

논문 2005-42TC-11-9

전력선통신을 위한 고압 배전선로의 임피던스 특성

(Impedance Characteristics of Overhead Medium-Voltage Power lines for Power Line Communication)

천 동 완*, 박 영 진**, 김 관 호**, 신 철 재*

(Dong-wan Chun, Young-jin Park, Kwan-ho Kim, and Chull-chai Shin)

요 약

본 논문에서는 전력선 통신(PLC) 시스템에 사용되는 고압 배전선로의 임피던스 특성을 해석하였다. 해석을 위해 전력선 통신 네트워크의 2포트 등가모델을 구현하였다. 등가모델 및 기본적인 전송선로 이론을 적용하여 전력선 통신 입력 단에서의 임피던스를 계산하였다. 또한 고압 커플러, 동축케이블 등의 특성을 제거한 전력선 자체의 입력임피던스를 계산하였다. 계산결과와 검증용 위해 고압 실증시험장에서 측정을 하였다. 측정결과 전력선 자체의 입력 임피던스는 200~300 Ω 의 값을 가졌으며, 주파수가 증가할수록 전력선 특성임피던스의 절반에 수렴하였다. 또한 측정치와 계산치가 매우 유사하였다.

Abstract

In this paper, impedance characteristics of overhead medium-voltage (MV) power line for power line communication (PLC) is analyzed. For analysis, a two-port equivalent network model of MV power lines is derived. By applying the equivalent model and basic transmission line theory, input impedance at the signal induction part is calculated. And also calculated input impedance of power line itself that the medium voltage coupler and coaxial cable effect are removed. For verification, impedance of power lines is measured at a test field for an MV PLC. The results show that impedance of MV power line itself is between 200 Ω and 300 Ω and converges to a half of their characteristic impedance with increasing frequency. And also measured data is very similar to calculated data.

Keywords: Powerline communication(PLC), Input impedance, Medium-voltage power line

I. 서 론

전력선통신(Power Line Communication)은 전력선을 통신채널로 사용하는 통신시스템으로써 별도의 추가비용 없이 통신망의 구성이 가능하고, 전력선이 연결된 곳이라면 어디서든 통신이 가능하다는 점에서 가장 이상적인 통신시스템이라 할 수 있다. 따라서 이러한 장점들 때문에 전력선 통신에 관한 연구가 활발히 진행되고 있는 상태이다^[1-4]. 전력선통신은 다중반송파전송(multi-carrier)으로 인해 데이터의 고속전송이 가능하

게 되었고, 현재 DMT 방식을 이용하여 상용화가 진행되고 있다. 전력선은 통신을 위해 설치된 것이 아니기 때문에, 주로 방사손실에 기인한 전력선상의 높은 감쇠와 전력선 자체의 높은 특성임피던스에 의한 입출력 단에서의 반사, 다수의 외부 잡음원에 의한 선로 상 잡음, 전력선으로부터의 방사전계에 의한 EMI 문제 등을 고려하여야 한다. 이러한 배경에서 본 논문에서는 입출력 단에서의 반사 및 EMI 해석에 필수적인 요소인 고압 배전선로의 임피던스를 해석하였다. 즉 입출력 단에서의 임피던스를 알아야 반사문제를 해결할 수 있으며, 전력선에 의한 방사전계를 계산하기 위해서는 전력선상의 전류를 계산해야 하는데, 이때도 전력선의 임피던스 계산이 필수적이기 때문이다. 전력선을 이용해 신호를 전송하는 방식으로는 전력선 하나를 신호 선으로 지면에 연결된 중성 선을 접지로 이용하는 대지귀로방식 및

* 정희원, 아주대학교 전자공학과
(Department of electrical and computer engineering, Ajou university)

** 정희원, 한국전기연구원 전기정보망 기술연구그룹
(Korea electrotechnology research institute)
접수일자: 2005년6월10일, 수정완료일: 2005년11월9일

전력선 두개를 신호 및 접지로 사용하는 금속귀로방식이 있다. 현재 대지귀로 방식으로 상용화가 진행 중이기 때문에 본 논문에서는 전자의 경우를 이용하였다. 전력선통신에 대지귀로방식을 적용할 경우 하나의 전력선은 신호 선으로 쓰이고 지면을 접지로 사용되기 때문에 지면을 완전 도체라 가정한다면 이미지 이론에 의해 임피던스를 계산할 수 있다^[6]. 그러나 지면이 실제로 5~15 정도의 유전상수를 가지고 $10^{-2} \sim 10^0$ S/m 정도의 유한한 도전율을 가지기 때문에 이들의 영향을 고려해 주어야 한다. 따라서 본 논문에서는 먼저 실제 지면에 의한 영향을 고려하여 고압 전력선의 특성임피던스 및 감쇄상수를 계산하고, 전력선 통신 시스템의 2 포트 등가 모델을 이용하여 신호 입력 단에서의 입력 임피던스 및 고압 커플러 및 동축케이블 등의 영향을 제거한 전력선 자체의 입력임피던스를 계산하였다. 경기도 의왕시 청계산에 구성된 고압 실증시험장의 여러 지점에서 측정을 수행하여 계산결과와의 타당성을 검증하였다.

II. 고압 배전선로 파라미터 해석

1. 고압 배전선로의 표피효과 저항 계산

현재 국내에서 22.9 kV 고압 전력 배전에 대부분을 차지하는 ACSR-OC (Aluminum Conductor Steel Reinforced Outdoor Cross-linked Polyethylene insulated Wires) 선로는 구리에 비해 도전율이 작은 알루미늄을 사용하여 동선에 비해 가볍고, 철심으로 보강하여 기계적인 강도가 크며, 같은 저항의 동선보다 전선외경이 큰 장점이 있다. ACSR-OC 선로는 송전보다는 배전을 위한 선로로 많이 사용되고 있으며, 측정을 실시한 청계산 선로 역시 ACSR 선로로 구성되어 있기 때문에 모의실험의 모델로 이용하였다. ACSR-OC 선로의 종류는 표 1. 과 같다. 표 1. 로부터 단면적이 32, 58, 95 mm² 인 선로는 중심에 한 개의 알루미늄-피복 강심이 존재하고 6 가닥의 알루미늄 선으로 둘러 쌓여있다. 그리고 그 위층에 두께가 3 mm 이고 유전상수가 약 2.3 인 XL 폴리에틸렌으로 절연 층이 구성된다. 마찬가지로 단면적이 160, 240 mm² 인 선로는 중심에 7개의 알루미늄 피복 강심, 그 위층에 30 가닥의 알루미늄 선, 마지막 층의 XL 폴리에틸렌으로 구성된다. 청계산 시험장에는 단면적이 58 mm² 인 ACSR-OC 선로가 사용되었다. 따라서 이를 세부적으로 그리면 그림 1. (a) 와

표 1. ACSR-OC 고압선로

Table 1. ACSR-OC Medium-voltage power line.

공칭 단면적 (mm ²)	도체			절연두께 (mm)	개산완성품 외경 (mm)
	Al No.	Steel (mm)	외경 (mm)		
32	6	1/2.6	7.2	3.0	13.2
58	6	1/3.5	9.7	3.0	15.7
95	18	1/3.5	12.0	3.5	19.0
160	18	1/3.2	15.4	4.0	23.4
240	6	1/4.0	18.9	4.0	27.0

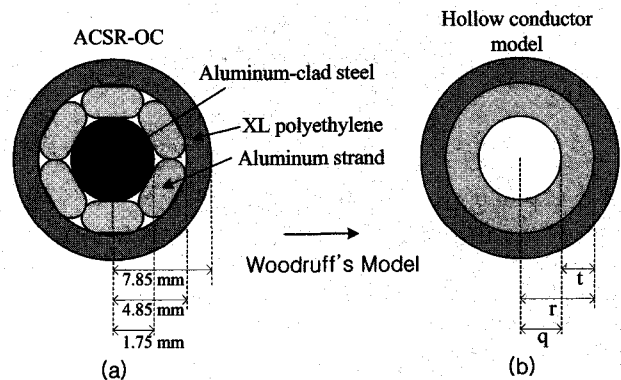


그림 1. (a) ACSR-OC 선로단면 (b) 속이 빈 도체로의 등가화

Fig. 1. (a) Cross sectional view of ACSR-OC Cable, (b) Equivalent hollow conductor model.

