

Chain Matrix를 이용한 Twisted Cable의 EMP(Electromagnetic Pulse) 결합 해석

Analysis of Electromagnetic Pulse Coupling to Twisted Cable Using Chain Matrix

조 제 훈 · 이 진 호* · 김 형 동

Jeahoon Cho · Jinho Lee* · Hyeongdong Kim

요 약

본 논문은 다중 도체 전송선 해석법과 chain matrix 알고리즘을 이용하여 twisted cable과 같은 비균일 전송선의 EMP 결합을 해석하였다. 전송선의 EMP 결합 해석을 위해 BLT(Baum-Liu-Tesche) 해석법이 널리 사용되고 있으나, twisted cable과 같은 비균일 전송선에 기존의 BLT 해석법을 바로 적용하기는 어렵다. Twisted cable과 같은 비균일 전송선을 해석하기 위해 수많은 작은 길이의 균일 전송선으로 나누어 모델링하였으며, 전체 비균일 전송선의 결합 특성은 각각의 균일 전송선의 EMP 결합 분석을 통해 최종적인 전송선의 결합 특성을 구함으로써 가능해진다. 이러한 비균일 전송선 EMP 결합 해석 기법을 검증하기 위해 균일 전송선에 대하여 기존의 BLT 해석 결과와 비교하였으며, 제시된 비균일 전송선 EMP 결합 해석 기법을 지표면 위에 놓여 있는 twisted cable에 적용하여 대기 중의 핵폭발에 의한 HEMP(High altitude Electromagnetic Pulse)와 같은 매우 강한 펄스가 입사되었을 때, 전송선에 연결된 부하에 유기되는 전류(또는 전압) 응답을 분석하였다.

Abstract

In this paper, we analyzed the EMP coupling for the nonuniform transmission lines, such as twisted cables, using the chain matrix algorithm and the multi-conductor analysis. The BLT method is widely used for the EMP coupling analysis of the transmission line, however, it is difficult to apply to the nonuniform transmission lines. In order to analyze the EMP coupling of nonuniform transmission lines, the whole nonuniform transmission line is divided into incremental uniform line sections of the finite numbers, and the coupling in each small sections is now summed up to get the EMP coupling effect of the entire nonuniform transmission line. To verify the proposed EMP coupling analysis method, the result of the EMP coupling simulation is compared with the solution of BLT equations for a uniform transmission line case. The proposed method is applied to the twisted cable over ground in case of being illuminated by the HEMP in order to analyze the EMP coupling.

Key words : Twisted-Line Cable, Chain Matrix, Multi-Conductor Analysis, BLT Equation

I. 서 론

전자 산업의 눈부신 발달에 의해서 다양한 분야

에서 전자기기들이 급속도로 늘어나고 있다. 이 전자기기들은 기술이 발달함에 따라 고속 및 소형, 그리고 집적화가 이뤄지고 있으며, 통신의 발달로 인

한양대학교 전자통신공학과(Dept. of Electronic & Communications Engineering, Hanyang University)

*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20100222-010

· 교신저자 : 김형동(e-mail : hdkim@hanyang.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 6월 14일

한 무선화도 빠르게 이뤄지고 있다. 이와 관련하여 전자기기에 할당되는 신호의 대역폭이 크게 확장되었고, 아울러 고주파대의 전자기파 방사에 의해 주변의 전자파 환경은 갈수록 여러 가지 문제들을 발생시키고 있다. 이와 같은 상황에서 발생하는 문제점 중 하나는 전자기기와 외부에서 발생한 전자기파 사이에서 유기되는 전자기적 결합(coupling) 현상으로 인한 전자기기들의 오작동 및 정보의 손실이다.

전자기적 결합(coupling) 현상에 의해서 전자기기 시스템의 오작동을 유발시키는 EMI(Electromagnetic Interference) 문제는 LEMP(Lighting Electromagnetic Pulse), IEMI(Intentional Electromagnetic Interference), NEMP(Nuclear Electromagnetic Pulse) 등과 같은 형태로 다양한 환경 속에서 발생하지만, 대부분의 전자기기 시스템에서 간섭 현상이 주로 발생하는 부분은 신호가 전달되는 경로인 전송선이라고 할 수 있다. 따라서 외부에서 발생된 전자기파에 의한 전자기적인 방해(disturbance)가 전송선으로 결합되는 현상은 EMC(Electromagnetic Compatibility) 분야에서 가장 기본적인 문제라고 할 수 있으며, 오랫동안 많은 학자들에 의해 연구되어 오고 있다^{[1]~[4]}.

전송선은 two-wire와 같이 유기되는 전압, 전류가 전송선이 놓여 있는 위치에 따라 균일하게 분포되어 있는 균일 전송선과 twisted-wire처럼 유기되는 전류와 전압이 비균일하게 분포되어 있는 비균일 전송선으로 구분지어 생각할 수 있다. 균일 전송선에 유기되는 결합 정도를 해석할 때 이용되는 대표적인 방법은 general scattering matrix 해석법을 이용하는 BLT(Baum-Liu-Tesche) 방정식이다. BLT 방정식은 1970년대 Baum과 미국 공군연구소에 의해 고안된 방법으로, 시스템 내부로 침투된 전자파의 양을 계산하기 위하여 제안된 방법이며, 이미 많은 연구를 통해서 그 정확도와 효율성이 밝혀졌다^[5]. 하지만 BLT 방정식은 외부에서 발생한 전자기파와 전송선의 전자기적 결합 현상으로 유기되는 전압과 전류의 순방향과 역방향 성분의 관계를 전송선의 양 종단에서 표현한 것으로, 전송선의 구조가 균일하지 않다면, BLT 방정식을 이용하여 결합 정도를 해석하는 것은 매우 어려운 일이다. 비균일 전송선과 같이 BLT 방정식을 적용하기 어려운 구조에 대한 EMP 결합 해석을 위해 ABCD parameter를 이용하는 chain matrix

알고리즘이 연구되었다^[6]. 하지만 TWP(Twisted-Wire Pair)와 같은 비균일 전송선 구조에 대한 EMP 결합 해석을 위한 알고리즘의 적용은 아직 이루어지지 않고 있다.

