

유전체 공진기와 마이크로스트립 선로의 결합시 결합계수 산출방법

正會員 姜 重 淳*

A method for computing a coupling coefficients between a microstripline and a dielectric resonator.

Joong Soon KANG* *Regular Member*

要 約 본 논문에서는 마이크로스트립선로와 유전체공진기 결합시 결합계수 산출 방법을 해석적인 방법으로 제시하였다. 결합계수 산출시 기판의 재료, 유전체물질, 경계조건 등을 적용하고 유전체 공진기 밑에 알루미늄이나 spacer를 삽입한 경우와 삽입하지 않은 경우의 반사계수와 External Q값을 이론적으로 구하여 실험치와 비교하였다. 유전체공진기 밑에 알루미늄이나 공간을 삽입한 경우는 삽입하지 않은 경우보다 반사계수가 더 적어짐을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT An analytic method of computation of the coupling coefficients between a microstripline and a dielectric resonator is shown in this paper. The relationships among the substrate material, the ground plane, the dielectric supports and the metallic boundaries surrounding the resonator could be explained by using the coupling coefficients. The theoretically computed values of Q_{ext} are compared with the experimentally measured values of Q_{ext} in the case that there is a dielectric spacer between the dielectric resonator and the substrate and in the other case that there is no dielectric spacer between them. As a result, the reflection coefficients with the dielectric spacer between the dielectric resonator and the substrate are decreased more than the reflection coefficients without the dielectric spacer between them.

I. 서 론

Ku-Band를 사용한 위성통신의 실용화가 추진되면서 수신 convert에 쓰이는 능동소자들은 주파수의 고안정이 요구되어 온도변화에 대한 고안정도와 저손실, 높은 Q_{ext} 값을 갖는 유전체 공진기⁽¹⁾를 Impatt Diode, Gunn Diode, GaAs MESFET 등과 결합하여 주로 사용했다. 그러나 Impatt Diode, Gunn Diode를 유전체 공진기와 결합시 고차모우드가 많이 발생하여 주파수의 불안정을 가져왔다. 발진기효율이 좋고 저잡음 특성을 갖는 GaAs MESFET⁽²⁾를 능동소자로

이용하여 증폭기 받지기 등을 설계할때 Source-Gate 간의 내부용량을 이용함으로써 외부회 환회로가 필요없는 Source 접지형태를 취하고 높은 안정도와 낮은 위상잡음을 갖도록 하기 위하여 유전체공진기와 마이크로스트립선로의 결합시 결합계수를 유한요소법⁽³⁾이나 Moment-method 등을 이용하여 구하는 연구는 많이 진행되어 왔다. 그러나 유한요소법이나 Moment-method를 이용한 유전체공진기와 마이크로스트립 선로의 결합계수 산출에는 많은 시간과 복잡한 계산이 요구되었다.

따라서 본 연구에서는 비교적 오차가 적고 계산이 간단한 해석적인 방법을 이용하여 유전체 공진기와 마이크로스트립 선로사이의 결합계수 산출 방법을 제시한다. 또한 유전체공진기와 마이크로

* 蔚山專門大學 電子計算科
論文番號 : 91-96(接受1991. 6. 7)

스트립선로의 결합시 반사계수를 줄이고 Qext 값을 증가시키기위해 유전체공진기 밑에 알루미늄 나 공간(유전율 10, 두께 0.65mm)을 삽입하고서 삽입하지 않을때의 반사계수와 Qext값의 이론적인 결과와 실험적인 결과를 비교검토하고, 해석적인 방법을 이용하여 개발된 Computer 프로그램을 Filter 등의 설계의 한 응용분야로서의 가능성을 모색하였다.

II. 유전체공진기와 마이크로스트립 선로 결합

II. 1 External quality factor(Qext)

원통형 유전체공진기를 마이크로스트립선로에 결합시킬때 Magnetic dipole의 필드구조와 밀접한 TE01δ 공진모우드가 발생하며⁽⁴⁾, 이 모드에 대한 공진시 등가회로를 나타내면 그림 1과 같다.