같다. 알루미늄 피복 강심의 반지름은 1.75 mm, 알루미늄 피복 강심 및 알루미늄 선을 포함한 반지름은 4.85 mm, 절연 층을 포함한 선로 전체의 반지름은 7.85 mm 이다. 일반적으로 표피 효과는 도체의 외부 표면에 가까워질수록 내부보다 고밀도의 전류가 흐르도록 하는 경향을 갖는다. ACSR-OC 선로의 경우 중심에 알루미늄보다 전도도가 매우 낮은 철로 이루어져 있기 때문에 표피효과에 의해 대부분의 전류가 알루미늄 선으로 흐르게 된다.

따라서 이와 같은 선로를 그림 1. (b) 와 같이 중심에 홀이 존재하는 알루미늄 도체 선으로 가정할 수 있다. 또한 도체 내부의 선속(Flux) 이 외부보다 매우 작기 때문에 표피효과에 의한 인덕턴스는 무시할 수 있다. 알루미늄 선의 개수를 n_s , 알루미늄 선의 반지름을 r_s , 내부 강심의 수를 n_c , 내부 강심의 반지름을 r_c 라고 할 때, 그림 1. (b) 에서 t, q, r 은 다음과 같이 주어진다^[6].

$$q = r_c \sqrt{n_c}, \quad t = -q + \sqrt{q^2 + n_s r_s^2}, \quad r = q + t \quad (1)$$

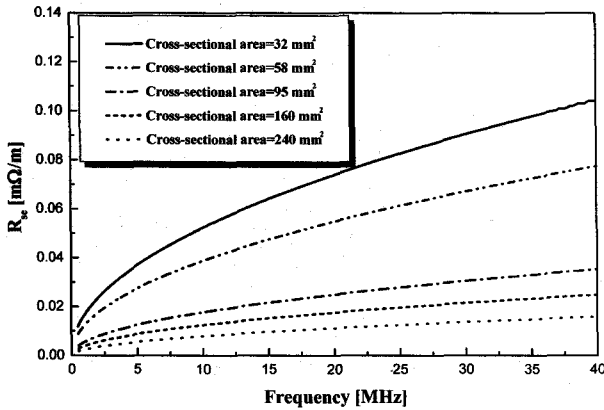


그림 2. ACSR 선로의 종류에 따른 표피효과 저항
Fig. 2. Skin effect resistance by kind of ACSR cable.

따라서 표피효과에 의한 저항 R_{se} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$R_{se} = \frac{R_0 \cdot a \cdot t(q+r)}{2r\sqrt{2}} \quad [\Omega/m] \quad (2)$$

$$\text{단, } R_0 = \frac{\rho}{\pi(r^2 - q^2)} \quad [\Omega],$$

$$a = \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0}{\rho}} \quad [m^{-1}]$$

여기서 ρ, f, μ_0 는 각각 conductance, 주파수, 투자율을 나타낸다. 그림 2. 는 ACSR 선로의 종류에 따라서 계산된 R_{se} 값을 나타낸다. 예상대로 단면적이 증가할수록 저항 값이 감소하는 경향을 보이며, 주파수가 증가할수록 표피두께의 감소에 의해 저항 값이 증가함을 알 수 있다.

2. 고압 배전선로의 유효유전상수 계산

실제 배전에서는 ACSR-OC 선로가 전신주를 통해 지상으로부터 약 13 m 정도 위에 위치한다. 그리고 현재 전류의 귀로 방식이 대지귀로 방식 즉, 고압 전력선 하나가 신호 선으로 사용되고 대지와 연결된 중성선이 접지로서 사용된다. 또한 전력선과 중성 선을 통해 신호를 인가시키면 대부분의 전류가 중성선 보다는 대지를 통해 대부분 흐르기 때문에 ACSR-OC 선로가 접지면 위에 존재한다고 가정 할 수 있다. 이로부터 그림 3. 과 같이 이미지 이론을 적용하여 대지위의 전력선 사이의 거리가 2h 인 평행 2선식 전송선로로써 나타낼 수

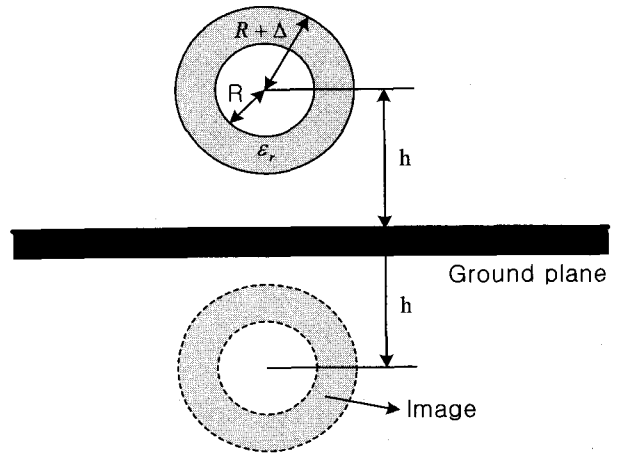


그림 3. 이미지 이론에 의한 대지상 고압선로 모델
Fig. 3. Medium-voltage power line model over the ground plane by image theory.

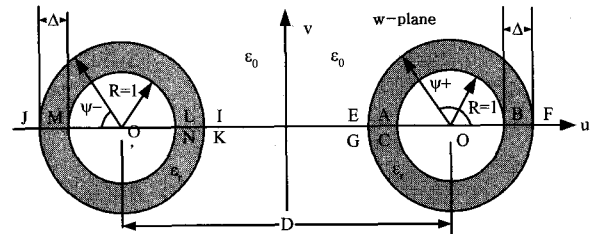


그림 4. w-평면에 나타난 유전체가 코팅된 평행2선식 전송선로
Fig. 4. Parallel-two-wire transmission line structure coated with dielectric material in w plane.

있다. 부가적으로 선로가 접지면으로부터 매우 높은 쪽에 위치하기 때문에 선로의 특성임피던스는 매우 큰 값을 갖는다. 그리고 선로의 특성임피던스가 유효유전상수의 제곱근에 반비례하기 때문에 유효유전상수 값이 매우 작더라도 특성임피던스에 많은 영향을 주게 된다. 이러한 사항이 유효유전상수 값이 1에 거의 가깝더라도 고려해주어야 하는 이유이다. 유효유전상수를 계산하기 위해서는 선로의 정전용량 값을 알아야한다. 그러나 그림 3. 에서 보는 바와 같이 이러한 구조의 정전용량을 정량적으로 계산하는 것이 쉽지 않다. 따라서 등각사상법을 이용하여 선로를 정전용량을 구하기 용이한 구조로 사상을 한 후 정전용량을 계산하였다. 그림 4. 는 그림 3. 에서 이미지 이론에 의한 평행 2선식 전송선로 모델을 복소평면 w-plane 에 선로의 반지름 R을 1로 정규화시켜 나타낸 그림이며 그림 5. 는 복소 사상 함수 (Complex conformal transformation function)를 이용해 정전용량을 계산하기 쉬운 형태로 복소 평면 z-plane 에 사상시킨 구조를 나타낸다^[7].

그림 5. 로부터 사상된 경계면을 Δy 의 길이로 미

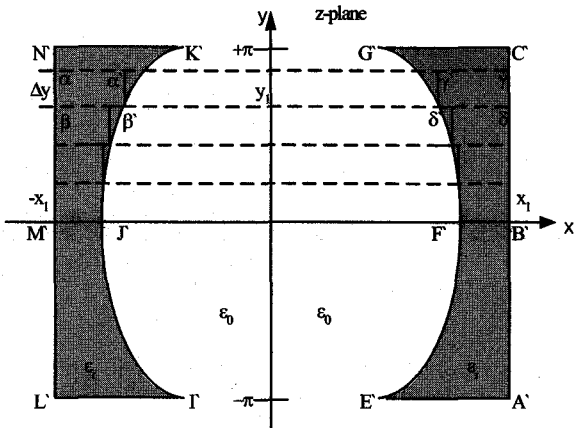


그림 5. z-평면에 나타난 사상된 구조
Fig. 5. Transformed structure in z plane.