본 논문에서는 대표적인 비균일 전송선 구조인 TWP에 대한 EMP 결합 해석을 위하여 chain matrix 알고리즘을 적용하였다. TWP 전송선을 chain matrix 알고리즘을 이용하여 수많은 단위 길이 균일 전송선으로 나누어 모델링하였고, 전체 비균일 전송선의 결합 특성은 각각의 균일 전송선의 EMP 결합 분석을 통해 구할 수 있다. Chain matrix 알고리즘을 이용한 전송선의 결합 특성 해석은 균일 전송선 해석에만 용이한 BLT 방정식과는 달리 모델링된 단위 길이 matrix의 조합에 따라 균일 혹은 비균일 전송선 모두에 적용할 수 있기 때문에 알고리즘에 대한 일차적인 검증은 BLT 방정식을 이용한 균일 전송선 결합 해석 결과^[7]와 비교하여 수행하였다. 또한, 지표면으로 가정된 도체 위에 놓여 있는 비균일 전송선의 경우에도 적용할 수 있도록 다중 도체 전송선 해석법과 양 종단의 경계 조건을 알고리즘에 포함하여 다중 도체 비균일 전송선에 대한 EMP 결합 특성을 계산하였고, 그 결과를 다중 도체 균일 전송선과 비교하였다. 균일 및 비균일 전송선 구조에 대한 결합 특성 해석은 컨볼루션(convolution)과 같은 복잡한 연산을 피하기 위해 주파수 영역에서 수행하였고, 검증 및 비교를 위한 데이터는 직관적인 이해를 위해 주파수 영역에서 얻은 결과를 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한 시간 영역에서의 결과로 제시하였다.

II. 본 론

2-1 BLT 방정식

그림 1은 Z_1 과 Z_2 의 부하 임피던스로 종단된 유한한 길이의 one-line 전송선 모델이다. x_s 는 외부에서 발생한 전자파와의 전자기적 결합에 의해 전송선에 유기된 전압원 (V_0)과 전류원 (I_0)의 위치이며, 유기된 소스에 의해 발생하는 위치별 전압과 전류를 $I(x)$ 와 $V(x)$ 로 나타내었다. 소스의 순방향과 역방향 성분에 의한 위치별 전압, 전류 표현식을 선로의 특성 임피던스를 Z_0 , 종단에서의 반사계수를

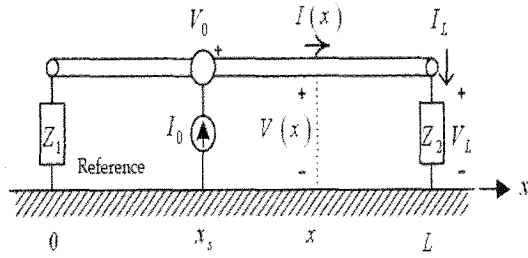


그림 1. 균일 전송선 모델
Fig. 1. Uniform transmission line model.

각각 ρ_1 과 ρ_2 라 할 때, 식 (1), (2)와 같이 $x > x_s$ 와 $x < x_s$ 의 경우로 구분하여 표현할 수 있다.

$x > x_s$

$$V(x) = \frac{e^{-\gamma x} + \rho_2 e^{\gamma(x-2L)}}{2(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma L})} [(e^{\gamma x_s} - \rho_1 e^{-\gamma x_s})V_0 + (e^{\gamma x_s} + \rho_1 e^{-\gamma x_s})Z_c I_0] \quad (1a)$$

$$I(x) = \frac{e^{-\gamma x} - \rho_2 e^{\gamma(x-2L)}}{2Z_c(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma L})} [(e^{\gamma x_s} - \rho_1 e^{-\gamma x_s})V_0 + (e^{\gamma x_s} + \rho_1 e^{-\gamma x_s})Z_c I_0] \quad (1b)$$

$x < x_s$

$$V(x) = \frac{e^{\gamma(x-L)} + \rho_1 e^{-\gamma(x+L)}}{2(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma L})} [- (e^{\gamma(L-x_s)} - \rho_2 e^{-\gamma(L-x_s)})V_0 + (e^{\gamma(L-x_s)} + \rho_2 e^{-\gamma(L-x_s)})Z_c I_0] \quad (2a)$$

$$I(x) = \frac{e^{\gamma(L-x)} - \rho_2 e^{-\gamma(x+L)}}{2Z_c(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma L})} [- (e^{\gamma(L-x_s)} - \rho_2 e^{-\gamma(L-x_s)})V_0 + (e^{\gamma(L-x_s)} + \rho_2 e^{-\gamma(L-x_s)})Z_c I_0] \quad (2b)$$

식 (1)에 $x=0$ 을, 그리고 식 (2)에 $x=L$ 을 대입하면 양 종단에서의 전압과 전류 관계식이 되며, 그 관계식을 행렬식으로 정리하면 식 (3)과 BLT 방정식으로 표현된다^[7].

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ V(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 e^{\gamma L} \\ e^{\gamma L} - \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{\gamma x_s} (V_0 + Z_c I_0)/2 \\ -e^{\gamma(L-x_s)} (V_0 - Z_c I_0)/2 \end{bmatrix} \quad (3a)$$

$$\begin{bmatrix} I(0) \\ I(L) \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_c} \begin{bmatrix} 1 - \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 - \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 e^{\gamma L} \\ e^{\gamma L} - \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{\gamma x_s} (V_0 + Z_c I_0)/2 \\ -e^{\gamma(L-x_s)} (V_0 - Z_c I_0)/2 \end{bmatrix} \quad (3b)$$

2-2 Twisted Cable Model

그림 2는 twisted-wire의 topological 모델이다^[8]. Twisted-wire는 외부에서 발생하는 전자파와의 전자기적인 결합에 의해 wire의 꼬인 부분에서 I_1 과 I_2 처럼 반대 방향의 전류가 유기된다. 이 유기된 전류에 의해 발생하는 magnetic field는 서로 상쇄되므로 twist 구조에서는 magnetic field에 의한 inductive 혹은 magnetic field coupling이 상쇄 혹은 감소하게 되어, 결국 유기되는 전압 혹은 전류 응답이 그림 1과 같은 균일 전송선 구조에 비해 크게 줄어들게 된다^[8]. 이와 같은 구조에서는 각 twist pair마다 유기되는 전압의 극성과 전류의 방향이 변하기 때문에 그림 1과 같은 균일 전송선의 general solution을 표현한 식 (1)과 (2)를 이용하여 고안된 BLT 방정식을 사용하는 것은 매우 어려운 일이다.

