-y)^2 + (R+d/2)^2} : \text{안테나에서 상측도체까지의 거리}$$

$$r_3 = \sqrt{q^2 + (R-d/2+2+z)^2} : \text{안테나에서 송전단까지의 거리}$$

$$r_4 = \sqrt{(s-q)^2 + (R-d/2+z)^2} : \text{안테나에서 수전단까지의 거리}$$

$$P_1 = \frac{R-d/2}{\sqrt{(q-y)^2 + (R-d/2)^2}} : \text{하측도체에서 } \sin\theta'$$

$$P_2 = \frac{R+d/2}{\sqrt{(q-y)^2 + (R+d/2)^2}} : \text{상측도체에서 } \sin\theta'$$

$$P_3 = \frac{q}{\sqrt{(R-d/2+z)^2 + q^2}} : \text{송전단에서 } \cos\theta'$$

$$P_4 = \frac{(q-s)}{\sqrt{(s-q)^2 + (R-d/2+z)^2}} : \text{수전단에서 } \cos\theta'$$

이다.

식(7)을 $r=R$ 인 점에서의 전체 $E_\theta(R, \theta, \pi/2)$ 로 정규화 하면 부하전류 전달함수(load current transfer function) $T(\omega)$ 는 다음 식으로

주어진다.

$$T(\omega) = \frac{I_L}{E_\theta(R, \theta, \pi/2)} = \frac{1}{D} [Z_0 \int_0^d \frac{E_z^i(0, 0, z)}{E_\theta(R, \theta, \pi/2)} dz - (Z_0 \cos\beta s + jZ_1 \sin\beta s) \int_0^d \frac{E_z^i(0, s, z)}{E_\theta(R, \theta, \pi/2)} dz + \int_0^d \frac{[E_z^i(0, y, d) - E_y^i(0, y, 0)]}{E_\theta(R, \theta, \pi/2)} \cdot (Z_0 \cos\beta s + jZ_1 \sin\beta s) dy] \quad (10)$$