세하게 나눈 부분에서의 x 값을 $\alpha, \gamma, \delta, \beta, \alpha', \gamma', \delta', \beta'$ 라고 하면, Δy 로 나눈 부분 각각의 정전용량 값은 $\alpha, \alpha', \beta, \beta'$ 와 $\alpha', \gamma', \delta', \beta'$ 및 $\gamma', \gamma, \delta, \delta'$ 각 세 부분에서의 정전용량을 직렬 조합해서 계산한 값과 같다. , $\alpha\alpha' = A_1(y), \alpha'y_1 = A_2(y), y_1\gamma' = A_3(y), \alpha\beta = \alpha'\beta = \gamma'\delta = \gamma\delta = \Delta y, \gamma\gamma = A_4(y)$,라 놓으면 전체 정전용량을 다음과 같이 일반화시켜 나타낼 수 있다^[7].

$$C = \epsilon_0 \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{dy}{\frac{A_1(y)}{\epsilon_r} + A_2(y) + A_3(y) + \frac{A_4(y)}{\epsilon_r}} \quad (3)$$

그림 6.은 위에서 구한 수식을 이용해 유전체가 코팅된 평행 2선식 전송선로의 정전용량을 유전상수 ϵ_r 및 코팅된 유전체의 두께를 변화시켜가며 그린 그래프이다. 그림으로부터 유전상수 값과 유전체의 두께가 증가할수록 도체와 유전체 경계면에 필드가 더 많이 집중됨으로 인해 정전용량의 값이 증가함을 알 수 있다. 유효 유전상수 $\epsilon_{r,eff}$ 는 유전체가 존재할 때 정전용량 C_d , 유전체가 존재하지 않을 때 정전용량 C_a 를 이용해 다음과 같이 계산된다.

$$\epsilon_{r,eff} = C_d/C_a \quad (4)$$

그림 7. 은 유전상수 및 유전체 두께의 변화에 따른 유효유전상수 값을 나타낸다. 이 또한 유전체 두께가 증가 할수록 유효점유비율(Effective filling fraction) 이 증가하기 때문에 값이 증가함을 알 수 있다.

3. 실제 지면의 유전상수 및 도전율을 고려했을 때의 선로파라미터

실제 지면은 앞에서 가정한 PEC 가 아닌 유한한 도전율을 갖고 일정 값의 유전상수 또한 갖는다. 따라서 이미지에론에 의한 해석이 아닌 보다 정확한 해석이 필요하다. 현재까지 Carson, King 등이 이러한 문제에 대한 접근 방법을 제시 하였으며, 이 중 본 과제의 주파수 대역 및 여러 가지 상황에 부합되고 가장 정확한 접근 방식을 제시한 King 의 방법을 이용하기로 한다^[8]. 실제 지면을 고려하게 되면 전체 전하량 대 전위의 비로 계산되는 정전용량은 변화가 없지만, 인덕턴스의 경우 지면이 PEC인 경우에 비해 선속 (Flux) 의 변화량이 크기 때문에 지면 자체의 인덕턴스를 고려해주어야 한다. 따라서 단위 길이 당 병렬 어드미턴스는 다음과 같이 계산할 수 있다^[8].

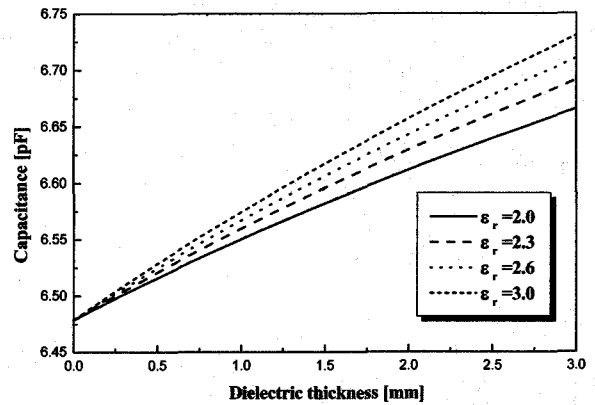


그림 6. 코팅된 유전체의 유전상수 및 두께의 변화에 따른 정전용량

Fig. 6. Capacitance by change of dielectric constant and thickness of coated dielectric material.

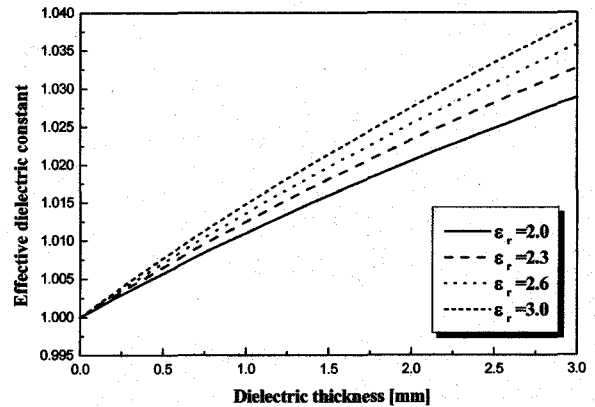


그림 7. 코팅된 유전체의 유전상수 및 두께의 변화에 따른 유효유전상수

Fig. 7. Effective dielectric constant by change of dielectric constant and thickness of coated dielectric material.

$$Y = j\omega C_p = \frac{j2\pi\omega\epsilon_r \text{eff}\epsilon_0}{\ln(2h/R)} \quad [S/m] \quad (5)$$

또한 단위길이 당 직렬 임피던스는 앞에서 계산한 표피 효과 저항 R_{se} 및 이미지이론에 의해 계산된 인덕턴스 L_p , 지면 인덕턴스 L_g 를 이용해 다음과 같이 계산할 수 있다^[8].

$$\begin{aligned} Z &= R_{se} + j\omega(L_p + L_g) \\ &= R_{se} + j\omega\left(\frac{\mu_0}{2\pi} \ln(2h/R) + L_g\right) \quad [\Omega/m] \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 L_g 는 $\mu\Delta/2\pi$ 로 주어지는데 Δ 는 $k_g h = h\sqrt{\omega\mu_0(j\sigma_g + \omega\epsilon_0\epsilon_{rg})}$ 의 크기에 따라서 다르게 계산된다. 이는 Δ 에 포함된 2종 Bessel함수의 발산성 때문이다. 여기서 k_g 는 지면에서의 파수를 나타내며, h 는 전신주의 높이, σ_g 는 지면의 도전율, ϵ_{rg} 는 지면의 유전상수 값을 나타낸다. 이로부터 $k_g h \ll 1$ 일 때 Δ 는 다음과 같다^[8].

$$\begin{aligned} \Delta &= 2\left\{ \frac{1}{A^2} - \frac{K_1(A)}{A} + \frac{j\pi I_1(A)}{2A} \right. \\ &\quad \left. - \frac{j\pi}{2A} \left[E_1(jA) - \frac{2}{\pi} \right] \right\} \\ &= 2\left\{ \frac{1}{A^2} - \frac{K_1(A)}{A} + \frac{j\pi I_1(A)}{2A} \right. \\ &\quad \left. - j\left[\frac{A}{3} + \frac{A^3}{45} + \frac{A^5}{1575} + \frac{A^7}{99225} + \dots \right] \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

여기서 $A = 2k_g h$ 이고, I_1 은 수정된 1차 1종 Bessel함수, K_1 은 수정된 1차 2종 Bessel함수, E_1 은 1차 2종 Bessel함수를 나타낸다. 다음으로 $k_g h \gg 1$ 일 때 Δ 는 다음과 같이 주어진다^[8].

$$\Delta = \frac{2}{A^2} + \frac{2j}{A} \left\{ 1 + \frac{1}{(jA)^2} - \frac{3}{(jA)^4} + \frac{45}{(jA)^6} - \frac{1575}{(jA)^8} + \dots \right\} - \frac{4K_1(A)}{A} \quad (8)$$