2-3 다중 도체 Chain Matrix 알고리즘

2-3-1 지표면 위의 Twisted-Line 전송선

그림 3은 다중 도체 비균일 전송선의 EMP 결합 특성을 계산하기 위해 고려한 지표면이 존재하는 twisted 전송선 모델이다. 그림과 같이 line 1, 2가 twist 구조로 꼬이면서 지표면 위에 놓여 있는 구조로 line 1과 2 그리고 reference conductor인 지표면의 3개 도체로 구성된 다중 도체 전송선 구조를 이루고 있다. Z_1 과 Z_2 는 twisted-wire 양 종단의 부하 임피던스이며, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6 은 각각 지표면과 line과

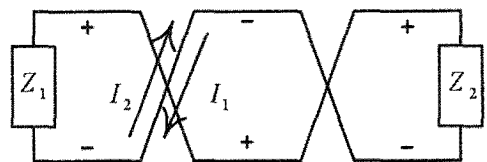


그림 2. Twisted cable의 topological model
Fig. 2. Topological model of twisted cable.

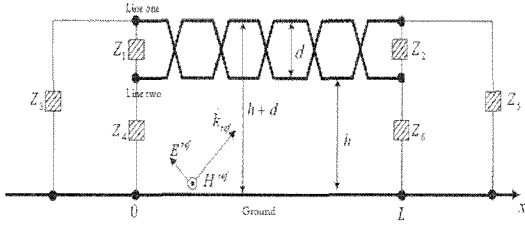


그림 3. 지표면 위의 twisted 전송선
Fig. 3. Twisted transmission line over ground.

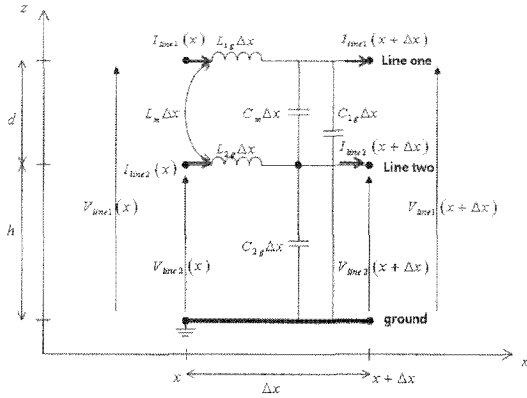


그림 4. 단위 길이 모델
Fig. 4. The per-unit-length model.

의 임피던스를 표현하고 있다.

2-3-2 다중 도체 전송선 모델

그림 4는 다중 도체 전송선에서 발생하는 결합 매카니즘을 단위 길이에 대해 표현한 것이다^[9]. L_{1g} , L_{2g} 는 각각 line 1과 지표면, line 2와 지표면의 자기적 결합에 의해 발생한 인덕턴스를 나타내며, C_{1g} , C_{2g} 는 각각 전기적 결합에 의해 발생한 커패시턴스를 나타낸다. 아울러 L_m 과 C_m 은 각각 line 1과 line 2 사이에 발생하는 전자기적 결합과 자기적 결합에 의한 상호 결합 인덕턴스와 커패시턴스를 나타낸다. 각각의 인덕턴스와 커패시턴스는 다음과 같다^[8].

$$L_{1g} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2(h+d)}{r}\right) \quad (4)$$

$$L_{2g} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad (5)$$

$$L_m = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln\left[1 + 4 \frac{h(h+d)}{r^2}\right] \quad (6)$$

$$C_m = \frac{L_m}{v^2(L_{1g}L_{2g} - L_m^2)} \quad (7)$$

$$C_{1m} = C_{1g} + C_m = \frac{L_{2g}}{v^2(L_{1g}L_{2g} - L_m^2)} \quad (8)$$

$$C_{2m} = C_{2g} + C_m = \frac{L_{1g}}{v^2(L_{1g}L_{2g} - L_m^2)} \quad (9)$$

식 (4)~(9)에서 h 와 d 는 각각 전송선의 높이와 전송선 간의 간격이며, r 은 line의 반지름, v 는 전파 속도이다.

다중 도체 전송선 해석법에서 상호 결합 성분 외에 또 고려해야 할 사항은 전파 상수 γ 이다. 전파 상수는 일반적으로 $\gamma = \sqrt{ZY}$ 로 정의된다. 여기서 Z 는 $R + j\omega L$ 로 표현되는 임피던스이며, Y 는 $G + j\omega C$ 로 표현되는 어드미턴스이다. R 과 G 는 지표면과 전송선 사이의 손실을 표현하고 있는 성분으로, 그때의 손실은 무시할 수 있을 정도로 작기 때문에 전파상수 γ 는 $\gamma = j\beta$ 로 표현되어질 수 있다. 하지만 다중 도체 전송선의 경우 커패시턴스는 상호 결합 성분 때문에, 식 (8)~(9)의 관계를 갖게 되어 다중 도체 전송선 해석에서는 전파상수를 $\gamma = j\beta$ 관계로 표현할 수 없게 된다. 전파상수를 정확하게 표현하기 위해서는 상호 결합 성분을 포함한 수식으로 바뀌어야 하며, 상호 결합 성분을 고려한 line 1과 지표면과의 전파 상수 γ_1 과 line 2와 지표면과의 전파상수 γ_2 는 근사적으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \sqrt{(R_1 + j\omega L_{1g})(G_1 + j\omega C_{1m}) + \omega^2 L_m C_m} \\ &= \sqrt{Z_1 Y_1 + \omega^2 L_m C_m} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \gamma_2 &= \sqrt{(R_2 + j\omega L_{2g})(G_2 + j\omega C_{2m}) + \omega^2 L_m C_m} \\ &= \sqrt{Z_2 Y_2 + \omega^2 L_m C_m} \end{aligned} \quad (11)$$

상호 결합 성분이 $L_m = C_m = 0$ 이라면 식 (10), (11)은 $\gamma_1 = \sqrt{Z_1 Y_1}$ 그리고 $\gamma_2 = \sqrt{Z_2 Y_2}$ 가 된다.