III. 계산결과 및 실험

그림 3은 전송선로에서 $b_1^2/2\lambda, 2b_1^2/\lambda$ 떨어진 구형 혼안테나로 부터 복사된 전계패턴을 식

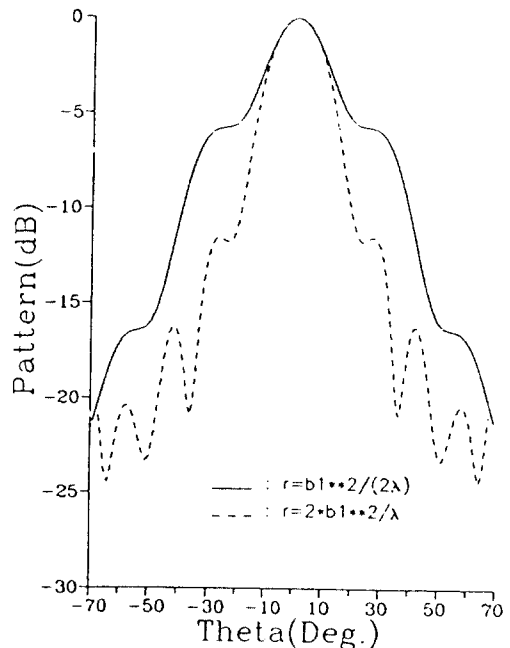


그림 3. 구형 혼안테나의 복사패턴
Fig. 3. the radiation patten of the rectangular horn antenna

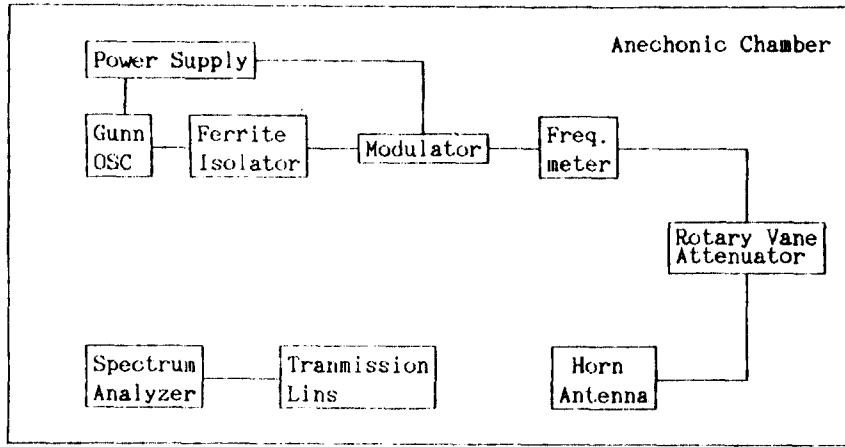


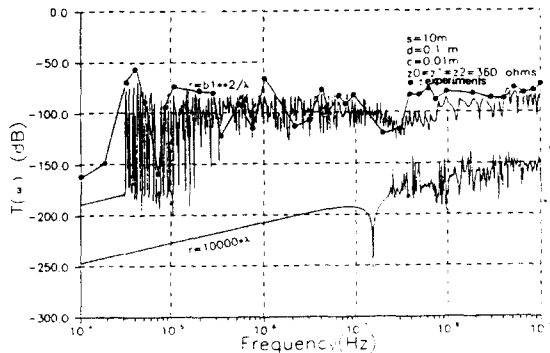
그림 4. 실험장치 블록도
Fig. 4. Blockdiagram for Experimental Set

(8)에 의해서 계산한 결과이다. 구형 혼안테나의 제원은 동작주파수 $f=9\text{GHz}$, $a=0.5\lambda$, $b=0.25\lambda$ 이고 $a_1=5.5\lambda$, $b_1=2.55\lambda$ 이다. 그림 3에서 전송선로와의 거리가 멀어질수록 전계패턴의 형태는 원거리 전자계(far-field)와 유사하게 됨을 알 수 있다.

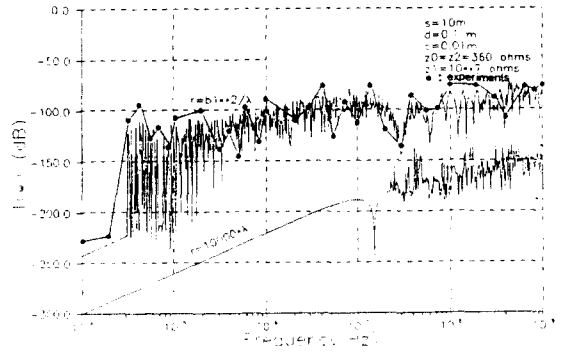
그림 4는 실험장치의 블록도이다. 실험시 구형 혼안테나는 b_1 이 일정한 동일 안테나를 사용하였으며 파장을 변화시키 근거리 영역에서 측정하였다. 무반사실은 $8.53 \times 4.9\text{m}^2$ 인 plywood anechoic chamber이며 측정에 사용된 스펙트럼 분석기의 오차는 $30\text{MHz} \sim 1\text{GHz}$ 주파수에서 $\pm 0.5\text{dB}$ 의

오차를 가진다. 부하전류는 혼안테나에 전력을 공급하여 부하단에서 전계강도를 측정하고 전류 값을 결정하였다.

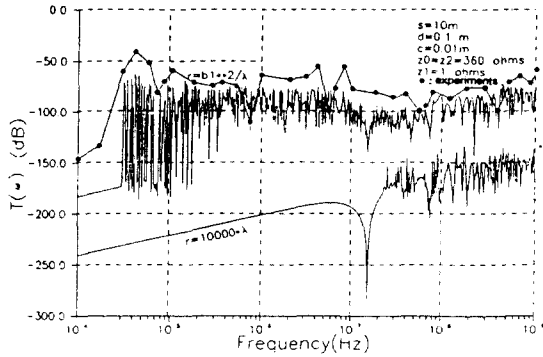
그림 5는 송·수전단과 선로의 특성임피던스를 각각 달리하여 부하단에 유기되는 EMI 부하전류를 식(10)을 이용하여 계산한 결과이다. 거리 r 이 감소하면 부하가 유기되는 EMI 잡음전류는 더욱 증가됨을 알 수 있다. 실험은 전류가 크게 나타나는 근거리영역에서 이산적으로 실시하였으며 구형 혼안테나와 전송선로는 이론치와 동일한 제원으로 설정하였다. 측정된 실험결과는 이론치보다 큰 값으로 나타났다. 그 이유는 무반사실의



(a) 송·수전단이 정합되어 있을 경우
(a) the case with ends matched



(b) 송전단이 개방되었을 경우
(b) the case with the sending end open-circuited



(c) 송전단이 단락되었을 경우
(c) the case with the sending and short-circuited

그림 5. 주파수에 따른 부하전류 변화
Fig. 5. variations of load currents as the function of frequency

흡수매질이 전체 주파수에서 완전한 무반사 특성을 유지하지 못한 점과 측정장비 자체 삽입과 측정장비들로 부터 재반사된 전자파가 다시 전송선로에 전류를 유기시켰기 때문인 것으로 추측된다.