마지막으로 전력선 통신 선로의 파수 및 특성임피던스는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} k_p &= \sqrt{-ZY} \\ Z_{0p} &= \sqrt{Z/Y} \quad [\Omega] \end{aligned} \quad (9)$$

지면의 유전상수 및 도전율은 지형 및 환경, 기후적

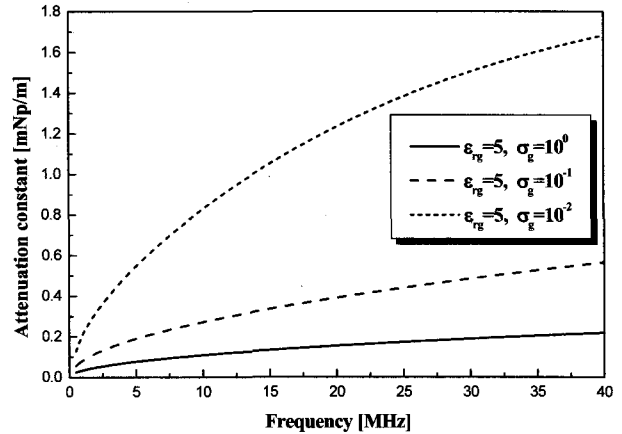


그림 8. $\epsilon_{rg}=5$ 일 때 지면 도전율의 변화에 따른 감쇄상수

Fig. 8. Attenuation constant by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg}=5$.

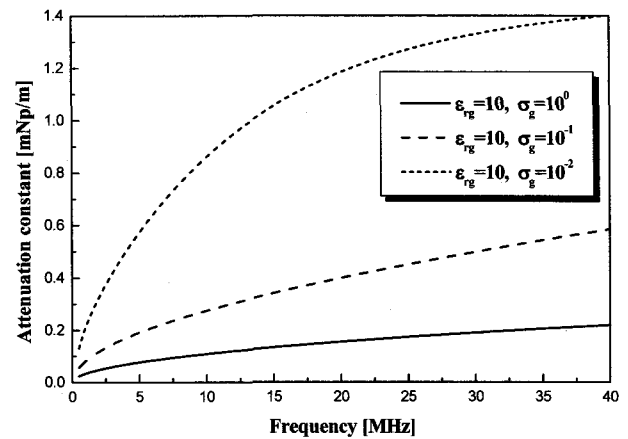


그림 9. $\epsilon_{rg}=10$ 일 때 지면 도전율의 변화에 따른 감쇄상수

Fig. 9. Attenuation constant by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg}=10$.

요인에 따라서 값의 변화폭이 넓은 편이다. 즉 유전상수는 5~15, 도전율은 $10^0 \sim 10^{-2}$ S/m 정도의 값을 가진다고 알려져 있다. 따라서 유전상수가 각각 5, 10, 15 이고 도전율이 $10^0, 10^{-1}, 10^{-2}$ S/m 일 때 계산결과를 비교하였다. 유효 유전상수는 코팅된 유전체의 유전상수가 2.3 이고 두께가 3 mm 일 때의 값인 1.0327로 설정하였고, 전신주 높이 $h=13$ m, 전력선 도체의 반지름 $R=4.85$ mm 로 설정하였다. 그림 8. 은 지면의 유전상수를 5 로 고정하고 도전율을 변화시켜가며 계산한 감쇄상수를 나타낸다. 주파수가 증가하고 지면 도전율이 감소할수록 감쇄상수 값이 증가함을 알 수 있다. 그림 9, 10. 은 지면 유전상수가 10, 15 일 때 계산된 감쇄상수를 나타내며 마찬가지로 주파수에 비례하고 도전율

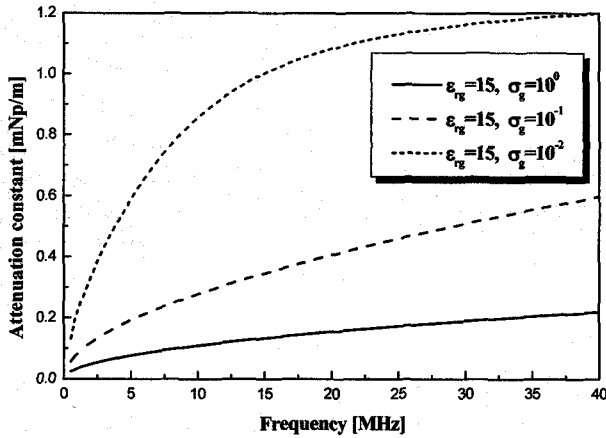


그림 10. $\epsilon_{rg} = 15$ 일 때 지면 도전율의 변화에 따른 감쇄상수
 Fig. 10. Attenuation constant by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 15$.

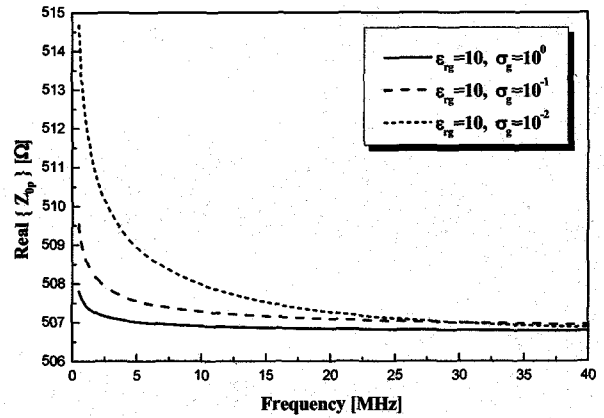


그림 12. $\epsilon_{rg} = 10$ 일 때 지면 도전율의 변화에 따른 특성임피던스.
 Fig. 12. Characteristic impedance by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 10$.

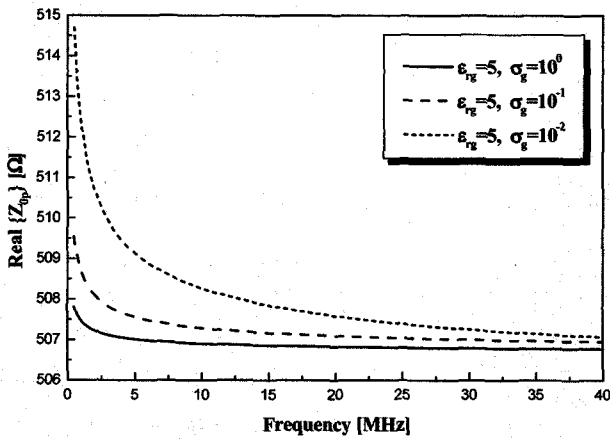


그림 11. $\epsilon_{rg} = 5$ 일 때 지면 도전율의 변화에 따른 특성 임피던스
 Fig. 11. Characteristic impedance by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 5$.

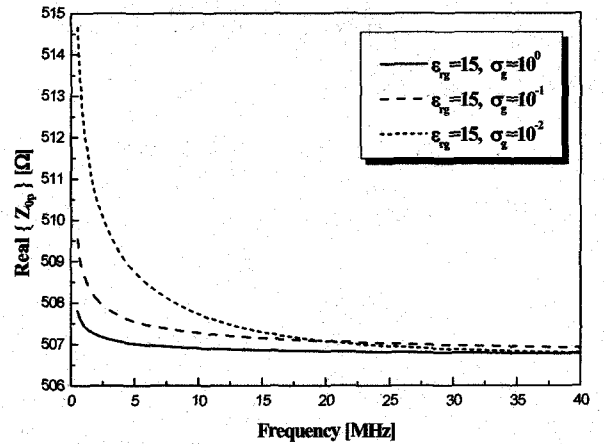


그림 13. $\epsilon_{rg} = 15$ 일 때 지면 도전율의 변화에 따른 특성임피던스
 Fig. 13. Characteristic impedance by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 15$.

에 반비례하여 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 8-10. 으로부터 지면 유전상수 값이 증가 할수록 감쇄상수 값은 감소함을 알 수 있다.