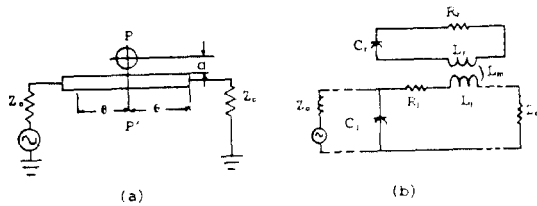


그림 1. 유전체공진기와 마이크로스트립선로의 결합시 등가회로

Equivalent circuit of a dielectric resonator coupled with a microstripline

그림 1에서 Rr, Cr, Lr은 DR(Dielectric Resonator)의 등가저항과 등가캐패시턴스, 등가인덕턴스를 나타내는 매개변수들이고, R1, C1, L1은 마이크로스트립선로의 등가저항과 등가캐패시턴스, 등가인덕턴스를 나타내는 매개변수들이며 Lm은 Magnetic Coupling의 크기를 나타낸다. 전송선로와 직렬로 연결된 등가회로 저항 Z는 다음식과 같이 주어진다⁽²⁾⁽⁵⁾.

$$Z = \omega_0 Q_u \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{1 + jX} \quad (1)$$

여기에서 $X = 2Q_u(\omega - \omega_0)$ 을 나타내며 Q_u, ω_0 는 각각 마이크로스트립선로와 결합된 유전체공진기의 unloaded quality factor와 공진시의 각 주파수를 나타낸다. 특히 공진주파수 부근에서 허수 성분은 0(즉 $X=0$)이므로 식 (1)는 실수로 써 주어진다.

$$Z = R = Q_u \omega_0 \frac{L_m^2}{L_r} \quad (2)$$

또한 결합계수

$$K = \frac{Q_u}{Q_{ext}} = \frac{\omega_0 Q_u L_m^2}{R_{ext} L_r} \quad (3)$$

이다.

R_{ext} 는 그림 1을 그림 2와 같이 나타낸 단순화된 등가회로에서의 소오스

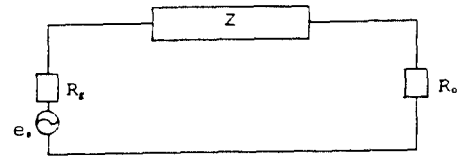


그림 2. 단순화된 등가회로 Simplified equivalent circuit

저항 Rg와 선로의 부하저항 R_o 의 합으로 표시되는 외부저항이다. 소오스와 선로가 정합될때는 선로의 특성임피던스(Z_o)와 같으므로 식(3)은 식(4)와 같이 표현된다.

$$Q_{ext} = \frac{2Z_o L_r}{\omega_0 L_m^2} \quad (4)$$

식(4)에서 Q_{ext} 는 L_r / L_m^2 인자에 기인하는 공진기와 선로사이 거리⁽⁵⁾의 함수임을 알 수 있다. 또한 유전체공진기 상에 흐르는 전류를 I_r 이라 놓으면 이 전류에 의해 마이크로스트립선로상에 유도된 전압은

$$e = j\omega L m l r \quad (5)$$

으로 나타낼 수 있고 유도 전압 e 는 그림 3에 나타낸 바와 같이 마이크로스트립선로 기판상의 단면적을 통하여 흐르는 자속(H)로부터 구할 수 있다.

$$즉 e = j\omega \mu_0 \int_s \underline{H} \cdot d\underline{s} \quad (6)$$

이다.

여기에서 s 는 기판상의 단면적이다.

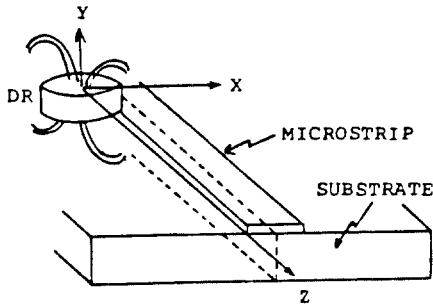


그림 3. 마이크로스트립 선로속의 공진기 Field Magnetic flux linkage
Magnetic flux linkage of the resonator into the microstripeline

또한 유전체공진기에 축적된 에너지

$$W = \frac{L r l r^2}{2} \quad (7)$$

이므로 식(5)~식(7)을 식(4)에 대입하고 정리하면

$$Q_{ext} = \frac{4Z_0 W m}{\omega_0 \mu_0^2 \left[\int_s \underline{H} \cdot d\underline{s} \right]^2} \quad (8)$$

이고

$$W m = W e = \frac{\epsilon_0}{2} \int_V \epsilon_i E \phi_i^2 dV_i \quad (9)$$

이다.

