

전력선 통신 시스템의 입력 임피던스 계산

정회원 천 동 완*, 이 진 택*, 박 영 진**, 김 관 호**, 신 철 재*

Input Impedance Calculation of the Power Line Communication System

Dong-wan Chun*, Jin-taek Lee*, Young-jin Park**, Kwan-ho Kim**, Chull-chai Shin*

Regular Members

요 약

본 논문에서는 중 전압 전력선을 이용한 전력선 통신(PLC) 네트워크의 입력임피던스를 계산하였다. 먼저 전송선로 모델을 이용하여 전력선 통신 네트워크의 입출력 단 모델을 제시하였으며, 여기에 전력선의 방사성 손실, 도체손실, 유전체 손실 등에 의한 감쇠상수를 적용시켜 임피던스를 계산하였다. 계산결과 방사성 손실에 의한 감쇠가 가장 크게 나타났으며, 전력선의 특성임피던스가 매우 커서 입력 단에서의 반사가 심하기 때문에 입력임피던스가 일정한 주기를 가지는 정재파 형태로 나타남을 알 수 있었다. 또한 입력임피던스의 주기는 동축선로의 길이에 주로 의존하고, 크기는 주로 전력선의 특성임피던스 및 손실에 의존하였다. 실제 측정결과 계산 치와 측정치가 매우 유사함을 알 수 있었다.

Key Words : PLC(Power line communication); Input impedance; Radiation loss.

ABSTRACT

In this paper, we calculated the input impedance of the power line communication(PLC) networks using medium voltage power line. First of all, we proposed input and output terminal model of PLC network, and calculated the input impedance applying the attenuation constants by radiation loss, conductor loss, dielectric loss. From the calculation result, we knew that the attenuation by radiation loss was largest, and the input impedance appears like a standing wave form with a fixed cycle because the high reflection at the input terminal for the characteristic impedance of the power line is very large. And also the cycle of input impedance depends on the coaxial cable length, and the amplitude depends on the characteristic impedance of power line and losses. From the measurement result, calculated result was very similar to the measured result.

1. 서 론

전력선통신(PLC, 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]. 전

력선통신은 다중반송파전송(multi-carrier)으로 인해 데이터의 고속전송이 가능하게 되었고, 현재 DMT 방식을 이용하여 상용화가 진행되고 있다. 전력선은 통신을 위해 설치된 것이 아니기 때문에, 주로 방사 손실에 기인한 전력선상의 높은 감쇠와 전력선 자체의 높은 특성임피던스에 의한 입출력 단에서의 반사, 다수의 외부 잡음원에 의한 잡음 등을 고려하여야 한다. 본 논문에서는 이들 중 입출력 단에서의 반사 및 감쇠에 관해 다뤄보았다.

* 아주대학교 전자공학과 초고주파통신 연구실(chun@madang.ajou.ac.kr),

** 한국전기연구원 전기정보망 기술연구그룹(yjpark@keri.re.kr)

논문번호 040154-0419, 접수일자 2004년 4월 19일

먼저 전력선 통신 네트워크의 입출력 단을 모델링하고 다음으로 방사성 손실, 도체손실, 유전체 손실 등을 고려해 입력임피던스 계산하였다. 전력선을 이용해 신호를 전송하는 방식으로는 전력선 하나를 신호 선으로 중성 선을 접지로 이용하는 대지귀로방식 및 전력선 두개를 신호 및 접지로 사용하는 금속귀로방식이 있다. 본 논문에서는 후자의 경우를 이용하였다.