또한 지면의 도전율이 감소할수록 감쇄상수 값이 증가하는 이유는 지면이 완전전기도체(PEC)가 아니기 때문에 접지 면으로 사용되는 지면 자체에 저항성분이 존재하기 때문이다. 그림 11-13. 은 유전상수 및 지면 도전율의 변화에 따른 특성임피던스의 실수부분을 계산한 결과이다. 예상대로 도전율이 감소할수록 지면상에 존재하는 저항성분이 증가하기 때문에 특성임피던스 또한 증가함을 알 수 있다. 또한 도전율이 증가할수록 거의 주파수 전 대역에서 지면이 PEC 라는 가정하에 이미지 이론을 적용하여 계산한 결과인 507Ω 으로 수렴

함을 알 수 있다. 그리고 유전상수가 증가할수록 특성 임피던스가 주파수의 증가에 따라 점점 더 일정한 값으로 수렴함을 알 수 있다.

III. 전력선 통신 시스템의 입력 임피던스

1. 전력선 통신 시스템의 입출력 모델

그림 14. (a)는 대지귀로 방식을 적용한 전력선 통신 시스템의 구성도이다. 과부하로 인한 고압 커패시터의 파손을 방지하기 위해 전력선과 고압 커패시터 사이에 COS (Cut-Off Switch) 가 존재한다. 고압 커패시터와 모델사이는 75Ω 동축케이블로 연결된다. 전력선 통신 입출력 단의 등가모델을 나타내면 그림 14. (b) 와 같다.

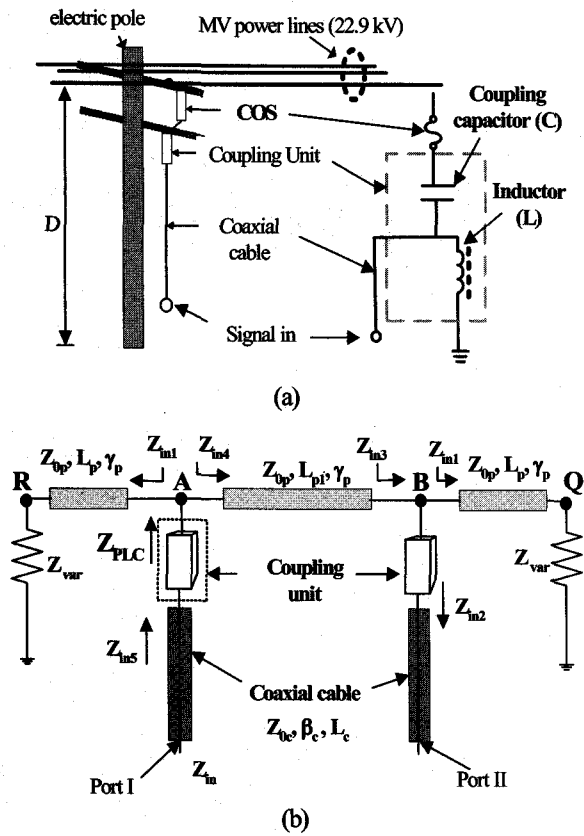


그림 14. (a) 전력선 통신 시스템의 구성도, (b) 2 포트 등가모델.
Fig. 14. (a) A schematic configuration of PLC system. (b) 2 port equivalent model.

여기서 전력선의 특성임피던스는 앞에서 구한 Z_{0p} 로 설정하였다. PLC 는 실제 고압 전기신호가 흐르고 있는 전력선의 일부분을 택하여 통신 선로로 사용하며 75 Ω 동축 선로 및 고압 커플러를 이용하여 전력선에 통신신호를 인가한다.

그림 14. (b)에서 보는 바와 같이 A, B 두 전신주의 사이에서 통신을 한다고 할 때 전신주의 바깥쪽으로도 연속적인 전력선이 존재하고 시간 및 지역에 따른 부하의 변화를 예상할 수 있다. 따라서 연속적으로 분배된 전력선과 부하의 임피던스를 Z_{var} 로 표시하였다. 여기서 입력임피던스는 선로의 특성임피던스에 의해 주도적으로 나타나기 때문에 Z_{var} 값은 입력임피던스에 거의 영향을 주지 않는 값이며 계산상으로도 영향을 주지 않음을 확인하였다. 이러한 근거로부터 전력선의 길이 L_p, L_{pl} 이 사용주파수 대역(2~30MHz)에서 통신신호의 파장보다 훨씬 길기 때문에 전력선 자체를 long wire traveling wave 안테나로써 가정 할 수 있다. 따라

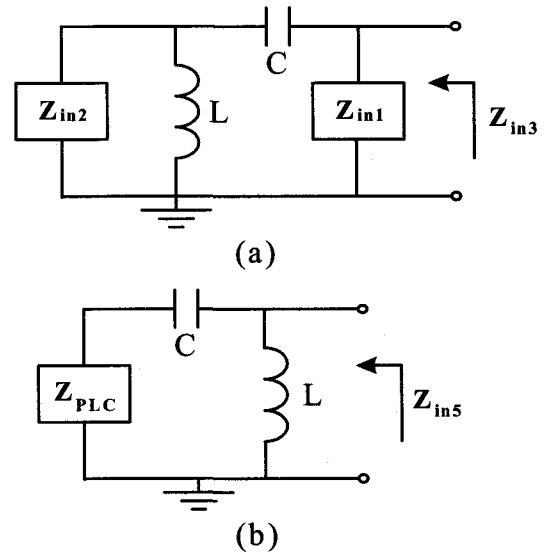


그림 15. (a) Z_{in3} 계산을 위한 등가회로 (b) Z_{in5} 계산을 위한 등가회로
Fig. 15. (a)Equivalent circuit for Z_{in3} calculation, (b)Equivalent circuit for Z_{in5} calculation.

서 Z_{var} 값은 전력선의 특성임피던스와 같은 값으로 주어질 수 있다. 그림 14. (b) 의 2포트 모델 상의 Z_{in1} 은 전송선로 이론으로부터 다음과 같이 계산된다^[9].

$$Z_{in1} = Z_{0p} \frac{Z_{var} + Z_{0p} \tanh(\gamma_p L_p)}{Z_{0p} + Z_{var} \tanh(\gamma_p L_p)} [\Omega] \quad (10)$$

또한 동축 선로의 특성임피던스, 전송상수 및 길이를 Z_{0c} , 전파상수를 $\beta_c = \omega \sqrt{\epsilon_{rc} \epsilon_0 \mu_0}$, L_c 라 정하고 Z_{in2} 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in2} = Z_{0c} \frac{50 + jZ_{0c} \tan(\beta_c L_c)}{Z_{0c} + j50 \tan(\beta_c L_c)} [\Omega] \quad (11)$$

다음으로 Z_{in3} 를 계산하기위한 고압 커플러를 포함한 등가모델을 표시하면 그림 15. (a) 와 같다. 그림으로부터 Z_{in3} 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in3} = Z_{in1} \parallel \left(\frac{Z_{in2}(1 - \omega^2 LC) + j\omega L}{-\omega^2 LC + jZ_{in2} \omega C} \right) [\Omega] \quad (12)$$

Z_{in4} 및 Z_{PLC} 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in4} = Z_{0p} \frac{Z_{in3} + Z_{0p} \tanh(\gamma_p L_{pl})}{Z_{0p} + Z_{in3} \tanh(\gamma_p L_{pl})} [\Omega] \quad (13)$$

$$Z_{PLC} = Z_{in1} \parallel Z_{in4} = \frac{Z_{in1} \cdot Z_{in4}}{Z_{in1} + Z_{in4}} \quad [\Omega] \quad (14)$$

마찬가지로 Z_{in5} 를 계산하기위한 고압 커플러를 포함한 등가모델을 표시하면 그림 15. (b) 와 같다. 그림으로부터 Z_{in5} 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in5} = \frac{j\omega L(j\omega CZ_{PLC} + 1)}{1 - \omega^2 LC + j\omega CZ_{PLC}} \quad [\Omega] \quad (15)$$

마지막으로 전력선 통신 시스템의 입력임피던스 Z_{in} 은 다음과 같이 계산된다.