본 논문에서는 그림 3과 같이 지표면 위에 놓여 있는 TWP(Twisted-Wire Pair) 구조에 대한 EMP 결합 해석을 위해 twisted-wire의 topological 모델과 다중 도체 전송선 해석법을 적용하였다. 식 (4)~(9)와 같은 다중 도체 전송선 해석법은 두 선로가 교차하는 영역에서는 고려되지 않는다. 이는 그림 2의 topolo-

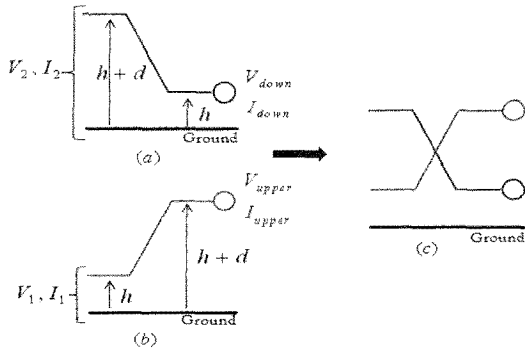


그림 5. 단위 길이에 대한 twist pair I
Fig. 5. Twist pair I for the per-unit-length.

gical 모델이 극성이 다른 전송선이 연결되어 있는 것으로 twisted-wire를 표현하고 있기 때문이다^[8].

2-3-3 ABCD Parameter를 이용한 Chain Matrix

그림 3과 같은 다중 도체 비균일 전송선 구조에서 ABCD matrix를 이용하여 chain matrix를 구성한다.

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_1 l & X_1 L_{1g} \\ X_1 C_{1m} & \cosh \gamma_1 l \end{bmatrix}}_{h+d} \times \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_2 l & X_2 L_{2g} \\ X_2 C_{2m} & \cosh \gamma_2 l \end{bmatrix}}_h \underbrace{\begin{bmatrix} V_{down} \\ I_{down} \end{bmatrix}}_{source} \tag{12}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_2 l & X_2 L_{2g} \\ X_2 C_{2m} & \cosh \gamma_2 l \end{bmatrix}}_h \times \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_1 l & X_1 L_{1g} \\ X_1 C_{1m} & \cosh \gamma_1 l \end{bmatrix}}_{h+d} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{upper} \\ I_{upper} \end{bmatrix}}_{source} \tag{13}$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ V_1 \\ I_2 \\ I_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_1 l & 0 & X_1 L_{1g} & X_1 L_{1m} \\ 0 & \cosh \gamma_2 l & X_2 L_{2m} & X_2 L_{2g} \\ X_1 C_{1m} & -X_1 C_{1m} & \cosh \gamma_1 l & 0 \\ -X_2 C_{2m} & X_2 C_{2m} & 0 & \cosh \gamma_2 l \end{bmatrix}}_1 \times \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_2 l & 0 & X_2 L_{2g} & X_2 L_{2m} \\ 0 & \cosh \gamma_1 l & X_1 L_{1m} & X_1 L_{1g} \\ X_2 C_{2m} & -X_2 C_{2m} & \cosh \gamma_2 l & 0 \\ -X_1 C_{1m} & X_1 C_{1m} & 0 & \cosh \gamma_1 l \end{bmatrix}}_2 \begin{bmatrix} V_{down} \\ V_{upper} \\ I_{down} \\ I_{upper} \end{bmatrix} \tag{14}$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ V_1 \\ I_2 \\ I_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_2 l & 0 & X_2 L_{2g} & X_2 L_{2m} \\ 0 & \cosh \gamma_1 l & X_1 L_{1m} & X_1 L_{1g} \\ X_2 C_{2m} & -X_2 C_{2m} & \cosh \gamma_2 l & 0 \\ -X_1 C_{1m} & X_1 C_{1m} & 0 & \cosh \gamma_1 l \end{bmatrix}}_2 \times \underbrace{\begin{bmatrix} \cosh \gamma_1 l & 0 & X_1 L_{1g} & X_1 L_{1m} \\ 0 & \cosh \gamma_2 l & X_2 L_{2m} & X_2 L_{2g} \\ X_1 C_{1m} & -X_1 C_{1m} & \cosh \gamma_1 l & 0 \\ -X_2 C_{2m} & X_2 C_{2m} & 0 & \cosh \gamma_2 l \end{bmatrix}}_1 \begin{bmatrix} V_{upper} \\ V_{down} \\ I_{upper} \\ I_{down} \end{bmatrix} \tag{15}$$

Matrix는 단일 전송선의 경우 ABCD parameter로 구성된 2x2 행렬이지만 다중 도체 전송선과 같이 상호 결합 성분이 포함되어지는 경우에는 2x2가 아닌 4x4 행렬로 단위 길이 전송선을 구성해야 한다.