전력선통신에 금속귀로방식을 적용할 경우 하나의 전력선은 신호 선으로 쓰이고 다른 하나는 접지선으로 사용되기 때문에 통신에 사용되는 전력선을 two-wire 전송선로로써 가정할 수 있다. 또한 배전에 대부분을 차지하는 ACSR(aluminum cable steel reinforced) 선로는 차폐가 되어 있지 않고 피복으로 유전체만 코팅되어 있기 때문에 주파수가 비교적 큰 (~22MHz) 신호가 진행 할 경우 방사되는 양이 크기 때문에 방사 손실이 많이 발생하게 된다. 그리고 각각의 선로사이의 거리가 80cm 정도 떨어져 있기 때문에 전력선 통신 선로의 특성임피던스는 500~600 옴 사이로 매우 큰 값을 갖고 이로 인해 입출력 단에서의 반사가 많이 일어나게 된다. 본 논문에서는 일반 전송선로 및 동축선로 모델을 이용하여 전력선 통신 입출력 네트워크를 모델링하고, 피복에 씌워진 상태에서 도체 및 유전체에 의한 손실계산에 필요한 유효 유전상수 값을 conformal mapping 방식을 이용해 계산하였으며, 단위길이 당 전력선에서 방사된 총 전력으로부터 방사손실을 계산하였다. 계산된 방사손실, 도체손실, 유전체 손실로부터 감쇠상수를 계산하였으며, 계산된 감쇠상수를 전송선로 모델에 적용하여 입력임피던스를 계산하였다. 계산결과 손실들 중 방사성 손실에 의한 감쇠가 가장 크게 나타났으며, 전력선의 특성 임피던스가 매우 커서 입력 단에서의 반사가 심하기 때문에 입력임피던스가 일정한 주기를 가지는 정재파 형태로 나타남을 알 수 있었다

II. 유전체가 코팅된 Two-wire 전송선로의 도체 및 유전체에 의한 손실 계산

배전에 대부분을 차지하는 ACSR(aluminum cable steel reinforced) 선로는 구리에 비해 도전율이 작은 알루미늄을 사용하여 동선에 비해 가볍고, 철심으로 보강하여 기계적인 강도가 크며, 같은 저항의 동선보다 전선외경이 큰 장점이 있다.

ACSR 선로는 송전보다는 배전을 위한 선로로 많이 사용되고 있으며, 측정을 실시한 청계산 선로 역시 ACSR선로로 구성되어 있기 때문에 모의실험의 모델로 이용하였다. ACSR 선로는 알루미늄 코어에 6가닥의 철심으로 보강이 되어있으며 철심을 포함한 전체 반지름은 525mm 이다. 표피두께(skin depth)가 매우 작고, 파장이 반지름에 비해 매우 길기 때문에(@22 MHz) ACSR 선로를 반지름 525mm의 원통형 도체에 피복이 씌워진 선로로 보아도 무방하다. 전력선통신에 금속귀로방식을 적용할 경우 하나의 전력선은 신호 선으로 쓰이고 다른 하나는 접지선으로 사용되기 때문에 two-wire 전송선로로써 가정할 수 있다. 이 전송선로의 R, L, G, C를 식(1)에 나타내었다[6]. 저항 및 인덕턴스는 유전율과 무관하기 때문에 식(1)을 바로 적용하여 계산할 수 있으며, G, C는 유전율과 상관이 있기 때문에 유효 유전상수를 따로 계산하여 적용하여야한다

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{1}{\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} [\Omega/m], \\
 L &= \frac{\mu_0}{\pi} \cosh^{-1}(D/2a) [H/m], \\
 G &= \frac{\pi \omega \tan \delta \epsilon_{r,eff} \epsilon_0}{\cosh^{-1}(D/2a)} [S/m], \\
 C &= \frac{\pi \epsilon_{r,eff} \epsilon_0}{\cosh^{-1}(D/2a)} [F/m] \tag{1}
 \end{aligned}$$

식(1)에서 a는 도체의 반지름, D는 선로사이의 거리, $\epsilon_{r,eff}$, σ , $\tan \delta$ 는 각각 선로의 유효 유전상수, 도전율, loss tangent를 나타낸다. 식 (1)에서 계산한 R, L, G, C 값을 이용해 전송선로의 특성 임피던스 및 손실을 계산하면 식 (2)와 같다[6]

$$\alpha_{cd} = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0 \right), \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2}$$

앞에서 언급한대로 R, L 값은 코팅된 유전체의 유전율에 의존하지 않으나 G, C 값은 유전율에 의존한다. 그리고 Two-wire 전송선로에 유전체가 코팅 되어있을 경우 유효유전상수까지 감안을 해주어야 한다. 또한 유효유전상수를 계산하기 위해서는 정전용량 값을 알아야한다 그러나 그림 1에서 보는 바와 같이 이러한 구조의 정전용량을 정량적으로 계산하는 것이 쉽지 않다. 따라서 본 논문에서는 그림 2.와 같이 Conformal mapping 방법을 이용

하여 정전용량을 계산하기 쉬운 구조로 사상을 한 후 정전용량을 계산하였다[5].