$$Z_{in} = Z_{0c} \frac{Z_{in5} + jZ_{0c} \tan(\beta_c L_c)}{Z_{0c} + jZ_{in5} \tan(\beta_c L_c)} \quad [\Omega] \quad (16)$$

실제 전력선 통신 시험장에서 사용되는 동축 케이블의 특성임피던스 $Z_{0c} = 75 \Omega$ 이고 유전상수 $\epsilon_{rc} = 1.5$ 이며 길이 $L_c = 12.7m$ 이다. 그리고 전력선의 길이 L_p 은 측정 지점마다 다르기 때문에 일단 그림 20. 으로부터 DE 구간인 984m 로 정하였다. 또한 L_p 는 전력선이 연속적으로 존재하는 부분이기 때문에 따로 정의를 할 수 없다. 따라서 적당한 수치인 1000 m 로 정하였다. 또한 계산결과 L_p 는 임피던스에 거의 영향을 주지 않음을 확인하였다. 그림 16. 은 지면유전상수 ϵ_{rg} 를 5 로 설정하고 지면 도전율의 변화에 따른 Z_{PLC} 의 절대 값을 나타낸다. Z_{PLC} 는 그림 14. (b)의 A 지점에서 들여다본 입력임피던스 이기 때문에 좌, 우측의 병렬조합에 의해 전력선 특성임피던스의 거의 절반에 해당하는 값을 기준으로 발산하는 형태임을 알 수 있다. 또한 지면 도전율이 감소할수록 불연속 지점에서 반사되어오는 신호의 감쇠가 더 심해지기 때문에 임피던스가 더 일정해짐을 알 수 있다. 이는 전력선 통신 입력단의 임피던스 정합에 중요한 자료로 이용될 수 있을 것이다. 즉, 고압 커플러와 동축 케이블 사이에 75 옴 으로부터 약 260 Ω 으로 임피던스를 변환하는 트랜스포머를 장착하면 임피던스 정합이 이루어질 수 있을 것이다. 그림 17, 18. 은 지면 유전상수 ϵ_{rg} 가 10, 15 일 때 계산된 결과이며, Z_{PLC} 가 전력선의 특성임피던스 및 지면 도전율에 거의 전적으로 의존하는 값이기 때문에 지면 유전상수에 따른 변화량은 거의 미비함을 알 수 있다.

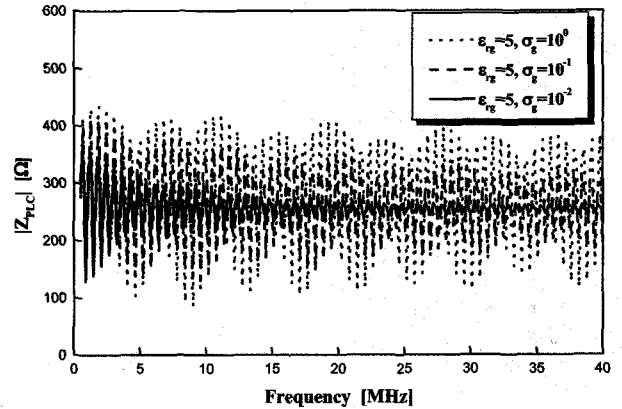


그림 16. $\epsilon_{rg} = 5$ 일 때 지면도전율의 변화에 따른 Z_{PLC}
Fig. 16. Z_{PLC} by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 5$.

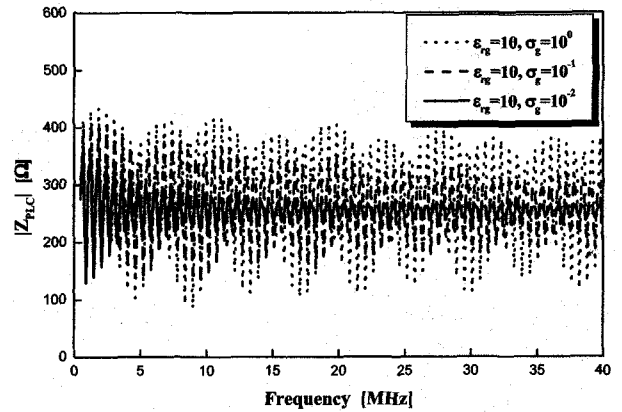


그림 17. $\epsilon_{rg} = 10$ 일때 지면 도전율의 변화에 따른 Z_{PLC}
Fig. 17. Z_{PLC} by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 10$.

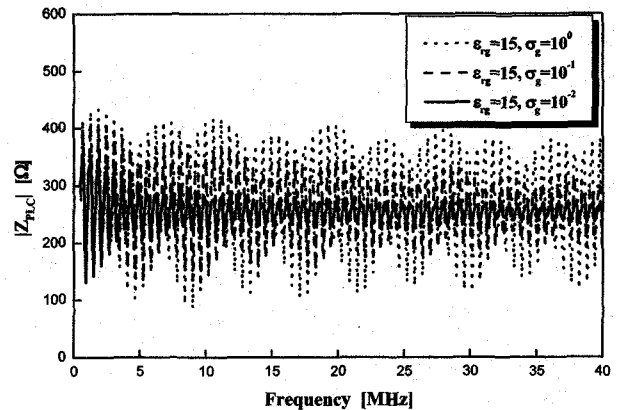


그림 18. $\epsilon_{rg} = 15$ 일 때 지면도전율의 변화에 따른 Z_{PLC}
Fig. 18. Z_{PLC} by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 15$.

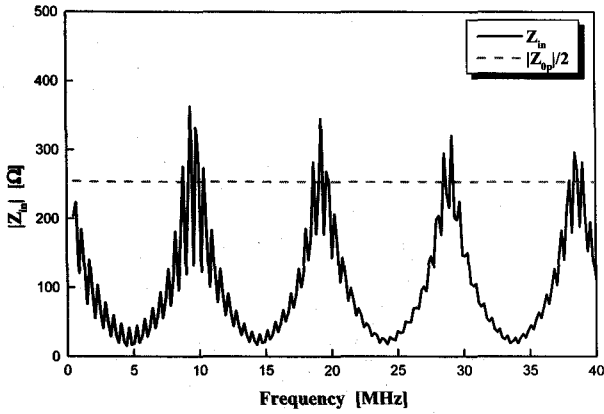


그림 19. $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1} [S/m]$ 일 때 Z_{in}
 Fig. 19. Z_{in} when $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1} [S/m]$.

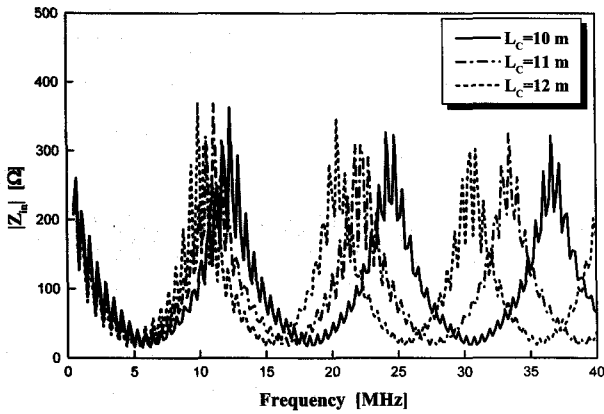


그림 20. $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1} [S/m]$ 일 때 L_c 의
 변화에 따른 Z_{in}
 Fig. 20. Z_{in} by varying L_c with $\epsilon_{rg}=10$ and
 $\sigma_g=10^{-1} [S/m]$.

Z_{in} 은 지면유전상수 및 도전율을 $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1} S/m$ 로 설정하고 계산하였다. 이로부터 그림 19. 는 계산된 $|Z_{0p}|/2$ 및 Z_{in} 을 나타낸다. 동축 케이블과 전력선 사이의 임피던스 부정합 때문에 극점이 주기적으로 생김을 알 수 있으며 극점에서의 임피던스 값은 $|Z_{0p}|/2$ 에 근접함을 알 수 있다. 또한 극점의 주기는 동축케이블의 길이에 의존하는데, 그림 20. 은 동축케이블의 길이 변화에 따른 입력임피던스의 변화를 보여준다. 예상대로 동축케이블의 길이가 증가할수록 주기가 길어짐을 알 수 있다.