그림 5는 그림 3 구조에서 단위 길이 twist pair 하나를 그린 것이다. 지표면을 기준으로 각각 $\Delta x/2$ 길이의 $h+d$ 높이의 line과 h 높이 line의 순으로 구성되는 그림 5(a)와 h 와 $h+d$ 높이의 line 순으로 구성되는 그림 5(b)로 그림 5(c)와 같은 단위 길이 twist pair I을 구성한다. 그림 5(a)의 경우, 식 (4)~(9)에 의해 $h+d$ 높이에 해당하는 영역에서 계산되는 리액턴스 성분은 h 영역에서 계산된 것과 다르기 때문에 높이가 다른 2개의 line이 cascade로 연결되어 있다고 볼 수 있다. 이 관계를 ABCD 행렬로 표현하면 그림 5(a)의 구조는 $h+d$ 높이에 대한 2x2 행렬과 h 높이에 대한 2x2 행렬, 그리고 연결된 소스와의 곱으로 표현하는 행렬식 식 (12)와 같고, 그림 5(b)의 구조는 역으로 h 와 $h+d$ 높이의 2x2 행렬 그리고

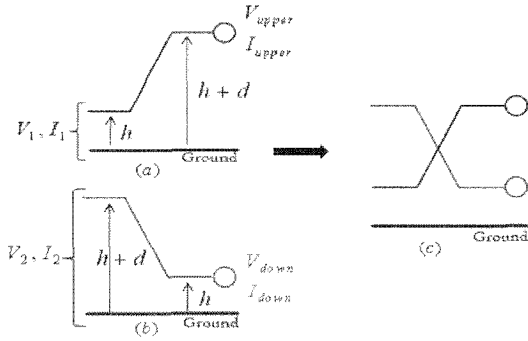


그림 6. 단위 길이에 대한 twist pair II
Fig. 6. Twist pair II for the per-unit-length.

소스원의 곱으로 표현된 행렬식 식 (13)과 같다.

식 (12), (13)에서 $X = j\omega l \{ \sinh(\gamma l) / \gamma l \}$ 로 $h+d$ 영역의 γ_1 에 대한 것은 X_1 , h 영역의 γ_2 에 대한 것은 X_2 로 표현하였다. l 은 각각의 영역의 길이로 단위 길이 Δx 의 반이다. I_{down} 과 V_{down} 이 그림 5(a) 구조와 같이 h 높이에 유기되는 전류, 전압원을 나타내며, I_{upper} 와 V_{upper} 는 그림 5(b) 구조처럼 $h+d$ 높이에 유기되는 소스이다. 식 (12)와 식 (13)은 그림 5(a) 및 그림 5(b)와 같이 위치적으로 비균일한 각각의 선로를 ABCD 행렬을 이용하여 표현한 것으로 식 (12)와 식 (13)을 이용하여 그림 5(c)를 표현하기 위해서는 두 선로 사이에 발생하는 상호 결합 성분을 포함시켜야 한다. 결국 그림 5(c)와 같은 하나의 twist pair는 각각의 전송선을 2x2 행렬로 표현한 식 (12)와 (13)에 상호 결합 성분을 고려하여 식 (14)와 같이 4x4 행렬로 표현되어진다.

그림 6은 그림 5에 연결되는 2번째 단위 길이 twist pair II를 보여준다. 구조적으로 그림 5(a)에 그림 6(a)가 연결되며, 그림 5(b)에 그림 6(b)가 연결된다. 그림 6(a)와 그림 6(b)에 해당하는 행렬식은 각각 그림 5(b)와 그림 5(a)의 행렬식과 동일하게 표현 가능하기 때문에, 그림 6(a) 구조는 행렬식 식 (13), 그림 6(b)는 행렬식 식 (12)로 표현할 수 있다. 그림 5(c)의 twist pair I에 연결되어져 있는 그림 6(c)의 twist pair II의 행렬식은 상호 결합 성분을 포함하여 식 (15)와 같이 구성할 수 있다.

결국 그림 3 구조의 다중 도체 비균일 전송선은 그림 5(c) 및 그림 6(c)의 각각의 twist pair가 반복되어 연결되어져 있는 구조로 모델링 할 수 있으며,

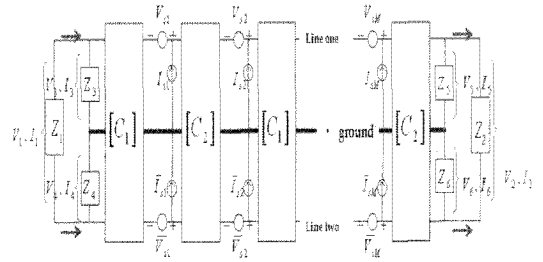


그림 7. 다중 도체 chain matrix 모델
Fig. 7. The multi-conductor chain matrix model.

chain matrix 알고리즘에 의해 식 (14), (15)의 행렬 1과 2가 반복적으로 구성되며, 그 관계를 그림 7과 같은 등가 모델로 표현할 수 있다.

그림 7에서 $[C_1]$ 은 식 (14), (15)의 행렬 1과 2의 곱이며, $[C_2]$ 는 행렬 2와 1의 곱을 의미하며, 그림 7과 같은 다중 도체 비균일 전송선 등가 모델은 $[C_1] \times [C_2] \times [C_1] \times [C_2] \dots$ 와 같이 chain matrix 알고리즘의 연산 관계를 이용하여 표현되어질 수 있다. 전체 다중 도체 비균일 전송선에 대하여 알고리즘을 적용하여 행렬식을 정리하면 식 (16), (17)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = C_{vw} \begin{bmatrix} V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} + C_{vi} \begin{bmatrix} I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_s^t \\ -V^t \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = C_{iv} \begin{bmatrix} V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} + C_{ii} \begin{bmatrix} I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -I_s^t \\ -I^t \end{bmatrix} \quad (17)$$

식 (16), (17)에서 v 와 i 는 각각 부하 임피던스 $Z_3 \sim Z_6$ 에 유기되는 전압과 전류이다. C_{vw} , C_{vi} , C_{iv} , C_{ii} 는 $[C_1]$ 과 $[C_2]$ 로 표현되는 twist pair가 n 개로 연결되어 있는 비균일 전송선의 경우 $([C_1] \times [C_2])^n$ 으로 계산된 4x4 행렬을 행렬 관계식에 따라 2x2 행렬로 구분하여 표현한 것이다. V_s^t 와 I_s^t 는 $([C_1] \times [C_2])^n$ 를 제외한 나머지 행렬식을 의미한다. V_s^t , $\overline{V_s^t}$, I_s^t , $\overline{I_s^t}$, $\overline{V_s^t}$ 의 관계는 행렬식 식 (14), (15)에서 유기된 전압원과 전류원의 위치에 따라 구분한 upper와 down의 관계와 동일하다.