여기에서 ϵ_i 는 Medium i 의 상대유전율, $E \phi_i$ 는 Medium i 의 전기 vector, V_i 는 Medium i 의 부피를 각각 나타낸다.

II-2. Q_{ext} 의 근사계산과 임피던스 계적

1. Q_{ext} 의 근사계산

식(8)의 Q_{ext} 값을 계산하기 위해서는 자계에 축적된 에너지 W_m , 유전체공진기의 내부와 외부에서의 자계 \underline{H} , $\int_s \underline{H} \cdot d\underline{s}$ 의 값을 먼저 구하여야 한다. 이러한 값들을 구하기 위해 그림 4와 같이 유전체 구조를 6개 영역으로 나누어 근사적으로 계산할 수 있다⁽⁶⁾.

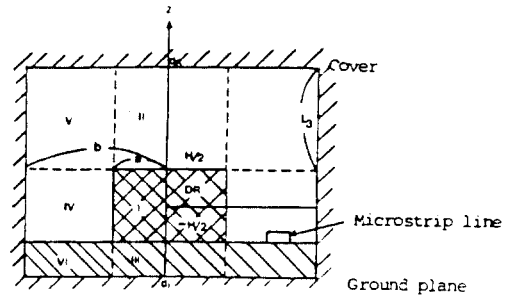


그림 4. 6개 영역으로 나누어진 공진기 구조
6-region divided resonator structure

그림 4에서 정의된 각 영역에서의 자계(H) 성분을 원통좌표계로 나타낼때 다음과 같은 Helmholtz 방정식으로부터 구할 수 있다⁽⁷⁾.

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{\partial H_z}{r \partial r} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} + \left(K^2 + \frac{1}{r^2} \right) H_z = 0 \quad (10)$$

식(10)에서 각 영역의 자계성분을 구하면 다음과 같다⁽⁸⁾⁽⁹⁾.

$$\begin{aligned} H_{z1} &= H_0 J_0(K_r r) (\cos \beta z + B_{21} \sin \beta z) \\ H_{z2} &= 2H_0 J_0(K_r r) B_{31} e^{-\alpha_a d_3} \sin \alpha_a (d_3 - z) \\ H_{z3} &= 2H_0 J_0(K_r r) B_{41} e^{-\alpha_a d_1} \sin \alpha_a (d_1 + z) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_{z4} &= H_0 B_{n1} (\cos \beta z + B_{r6} \sin \beta z) K_0(K_a r) \\ H_{z5} &= 2H_0 B_{n1} e^{-\alpha_a d_1} \sin h \alpha_a (d_1, z) K_0(K_a r) \\ H_{z6} &= 2H_0 B_{r1} e^{-\alpha_s d_1} \sin h \alpha_a (d_1, z) K_0(K_a r) \end{aligned} \quad (11)$$

여기에서 B_{ij} 는 일정한 상수값을 나타내며, J_0, K_0 는 제 1종과 제 2종의 Bessel 함수를 나타낸다. 또한 β 는 파수, K_r 과 K_a 는 DR과 공기의 전파상수, α_s 와 α_a 는 기판과 공기의 감쇄상수를 나타내며 다음과 같은 식으로 표시된다⁽⁹⁾.

$$K_r^2 = \omega^2 \epsilon_r \epsilon_0 \mu_0 - \beta^2 \quad (12)$$

$$K_a^2 = -\omega^2 \epsilon_0 \mu_0 + \beta^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 (\epsilon_r - 1) - K_r^2 \quad (13)$$

$$\alpha_a = K_r^2 - \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \quad (14)$$

$$\alpha_s = K_r^2 - \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \epsilon_{\text{substrate}} \quad (15)$$

식(11)의 각 영역별 자계성분과 표 1의 각 영역별 적분구간값을 이용하여 축적된 에너지 W_m , $\int_S \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s}$ 값을 계산하여 식(8)에 대입하면 Qext 값을 계산할 수 있다.