IV. 임피던스 측정 및 고찰

III 장까지는 고압 전력선의 선로 파라미터 및 전력

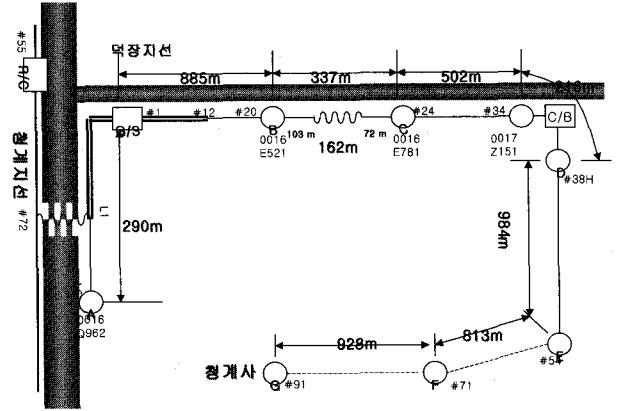


그림 20. 시험장 구성도.
 Fig. 20. Composition of test field.

선 통신 시스템이 구성 되었을 때 입력부에서의 임피던스를 계산하였다. 계산결과로부터 입력임피던스는 고압 전력선의 특성임피던스, 고압 커플러와 PLC 모뎀 사이의 동축케이블의 길이에 따라서 주로 변화함을 알 수 있었다. 또한 고압 커플러 및 동축케이블의 영향을 제거한 임피던스인 Z_{PLC} 는 거의 모든 주파수 대역에서 특성임피던스의 절반에 해당하는 값을 가짐을 알 수 있었다. 따라서 임피던스 측정의 목표는 청계산에 구성된 고압 실증 시험장의 여러 지점에서 산란계수를 측정하고, 측정된 산란계수로부터 입력임피던스 Z_{in} 및 Z_{PLC} 를 추출하여 이론치와 비교하는 것이다. 그림 20. 은 경기도 의왕시 청계산에 위치한 고압 실증 시험장을 나타낸다. B부터 D 구간은 3상 구간이며, D부터 G 구간은 단상 구간이다. 또한 B-C 구간은 일부 지중선로로 구성되어 있다. 측정은 B, D, E 구간에서 수행 하였으며 각 구간에서 모뎀 신호 입력 단에 벡터 네트워크 분석기(HP8753D)를 연결하여 산란계수를 측정 하였다.

그림 21. 은 각 구간에서 측정된 반사계수 (S_{11}) 값을 보여준다. 그림으로부터 모든 구간에서 측정된 반사계수가 거의 비슷한 형태를 가짐을 알 수 있으며, 동축 케이블의 영향에 의해 주기적인 극점이 생김을 알 수 있다. 또한 전력선의 임피던스가 매우 큰 값이기 때문에 반사가 매우 심함을 알 수 있다. 그리고 약 10 MHz 까지 Fluctuation이 심함을 알 수 있다. 이는 네트워크 분석기가 측정하려는 네트워크의 입력 단에 신호를 입력시켜주어 반사되는 신호를 수신하고, 이 두 신호를 비교하여 반사계수를 계산하기 때문에 전도성 잡음이 심하게 존재하는 10 MHz 까지의 주파수 대역에서는

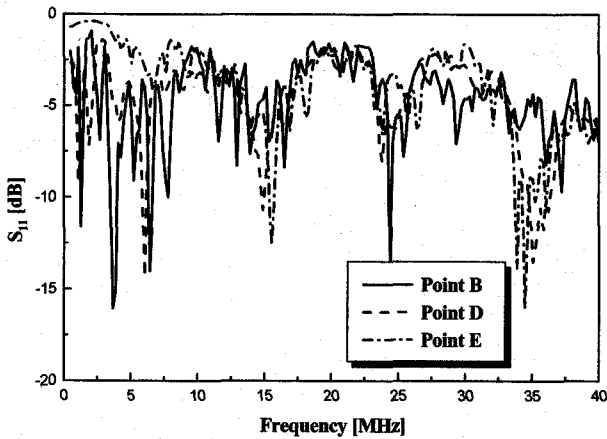


그림 21. 각 지점에서 측정된 반사손실.
Fig. 21. Return loss measured in each point.

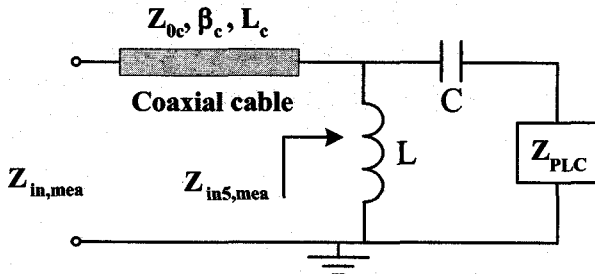


그림 22. Z_{PLC} 를 계산하기 위한 모델.
Fig. 22. A model for Z_{PLC} calculation.

반사된 신호에 전도성 잡음이 추가되어 수신되기 때문이다.

또한, 측정된 반사계수로부터 입력임피던스를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$Z_{in,mea} = 50 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} [\Omega] \quad (17)$$

그리고 측정된 입력임피던스로부터 Z_{PLC} 를 추출하기 위해서는 고압 커플러 및 동축케이블의 영향을 제거시켜 주어야 한다.

그림 22는 측정된 $Z_{in,mea}$ 로부터 Z_{PLC} 를 추출하기 위한 모델을 나타낸다. 앞 절에서 계산한 것과 마찬가지로 $Z_{in5,mea}$ 를 이용해 $Z_{in,mea}$ 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in,mea} = Z_{0c} \frac{Z_{in5,mea} + jZ_{0c} \tan(\beta_c L_c)}{Z_{0c} + jZ_{in5,mea} \tan(\beta_c L_c)} [\Omega] \quad (18)$$

이로부터 $Z_{in5,mea}$ 를 $Z_{in,mea}$ 에 대해서 나타내면 다

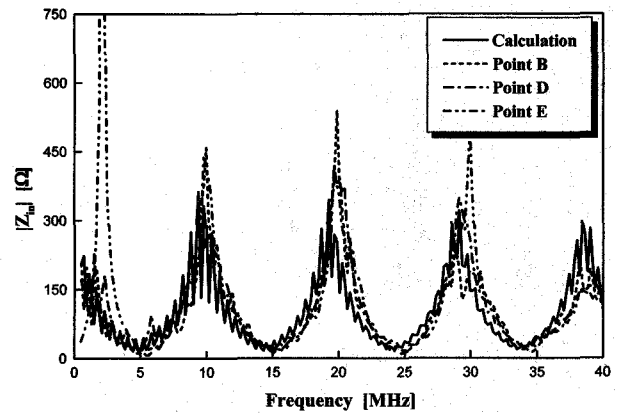


그림 23. 각 지점에서 측정된 Z_{in}
Fig. 23. Z_{in} measured in each point.

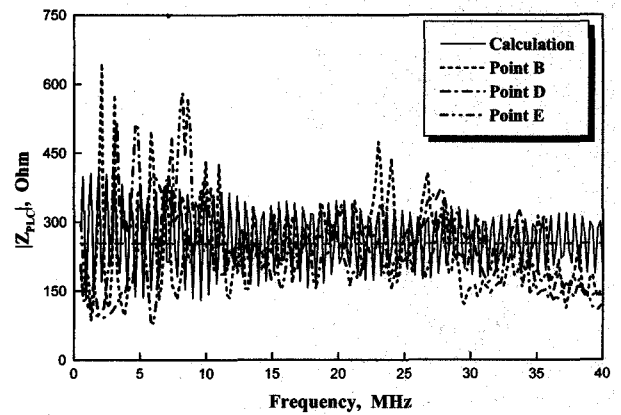


그림 24. 각 구간에서 측정된 Z_{PLC}
Fig. 24. Z_{PLC} measured in each point.