2-3-4 경계 조건

각 임피던스에 유기되는 전압, 전류를 표현한 식 (16)과 식 (17)을 완성하기 위해선 양 종단에서의 경계 조건을 포함시켜야 한다. 그림 3 경우의 경계 조건은 그림 8과 같이 4개의 노드로 양 종단을 구분하

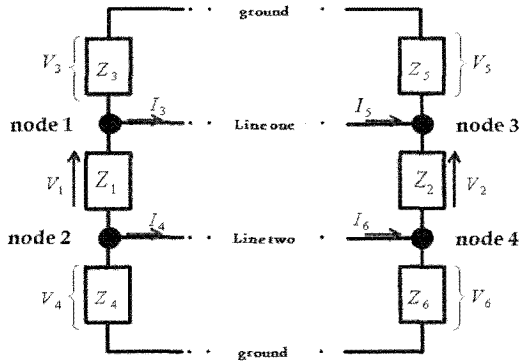


그림 8. 종단에서의 경계 조건
Fig. 8. Boundary condition to termination load.

여 각 노드에서의 전류와 전압 관계식 식 (18)~(21)을 이용하여 식 (22), (23)과 같이 구할 수 있다.

Node1

$$-I_3 - \frac{V_3 - V_4}{Z_1} = \frac{V_3}{Z_3} \quad (18)$$

Node2

$$-I_4 + \frac{V_3 - V_4}{Z_1} = \frac{V_4}{Z_4} \quad (19)$$

Node3

$$I_5 - \frac{V_5 - V_6}{Z_2} = \frac{V_5}{Z_5} \quad (20)$$

Node4

$$I_6 + \frac{V_5 - V_6}{Z_2} = \frac{V_6}{Z_6} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} &= \frac{1}{Z_1 + Z_3 + Z_4} \cdot \begin{bmatrix} Z_3(Z_1 + Z_4) & Z_3 Z_4 \\ Z_3 Z_4 & Z_4(Z_1 + Z_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_3 \\ -I_4 \end{bmatrix} \\ &= \tilde{z}_1 \begin{bmatrix} -I_3 \\ -I_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} &= \frac{1}{Z_2 + Z_5 + Z_6} \cdot \begin{bmatrix} Z_5(Z_2 + Z_6) & Z_5 Z_6 \\ Z_5 Z_6 & Z_6(Z_2 + Z_5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} \\ &= \tilde{z}_2 \begin{bmatrix} I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (23)$$

식 (16), (17)과 경계 조건 식 (22), (23)을 통해서 식 (24)~(26)과 같이 부하에서의 전압, 전류식을 구할 수 있다. 첨자는 각 임피던스에 유기되는 전압,

전류를 의미한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_5 \\ V_6 \end{bmatrix} &= [FACTOR]^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} -I_3' \\ -I_4' \end{bmatrix} + [\tilde{z}_1]^{-1} \begin{bmatrix} -V_3' \\ -V_4' \end{bmatrix} \right\} \\ FACTOR &= -[\tilde{z}_1]^{-1} C_{av} - [\tilde{z}_1]^{-1} C_{vt} [\tilde{z}_1]^{-1} - C_{iv} - C_{vt} [\tilde{z}_2]^{-1} \end{aligned} \quad (24)$$

$$V_2 = V_5 - V_6 \quad (25)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_2} \quad (26)$$

III. Two-Line 전송선 해석

Chain matrix 알고리즘을 이용하여 본 논문에서 적용한 twisted-wire 구조에 대한 EMP 결합 해석을 검증하기 위해서, 그림 9와 같이 대기 중에 놓여 있는 two-line 전송선에 대해 BLT 방정식^[7]과 제안한 방법을 적용한 결과를 비교하였다.

그림 9와 같은 구조에 double-exponential 함수로 표현되어지는 HEMP(High altitude Electro Magnetic Pulse)와 같이 짧은 시간에 매우 큰 크기를 가지고 있는 펄스가 입사되고 있다고 가정하기 위해 식 (27)과 같은 정규화된 펄드를 사용한다.

$$E_i(t) = 1.05 \times (e^{-at} - e^{-bt}) \text{ V/m} \quad (27)$$

식 (27)에서 a , b 는 각각 $4 \times 10^6 \text{ s}^{-1}$, $4.76 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$ 을 이용하였다^[7]. 식 (27)과 같은 펄스를 이용하여 전송선에 입사되는 필드를 주파수 영역에서 표현하면 식 (28)과 같다.

$$\vec{E}(\omega, \vec{r}) = E_i(\omega) \vec{P} e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} \text{ V/m} \quad (28)$$

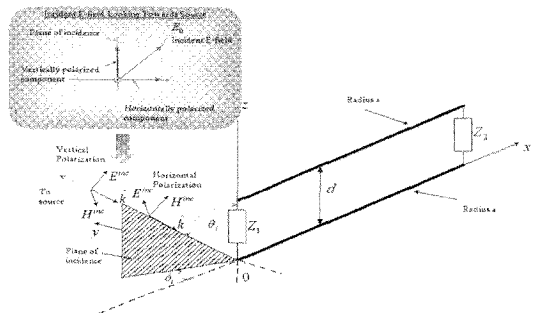


그림 9. Two-line 전송선^[7]
Fig. 9. Two-line transmission line^[7].

$$\vec{P} = (-\cos\phi_k \cos\theta_k, -\cos\theta_k \sin\phi_k, \sin\theta_k) \quad (29)$$

$$\vec{k} = k_0 \hat{k} \quad (30)$$

$$\hat{k} = (\sin\theta_k \cos\phi_k, \sin\theta_k \sin\phi_k, \cos\theta_k) \quad (31)$$