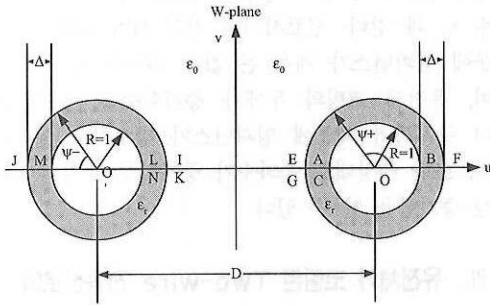


그림 1. 유전체가 코팅된 Two-wire 전송선로.
Fig 1. Dielectric coated two-wire transmission line.

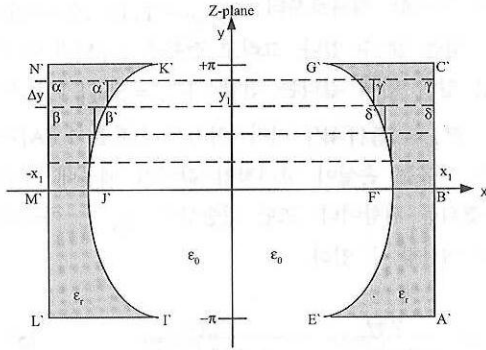


그림 2. 사상된 구조.
Fig 2. Transformed structure.

그림 1. 은 복소 도메인 w-plane 에 코팅된 two-wire 전송선로의 실제구조를 적용시킨 것을 나타내며, 그림 2. 는 복소 사상 함수(Complex conformal transformation function)를 이용해 정전용량을 계산하기 쉬운 형태로 복소 도메인 z-plane 에 사상시킨 구조를 나타낸다. 그림 2. 로부터 사상된 경계면을 Δy 의 길이로 미세하게 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. 그리고 $\alpha\alpha' = A_1(y)$, $\alpha'y_1 = A_2(y)$, $y_1\gamma' = A_3(y)$, $\gamma'\gamma = A_4(y)$, $\alpha\beta = \alpha'\beta' = \gamma'\delta' = \gamma\delta = \Delta y$ 라 놓으면 전체 정전용량을 다

음과 같이 일반화시켜 계산할 수 있다.

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

그림 3. 은 위에서 구한 수식을 이용해 유전체가 코팅된 two-wire 전송선로의 정전용량을 유전상수 ϵ_r 및 코팅된 유전체 두께를 변화시켜가며 그린 그래프이다. 그림으로부터 유전상수 값과 유전체의 두께가 증가할수록 도체와 유전체 경계면에 필드가 더 많이 집중됨으로 인해 정전용량의 값이 증가함을 알 수 있다.

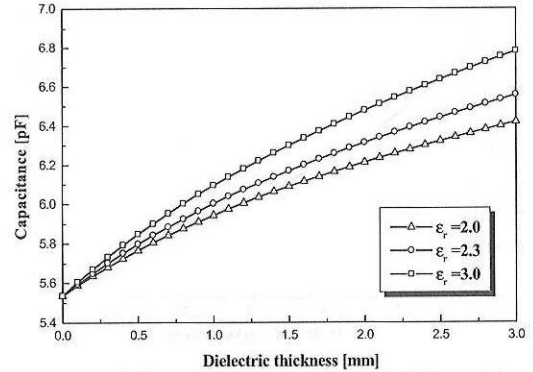


그림 3. 유전체가 코팅된 two-wire 전송선로의 정전용량.
Fig 3. Capacitance of the dielectric coated two-wire transmission line.