표 1. 각 영역별 적분구간값
Data in the 6 regions of dielectric structure

영역	적분구간	범위	유전율
I	$-H/2 \sim H/2$	0 ~ a	ϵ_r
II	$H/2 \sim d_1$	0 ~ a	ϵ_a
III	$d_1 \sim H/2$	0 ~ a	ϵ_s
IV	$-H/2 \sim -H/2$	a ~ b	ϵ_a
V	$H/2 \sim d_1$	a ~ b	ϵ_a
VI	$-d_1 \sim -H/2$	a ~ b	ϵ_s

또한 유전체공진기의 고차모우드를 줄이고, Qext 값을 증가시키기 위해 유전체공진기의 기판 사이에 원판형태(유전율 10, 두께가 0.65mm인 인듐비드)의 유전체 공간을 삽입할때의 등가유전상수는 다음과 같다.

$$EE_a = \frac{\epsilon_{\text{spacer}} L_2 + \epsilon_{\text{substrate}} L_1}{L_1 + L_2} \quad (16)$$

여기에서 L_1 은 기판의 두께이고 L_2 는 삽입된 유전체의 두께이다.

유전체 공간을 삽입하지 않는 경우의 영역 III의 유전율을 식(16)의 등가 유전상수로 대치하면 유전체 공간을 삽입한 경우의 Qext 값을 간사적으로 계산할 수 있다.

2. Qext의 임피던스 궤적

Qext에 대응하는 주파수 편차에 대해 S_{11} 평면 상에 Qext의 궤적을 그리기 위하여 그림(1)의 유전체공진기 평면 P-P'상에서의 Z_{in} 을 구하면 다음식과 같다⁽¹⁰⁾.

$$Z_{in} = Z_0 + \frac{R}{1 + j2Q_0\delta} \quad (17)$$

여기에서

$$\delta = \frac{f - f_0}{f_0}$$

는 normalized frequency deviation을 나타낸다.

식(3)을 식(17)에 대입하고 normalized input impedance $|Z_{in}| = \frac{Z_{in}}{Z_0}$ 을 이용하면 식(17)는 다음과 같이 표현된다.

$$|Z_{in}| = 1 + \frac{2\beta}{1 + j2Q_{\text{ext}}\beta\delta} \quad (18)$$

여기에서

$$\delta = \pm \frac{1}{2Q_{\text{ext}}}$$

이다. Qext의 impedance 궤적을 식(18)을 사용하여 나타내면

$$\begin{aligned} |Z_{in}|Q_{\text{ext}} &= 1 + \frac{2\beta}{1 \pm j\beta} \\ &= 1 \pm \frac{S_{11}}{1 - S_{11} \pm jS_{11}} \end{aligned} \quad (19)$$

이다.
또한 반사계수

$$S_{11}(Q_{ext}) = \frac{[Z_{in}]Q_{ext} - 1}{[Z_{in}]Q_{ext} + 1} = \frac{S_{11}}{\sqrt{-1 + S_{11}^2}} \quad (20)$$

이다.
식(20)을 이용하여 공진기와 마이크로스트립 선로사이의 반사계수 $|S_{11}|$ 에 대해서 반사계수 평면상에 Q_{ext} 의 궤적을 그리면 그림 5와 같다. 반사계수 평면으로부터 Q_{ext} 는 다음과 같은 식으로 표현된다⁽¹¹⁾.

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{f_1 - f_2} \quad (21)$$

여기에서 f_0 = 공진주파수 이다.

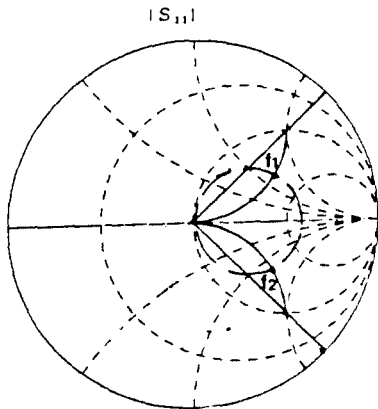


그림 5. 반사계수 평면상에서의 Q_{ext} 의 궤적
Loci of Q_{ext} on the reflection coefficient plane

III. 실험 및 측정결과

유전율이 2.45, 높이가 0.762mm, 두께가 0.035mm인 Teflon 기판을 사용하여 10.678GHz에서 50Ω의 마이크로스트립선로의 폭을 구하면 2.147mm⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾이다. 이 마이크로스트립선로와 직경이 5.06mm, 높이 2.24mm, 유전율 38.2인 유전체공진기를 결합하여 제작한 회로는 그림

6과 같다.