TEM(Transverse ElectorMagnetic)파가 입사되고 있다고 가정하였으며, 식 (28)에서 $E_x(\omega)$ 는 주파수 영역에서의 식 (27), \vec{P} 와 \vec{k} 는 각각 전계의 방향과 입사 방향을 표현하는 편파 벡터(polarization vector)와 전파 벡터(propagation vector), k_0 는 자유 공간의 전파 상수, \hat{k} 는 \vec{k} 의 단위 벡터이다. 식 (28)과 같은 펄스가 그림 9와 같은 전송선에 지표면에서 30° 의 각도로 전송선과 나란하게 입사되고 있으며, 편파는 수직 편파만 고려하였다. 즉, 전송선이 x축에 놓여 있을 때, 주파수 영역에서 식 (28)과 같이 표현되어지는 전계가 수직 편파의 성분을 가지고 지표면과 30° 의 각도로 비스듬하게 x축을 따라서 입사되고 있으며, 전자파 이론에서 사용되는 θ 와 ϕ 의 표현에 맞춰, 식 (29), (31)에서 $\theta_k = \pi - 30^\circ$, $\phi_k = 0^\circ$ 가 적용되었다. 전송선 양 종단의 임피던스는 약 273Ω 으로 선로의 특성 임피던스의 약 $1/2$ 값이며, 전송선의 길이는 30 m , 두 선로의 간격은 20 cm 이다^[7]. 최대 주파수는 250 MHz 이며, 해석에 사용된 단일 chain matrix의 길이는 선로가 x축에 놓여 있을 때, $\Delta x = \lambda/20$ 이다.

그림 10은 전송선의 출력 부하에 유기되는 전류 응답을 BLT 방정식을 이용한 결과^[7]와 chain matrix를 이용하여 계산한 주파수 영역의 결과를 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)하여 시간 영역에서 함께 표현한 것이다. 그림 10에서 출력 부하에 유기

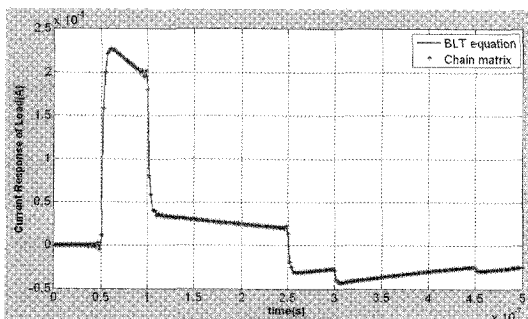


그림 10. 출력 부하에서의 전류 응답
Fig. 10. Current response at output impedance.

되는 전류 응답의 시간 변화가 $t_1 = 0.5$, $t_2 = 1.0$, $t_3 = 2.5$, $t_4 = 3.0$ 그리고 $t_5 = 4 \times 10^{-7} \text{ s}$ 의 다섯 지점에서 발생하는 것을 확인할 수 있는데, 이를 통해서 외부 입사파에 의한 전송선의 출력 부하에 유기되는 전류 응답을 설명할 수 있다. $t=0$ 시간에 $x=0$ 위치에 입사파가 입사되어 전송선을 따라 출력 부하 방향으로 진행하는 성분과 30 m 지점에 위치한 출력 부하에 직접 입사되는 성분이 존재하게 된다. 출력 부하에서는 전송선을 타고 오는 성분 혹은 직접 입사되는 성분들이 도착하기 전까지는 어떤 응답도 존재하지 않게 되며, 먼저 출력 부하에 유기되는 전류 응답은 t_1 시간에 직접 출력 부하에 입사되는 성분이며, t_2 시간에는 입력 부하에 입사되어 전송선을 따라 진행해온 성분이 출력 부하에 유기된다.

$$t_1 = \frac{L}{v} \cos\theta_k = 0.5 \times 10^{-7} \quad (32)$$

$$t_2 = \frac{L}{v} = 1.0 \times 10^{-7} \quad (33)$$

식 (32)와 (33)에서 L 은 전송선의 길이이며, v 는 공기 중에서의 전파 속도이다. t_3 시간에 t_1 시간에 도착한 파가 전송선을 따라 역진행하여 입력 부하에서 반사되어 다시 출력 부하에 도착하고, t_2 시간에 출력 부하에 도착한 파가 다시 입력으로 역진행하여 반사되어 t_4 에 도착한다.

$$t_3 = t_1 + 2t_2 = 2.5 \times 10^{-7} \quad (34)$$

$$t_4 = 3t_2 = 3.0 \times 10^{-7} \quad (35)$$

BLT 방정식을 이용하여 출력 부하에 유기되는 전류 응답을 표현한 결과^[7]와 chain matrix 알고리즘을 이용하여 계산한 결과가 일치함을 확인할 수 있다.

IV. Twisted-Line Cable의 EMP 결합 해석

그림 3과 같은 다중 도체 비균일 전송선 구조에 식 (28)과 같은 펄드가 입사되었을 때, 전송선과의 전자기적 결합 현상을 분석하기 위해서 다중 도체 chain matrix 알고리즘을 적용하였다.

그림 11은 그림 3 구조에서 출력 부하 Z_2 에 유기되는 전류 응답을 계산한 것이다. 외부에서 입사되는 펄스는 그림 10 결과에 대한 입사 조건과 동일하며, 전송선의 길이는 30 m , 반지름은 0.15 cm , 전송

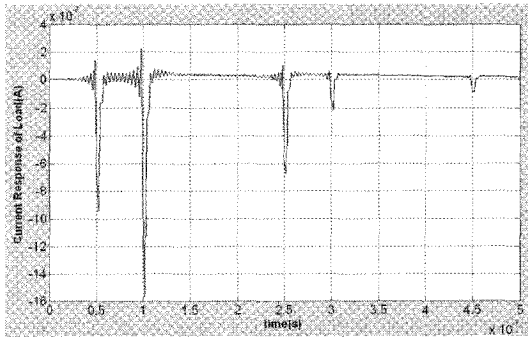


그림 11. 출력 부하에서의 전류 응답
Fig. 11. Current response at output impedance.