음과 같다.

$$Z_{in5,mea} = Z_{0c} \frac{Z_{in,mea} - jZ_{0c} \tan(\beta_c L_c)}{Z_{0c} - jZ_{in,mea} \tan(\beta_c L_c)} [\Omega] \quad (19)$$

또한 $Z_{in5,mea}$ 를 Z_{PLC} 를 이용해 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in5,mea} = \frac{j\omega L(j\omega C Z_{PLC} + 1)}{1 - \omega^2 LC + j\omega C Z_{PLC}} [\Omega] \quad (20)$$

이로부터 Z_{PLC} 를 $Z_{in5,mea}$ 에 대해서 나타내면 다음과 같다.

$$Z_{PLC} = \frac{(\omega^2 LC - 1)Z_{in5,mea} + j\omega L}{\omega^2 LC + j\omega C Z_{in5,mea}} [\Omega] \quad (21)$$

결론적으로 위식은 측정된 입력임피던스로부터 고압 커플러 및 동축케이블의 영향이 제거된 Z_{PLC} 값을 나타낸다.

그림 23. 은 전력선 통신 시스템의 입력임피던스 Z_{in} 의 절대 값을 측정 및 계산한 결과를 보여준다. 계산에 사용된 지면 유전상수 ϵ_{rg} 는 10 이고, 지면 도전을 σ_g 는 10^{-1} S/m 이며, 동축케이블의 특성임피던스는 75Ω 이고 유전상수는 1.5, 길이는 실측값인 12.7 m 이다. 그림으로부터 각 지점에서 입력임피던스를 측정된 값과 계산한 값이 거의 일치함을 알 수 있다. 또한 저주파 대역에서 fluctuation이 심한 이유는 반사계수에서 언급한 이유와 같다. 그림 24. 는 Z_{PLC} 의 절대 값을 측정 및 계산한 결과를 보여준다. 계산에 사용된 고압 커패시터의 정전용량 값은 1.2 nF 이고 인덕턴스는 1 mH 이다. 그림으로부터 각 지점에서 측정된 Z_{PLC} 값이 계산된 결과와 마찬가지로 주파수가 증가할수록 전력선의 특성임피던스 Z_{0p} 의 절반, 즉, 약 260Ω 으로 수렴함을 알 수 있다. 앞에서 설명한 것과 마찬가지로 Z_{PLC} 가 그림 16. (b)의 A 지점에서 들여다 본 입력임피던스 이기 때문에 좌, 우 측의 병렬조합에 의해 전력선 특성임피던스의 거의 절반에 해당하는 값이 나옴을 알 수 있다. 즉 고압 커패시터와 동축 케이블 사이에 75Ω 으로부터 약 250Ω 으로 임피던스를 변환하는 트랜스포머를 장착하면 임피던스 정합이 이루어질 수 있을 것이다.

V. 결 론

본 논문에서는 전력선 통신에 사용되는 고압 전력선의 임피던스를 계산하고 측정하였다. 통신이 이루어지는 구간을 2 포트 등가모델을 이용하여 모델링 하였으며, 이를 이용해 각 지점에서의 임피던스를 계산하였다. 이러한 2 포트 모델을 이용하면 한 구간만이 아닌 여러 구간으로의 적용이 가능하기 때문에 실제 전력선 통신망에서의 임피던스 해석이 가능할 것이다. 계산결과, 고압 전력선의 특성임피던스는 지면의 유전상수 및 도전을 따라 주로 변하였으며, 신호 입력 단에서의 입력 임피던스는 전력선과 모델포트 사이의 임피던스 부정합 때문에 동축케이블의 길이에 많이 의존하였다. 고압 실증시험장의 여러 지점을 선택하여 측정된 결과 임피던스의 측정치와 계산치가 매우 유사함을 알 수 있었으며, 전력선 자체의 입력 임피던스는 $200 \sim 300 \Omega$ 의 값을 가졌으며, 주파수가 증가할수록 전력선 특성임피던스의 절반에 수렴하였다.

전력선통신에 의한 EMI를 정확하게 분석하기위해서

는 전력선을 따라 진행하는 신호의 크기의 정확한 계산이 필요하다. 즉 입출력 단에서 임피던스를 알게 되면 신호가 전력선에 얼마나 인가되는지 예측이 가능하다. 또한 신호 입력 단을 제외한 전력선 자체의 입력임피던스를 알게 되면 임피던스 트랜스포머를 이용하여 임피던스 정합을 이끌어 낼 수 있다. 따라서 본 연구는 앞으로 전력선의 EMI 레벨 계산 및 규정, 임피던스 정합에 많은 도움을 줄 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] H. Meng, S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. Gunawan, E. Lie, T. T, "A Transmission Line Model for High-Frequency Power Line Communication Channel", *Power System Technology, International Conference on*, Vol 2, pp 1290-1295, Oct. 2002.
- [2] Olsen, R. G, "Technical considerations for wideband powerline communication-a summary", *Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE*, vol. 3, pp 1186-1191, 2002.
- [3] Y. F. Chen, T. D. Chiueh, "A 100- Kbps Power-Line Modem for Household Applications", *VLSI Technology, Systems, and Applications, 1999. International Symposium on*, pp 179-182, June 1999.
- [4] R. C. Madge, G. K. Hatanaka, "Power Line Carrier Emission from Transmission Lines," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 7, no. 4, pp 1775-1785, Oct. 1992.
- [5] 천동완, 이진택, 박영진, 김관호, 신철재, "전력선 통신 시스템의 입력임피던스 계산," *한국통신학회 논문지*, 제 29권, 9A호, pp 983-990, Sep. 2004.
- [6] M. E. Hardy, Sasan Ardalan, J. B. O'Neal, "A model for communication signal propagation on three phase power distribution lines," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 6, no. 3, pp 966-972, July 1991.
- [7] B. N. Das, S. B. Chakrabarty and K. Siva Rama Rao, "Capacitance of Transmission Line of Parallel Cylinders in the Presence of Dielectric Coating", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 37, pp 94-96, Feb. 1995.
- [8] Kenneth C. Chen, "Time harmonic solutions for a long horizontal wire over the ground with grazing incidence," *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. AP-33, no. 3, pp 233-243, Mar. 1985.
- [9] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley 1993.

저 자 소 개



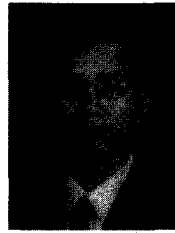
천 동 완(정회원)
 1999년 아주대학교
 전자공학과 학사졸업.
 2001년 아주대학교
 전자공학과 석사졸업.
 2001년 3월~현재 아주대학교
 전자공학과 박사과정.

<주관심분야 : 초고주파 능동, 수동소자>



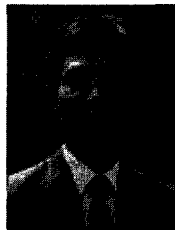
박 영 진(정회원)
 2002년 11월~현재 한국전기
 연구원 전기정보망
 기술 연구그룹 근무.

<주관심분야 : Impulse radio
 propagation, UWB Image radar,
 Digital Beam Forming, Power
 line communications(PLC)>



김 관 호(정회원)
 1978년 송전대학교
 전자공학과 학사졸업.
 1980년 연세대학교 대학원
 전자공학과 석사졸업.
 1980년~1983년 한국전력공사.
 1983년~현재 한국전기연구원
 전기정보망 기술연구그룹
 그룹장.

<주관심분야 : 전파통신, 전력선통신시스템, 무선
 에너지전송, UWB레이더 및 센서>



신 철 재(정회원)
 1964년 연세대학교
 전자공학과 학사졸업.
 1968년 연세대학교
 전자공학과 석사졸업.
 1983년 연세대학교
 전자공학과 박사졸업.

1967년~1970년 동양공업 전문대 조교수
 1970년~1977년 광운대학교 조교수
 1986년~1987년 미국 Florida 대학 객원교수
 1977년~현재 아주대학교 전자공학과 교수
 <주관심분야 : 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC,
 초고주파 통신 부품 개발, 전파전파>