그림 6. 제작된 공진기
Resonator constructed

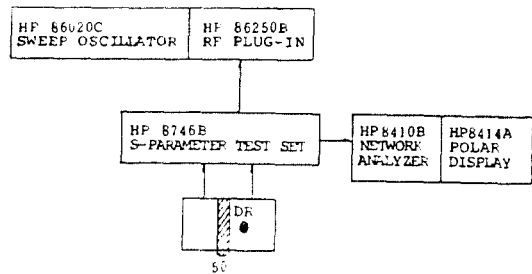
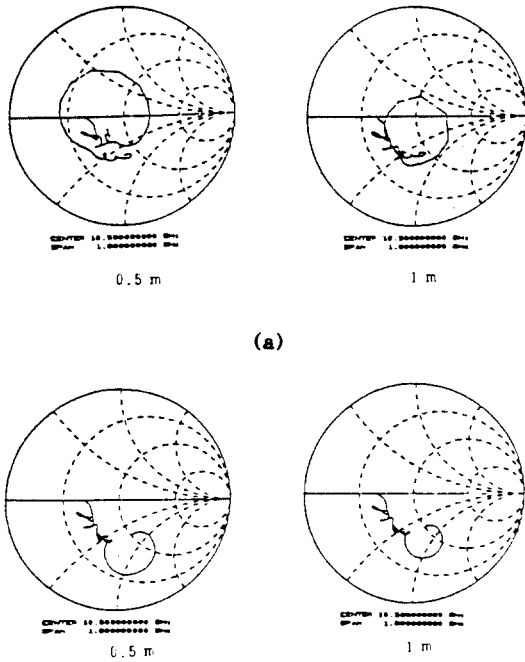


그림 7. 유전체공진기의 특성 측정장치도
Equipment set up for measurements of resonator characteristics

그림 7과 같은 실험 장치도를 이용하여 측정하고자 하는 각 주파수마다 NETWORK ANALYZER를 open 또는 short 상태에서 calibration 한후 유전체공진기와 마이크로스트립 선로 사이의 거리를 최초 0.5mm로 놓고 0.5mm만큼 증가시키면서 측정된 반사계수를 그림 8(a)에 나타내고 유전체공진기 밑에 유전율 10, 두께가 0.65mm인 원판형태의 알루미늄 spacer를 삽입하고 동일한 방법으로 측정한 반사계수를 그림 8(b)에 나타냈다.

그림 8(a), (b)의 측정된 반사계수를 이용하여 Q_{ext} 값의 이론치와 실험치의 비교한 결과를 그림 9(a), (b)에 나타냈다. 그림 8(b)에 나타낸 바와 같이 spacer를 삽입하고 측정된 반사계수는 spacer를 삽입하지 않고 측정된 반사계수보다

더 작아짐을 알 수 있고 또한 그림 9에서 Spacer 을 삽입하였을 경우의 Q_{ext} 값이 spacer 를 삽입하지 않는 경우 보다 120정도 증가함을 확인 할 수 있다.



(a)

그림 8. 유전체공진기와 마이크로스트립선로의 결합시 측정된 반사계수
Measured reflection coefficients of the resonator coupled to a terminated 50Ω microstripline

IV. 결 론

본 연구에서는 종래의 실험에 의존하던 공진기 결합계수 산출방법에서 탈피하여 유전체공진기와 마이크로스트립선로의 결합에 의한 결합계수 산출식을 해석적으로 유도함으로써 컴퓨터 계산에 의하여 결합계수를 산출하고 공진기를 제작했다. 또한 반사계수와 Q_{ext} 값에 영향을 미치는 유전체공진기내의 고차모우드를 줄이기 위하여 유전율 10, 두께 0.65mm인 알루미늄 spacer 를 삽입 하였을때 유전체공진기와 마이크로스트립선