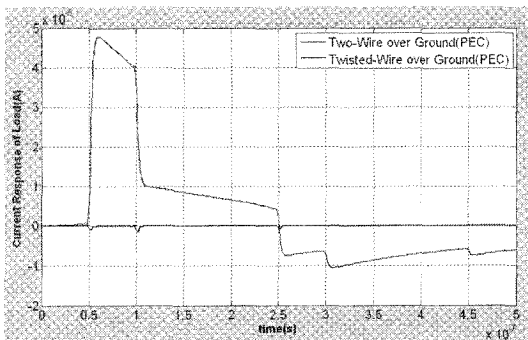


그림 12. 전류 응답 비교
Fig. 12. Comparison with current response.

선의 높이 h 와 $h+d$ 는 각각 30 cm, 30.4 cm이다. 최대 주파수는 250 MHz이며, 이용된 식 (14), (15)의 l 은 $\Delta x/2$ 이다. 전송선 양 종단의 임피던스 Z_1 과 Z_2 는 각각 50 Ω , 지표면과 각 전송선 간의 임피던스는 모두 open($Z_{3,4,5,6} = \infty$)인 경우를 고려하였다. 또한, 지표면에 의한 반사파를 Fresnel 반사 계수^[10]를 이용하여 식 (28)의 입사파에 의한 반사파를 함께 외부 펄스로 사용하였다.

그림 12는 그림 11의 결과와 다중 도체 균일 전송선의 출력 부하에 유기되는 전류 응답 결과를 비교한 것이다. 다중 도체 균일 전송선은 그림 3의 twisted-wire 구조를 그림 9와 같은 two-wire 구조로 대체하여 고려하였고, 그 외의 조건은 모두 동일하다. 그림 12를 통해서 twisted 전송선에 유기되는 전류 응답은 twist 구조에 의한 magnetic coupling의 상쇄 혹은 감소에 의하여 two-wire 전송선에 비해 크게 감소함을 확인할 수 있으며, 입사 조건과 전송선의 길이가 동일하기 때문에 동일한 시간의 변화를 갖는

것도 확인할 수 있다.

V. 결 론

EMC(Electromagnetic Compatibility) 분야에 있어 전송선에 대한 전자기적 결합 분석은 매우 중요한 역할을 한다. 균일 전송선의 EMP 결합 해석을 위해 많이 이용되는 BLT 방정식이 비균일 구조에는 적용하기 힘들기 때문에, 본 논문에서는 chain matrix 알고리즘을 대표적인 비균일 전송선 구조인 TWP(Twisted-Wire Pair)에 대한 EMP 결합 해석에 적용하였으며, 다중 도체 비균일 전송선 구조에도 적용할 수 있도록 다중 도체 전송선 해석법과 경계 조건을 이용하여 알고리즘의 응용성을 높였다. Chain matrix 알고리즘은 균일 및 비균일 전송선에 모두 적용할 수 있기 때문에, 제안된 알고리즘의 일차적인 검증을 위해서 BLT 방정식을 이용한 결과^[7]와 비교하였다. 또한, 다중 도체 해석법과 경계 조건을 적용하여 다중 도체 비균일 선로의 출력 부하에 유기되는 전류 응답을 계산하였으며, 그 결과를 다중 도체 균일 선로와 비교하여 twist 효과에 의한 응답의 감소를 확인하였다. 지표면 혹은 전송선 매질에 대한 손실 등과 같이 본 논문에서 고려하지 않은 변수들을 적용하면, 좀 더 다양한 상황에 대한 EMP 결합 해석을 할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] C. D. Taylor, R. S. Satterwhite, and C. W. Harrison, Jr., "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, Nov. 1965.
- [2] C. R. Paul, "Frequency response of multiconductor transmission lines illuminated by an electromagnetic field", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-18, Nov. 1976.
- [3] A. K. Agrawal, "Transient response of multiconductor transmission lines excited by nonuniform electromagnetic field", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-22, no. 2, May 1980.
- [4] D. E. Merewether, "A numerical solution for the

response of a strip transmission line over a ground plane excited by ionizing radiation", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-18, Aug. 1971.

[5] C. E. Baum, T. K. Liu, and F. M. Tesche, "On the analysis of general multiconductor transmission line network", *IN 350, AFSRL*, 1978.

[6] M. Omid, Y. Kami, and M. Hayakawa, "Field coupling to nonuniform and uniform transmission lines", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 39, no. 3, Aug. 1997.

[7] F. M. Tesche, M. V. Ianoz, and T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, John

Wiley and Sons, 1997.

[8] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley and Sons, 2006.

[9] C. R. Paul, "Solution of the transmission-line equations for three conductor lines in homogeneous media", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-34, no. 1, Feb. 1988.

[10] F. M. Tesche, "Comparison of the transmission line and scattering models for computing the HEMP response of overhead cables", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-34, no. 2, May 1992.

조 제 훈



EMC

2004년 2월: 대전대학교 통신공학과 (공학사)
 2006년 2월: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학과 (공학석사)
 2006년 3월~현재: 한양대학교 전자통신공학과 박사과정
 [주 관심분야] 전자파 모델링, EMI/

김 형 동



1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1986년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1992년 5월: 텍사스 오스틴 주립대학교 (공학박사)
 1992년 6월~1993년 1월: 텍사스 오스틴 주립대학교 Post. Doc. Fellows
 1996년 3월~현재: 한양대학교 전자통신공학부 교수
 [주 관심분야] 컴퓨터 전자기 모델링, 마이크로파 공학, 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC

이 진 호



대책

2002년 2월: 한양대학교 전기전자공학과 (공학사)
 2004년 2월: 포항공과대학교 전기전자공학과 (공학석사)
 2004년 3월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
 [주 관심분야] EMI/EMC 분석/설계/