유효 유전상수 $\epsilon_{r, eff}$ 는 유전체가 존재할 때 정전용량 C_d , 유전체가 존재하지 않을 때 정전용량 C_a 를 이용해 다음과 같이 계산된다.

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

그림 4. 는 $\epsilon_r = 2.3$ (ACSR 선로의 피복 유전상수) 일 때 유전체 두께의 변화에 따른 유효유전상수 값을 나타낸다. 이 또한 유전체 두께가 증가할수록 유효점유비율(Effective filling fraction) 이 증가하기 때문에 값이 증가함을 알 수 있다.

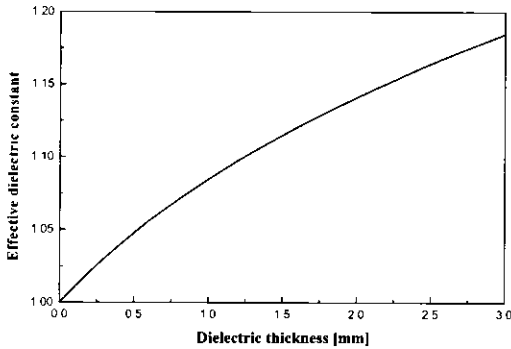


그림 4 유전체가 코팅된 two-wire 전송선로의 유효 유전 상수.

Fig 4 Effective dielectric constant of the dielectric coated two-wire transmission line

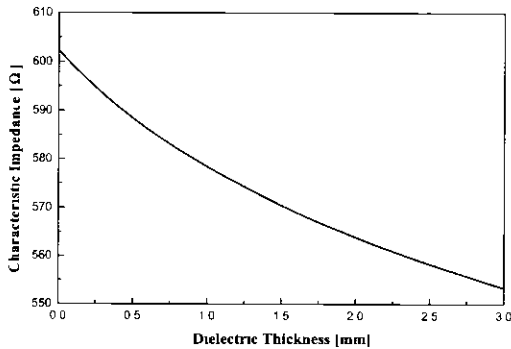


그림 5 유전체가 코팅된 two-wire 전송선로의 특성 임피던스

Fig 5. Characteristic impedance of the dielectric coated two-wire transmission line.

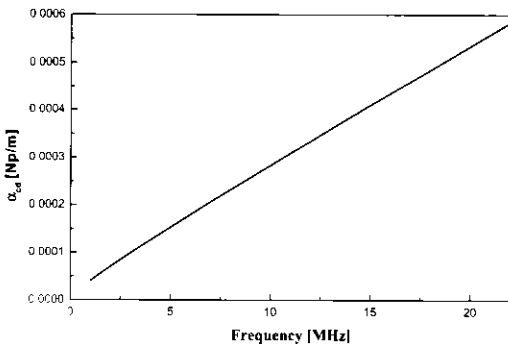


그림 6. 도체 및 유전체에 의한 감쇠상수.

Fig 6 Attenuation constant by the conductor and dielectric material.

최종적으로 현재 전력선 통신 선로의 규격인

$a=5.25\text{mm}$, $D=800\text{mm}$, $\epsilon_r=2.3$, 유전체 두께는 3mm 로 계산된 R, L, C, G 값을 이용해 전력선의 특성임피던스 및 감쇠 상수를 계산하면 그림 5. 및 그림 6. 과 같다. 선로사이의 간격 D가 매우 크기 때문에 임피던스가 매우 큰 값을 가짐을 알 수 있으며, 유전체 코팅의 두께가 증가할수록 정전용량 값이 증가하기 때문에 임피던스가 감소함을 알 수 있다. 또한 예상대로 주파수가 증가할수록 감쇠상수 또한 증가함을 알 수 있다.