그림 6과 그림 7은 각각 근거리 영역($r=b_1^2/\lambda$)과 원거리 영역($r=10000\lambda$)에서 전송선로의 특성임피던스와 송수전단의 임피던스값을 달리하여 부하전류를 계산한 결과이다. 송전단 임피던스가 작아질수록 EMI 흡음전류의 영향은 더욱 커지게 됨을 알 수 있다.

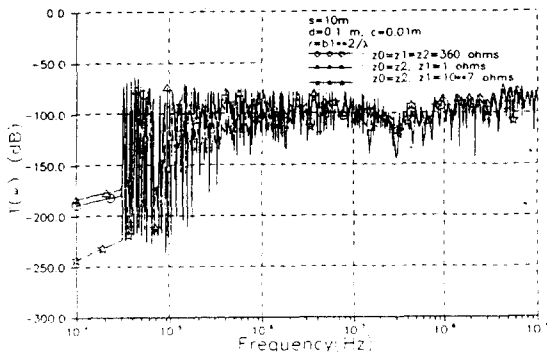


그림 6. 근거리 영역에서 부하전류
Fig. 6. the load current at the near field region

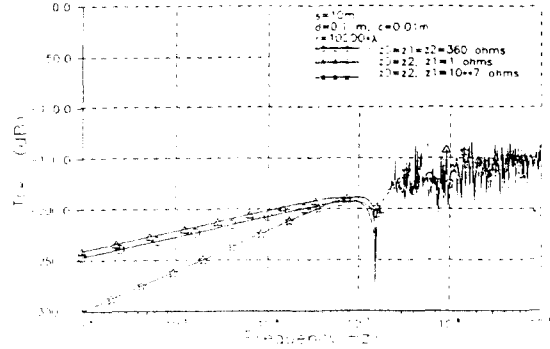


그림 7. 원거리 영역에서 부하전류
Fig. 7. the load current at the far field region

IV. 결 론

구형 혼안테나로 부터 복사된 근거리 영역에서의 선계식을 유도하고 이로부터 전송선로에 유기되는 부하측 흡음전류를 해석하였다. 또한 송수전단의 임피던스를 각각 달리할 때 부하측에 나타나는 EMI 특성의 변화를 해석하였다.

송전단 임피던스를 단락시킬 경우 부하측에 유기되는 흡음전류는 더욱 커지며 혼안테나와 전송선로의 거리가 근거리 영역에 들어갈 때 EMI 영향이 매우 커진다. 송전단 임피던스가 작아지면 EMI 흡음전류는 커지고 송전단 임피던스가 커지면 EMI는 최소로 된다.

본 연구논문은 체신부, 한국전기통신공사의 후원으로 이루어졌습니다.

參 考 文 獻

1. W.G. Dutt, A Handbook on EMI Prediction and Analysis Techniques, Don White Consultants Inc., Gainesville, VA, Vol. 5, 1972.
2. A.A. Smith, Jr., Copling of External Electromagnetic Fields to Transmission Lines, Interference Control Technologies, Gainesville, VA, 2nd Edition, 1986.
3. T.K. Liu, Coupling and propagation in multiconductor transmission lines, Proceeding of the 1987 EMC

EXPO, San Diego, CA, pp. t24, 12~14, May 19~21, 1987.

4. E.V. Jull, Aperture Antennas and Diffraction Theory,

Peter Peregrinus Ltd., 1981, pp. 31~41.

5. C.A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, Haper & Row Publishers Inc., 1982, pp. 532~590.



梁斗榮(Doo Young YANG) 正會員
1984年2月: 濟州大學校 通信工學科 卒業(工學士)
1989年2月: 漢陽大學校 大學院 電子通信工學科 卒業(工學碩士)
1989年3月~現在: 漢陽大學校 大學院 電子通信工學科 博士課程



蔡官洙(Kwan Soo CHAE) 正會員
1989年2月: 漢陽大學校 電子通信工學科 卒業(工學士)
1991年2月: 漢陽大學校 大學院 電子通信工學科 卒業(工學碩士)
1991年3月~現在: 現代電子研究所 勤務



李相高(Sang Seol LEE) 正會員
1937年5月30日生
1961年: 漢陽大學校 電氣工學科 卒業
1966年: 漢陽大學校 大學院 工學碩士
1971年: 延世大學校 大學院 工學博士
1976年: 프랑스 코르세르大學 工學博士
1975年~現在: 漢陽大電子通信科 教授