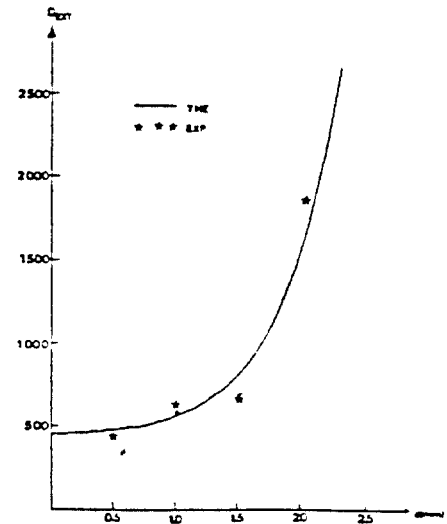
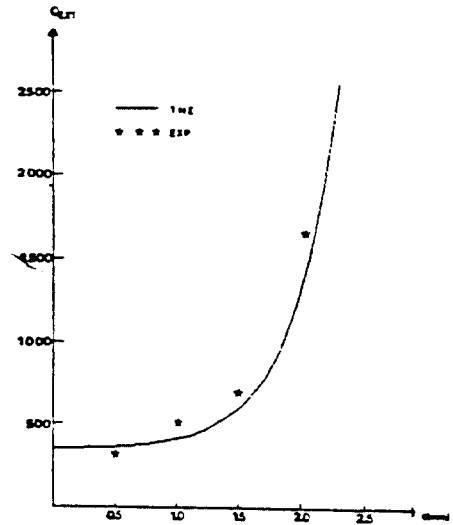


그림 9. 유전체공진기와 마이크로스트립선로의 거리에 따른 Q_{ext} 값의 변화
 Q_{ext} as a function of the distance between the dielectric resonator and the microstripline

로의 사이의 거리가 0.5mm인 점에서 spacer 를 삽입하지 않는 경우보다 반사계수가 0.1 정도 줄어듬과 Q_{ext} 값이 120정도 증가함을 알 수 있었다.

본 연구에서 제안한 유전체 공진기와 마이크로

스트립선로의 결합에 대한 분석적인 결과와 computer program은 유전체공진기를 이용한 filter 등의 설계에도 응용될 수 있을 것이다.

參 考 文 獻

1. R.D.Richtmyer, "Dielectric Resonator", J.Appl.Phys. P.391, June.1939.
2. R.Soaes, GaAs MESFET Circuit Design, Artech House, 1988.
3. A.P.K and Y.Garault, "Determination of Loaded, Unloaded, and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstripline", IEEE, Vol. MTT-31, NO.3, PP 261 264 March. 1983.
4. P.Guillon, S.Mekerta, Y.Garault, "A Dielectric Resonator Bandstop Filter", MTT S PP 170-173, 1981.
5. D.Kajfez, Pierre Guillon, Dielectric Resonators, Artech House, 1986.
6. P.Champane, "Beter Coupling Model of DR to Microstrip Ensures Repeatability", Microwaves & RF, PP 113 118 September. 1987.
7. 박정기, 마이크로파 공학, 청문각, PP 77-89, 1985.
8. P.Guillon and Y.Garault, "Accurate Resonant Frequencies of Dielectric Resonators", IEEE MTT-25, No. 11, PP 916-922 November. 1977.
9. T.Itoh, Ronalds,Rudokas, "New Method for computing the Resonant frequencies of Dielectric Resonators", IEEE, MTT, PP 52-54 January 1977.
10. P.Guillon, et, al, "Microstripline bandstop filter using dielectric resonator", Proc.Inst.Elec.Eng, Part H, Vol. 128, pp. 151-154, June. 1981.
11. HEWLETT PACKARD, Microwave Network Analyzer Applications, Tech-manual, June. 1970.
12. T. Edwards, Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley, soon, 1981.
13. K.Gupta,et.al., Microstrip lines and slot lines, Artech House, Inc., 1979.
14. H.Howe, JR., Stripline Circuit Design, Artech House, Inc.1974.



姜 重 淳 (Joong Soon KANG) 正會員
 1961年 3月 3日 生
 1983年 2月 : 蔚山大 電子工學科 卒業
 1983年 4月 ~ 1986年 7月 : 陸軍本部 通信
 將校
 1989年 8月 : 高麗大學校 大學院 電子工
 學科 卒業(工學碩士)
 1991年 3月 ~ 現在 : 蔚山專門大學 電子計
 算科 專任講師