III. 유전체가 코팅된 Two-wire 전송선로의 방사손실 계산

현재 전력선 통신 선로의 규격을 적용할 경우 앞에서 계산한 결과로부터 $\epsilon_{r, \text{eff}}=1.19$, $Z_0=554[\Omega]$ 임을 알 수 있다. 그리고 전류를 $1[\text{A}]$ 라 가정 하면 입력 단에 걸리는 전압 $V_m=554[\text{V}]$ 이고 $P_m=554[\text{W}]$ 이다. 여기서 전류를 $1[\text{A}]$ 라 놓은 이유는 손실이 상대적 인 값이기 때문에 계산 상 편의를 위함이다. 또한 전송상수 β_p 는 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\beta_p = \frac{2\pi f}{3 \times 10^8 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{2\pi f}{3 \times 10^8 \sqrt{1.19}} \quad (5)$$

Two-wire 전송선로는 이미지 이론으로부터 그림 7. 과 같이 완전도체 위에 한 선이 놓여있을 경우와 같다고 가정 할 수 있다.

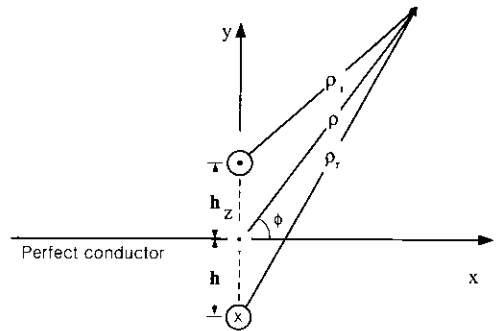


그림 7. 이미지 이론에 의한 Two-wire 전송선로 모델.
Fig 7. Two-wire transmission line model by the image theory.

그림 7. 로 부터 ρ_i, ρ_r 은 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$\rho_i = \sqrt{\rho^2 \cos(\phi)^2 + (\rho \sin(\phi) - h)^2} \quad (6)$$

$$\rho_r = \sqrt{\rho^2 \cos(\phi)^2 + (\rho \sin(\phi) + h)^2}$$

식 (5), (6) 및 그림 7. 을 이용해 \vec{E}, \vec{H} 를 계산 하면 다음과 같다[7].

$$\vec{E} = -\vec{a}_z \frac{\beta^2 I}{4\omega\epsilon} [H_0^{(2)}(\beta\rho_i) - H_0^{(2)}(\beta\rho_r)] \quad (7)$$

$$\vec{H} = -\vec{a}_\phi jI \frac{\beta}{4} [H_1^{(2)}(\beta\rho_i) - H_1^{(2)}(\beta\rho_r)] \quad (8)$$

여기서 $H_n^{(K)}$ 는 3종 쉘 함수를 나타낸다. 그리고 계산된 \vec{E}, \vec{H} 를 이용해 단위길이 당 방사된 전력을 계산하면 식 (9) 와 같다[7].

$$P_r = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \text{Re}[E_z \times H_\phi^*] \rho d\phi [W/m] \quad (9)$$

$$\text{Loss} = -20 \times \log\left(\frac{P_{in} - P_r}{P_{in}}\right) [dB/m] \quad (10)$$

$$\alpha_r = \frac{P_r}{2P_o} = \frac{P_r}{V_{in}^2/R} [Np/m] \quad (11)$$

그림 8. 은 계산된 단위길이 당 총 방사 전력을 보여준다. 주파수가 증가할수록 방사전력이 증가함을 알 수 있다. 방사손실 및 감쇠상수는 식 (10), (11) 로 부터 계산 할 수 있으며 계산된 결과를 그림 9, 10. 에 나타내었다[6]. 그림 9, 10. 으로부터 손실이 방사 전력에 비례하기 때문에 주파수가 증가할수록 방사손실 및 감쇠상수도 증가함을 알 수

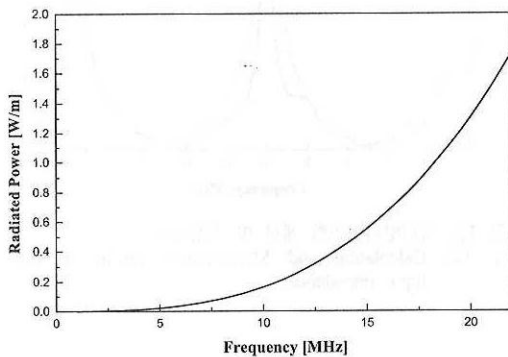


그림 8. 단위길이 당 총 방사 전력.
Fig 8. Total radiated power per unit length.

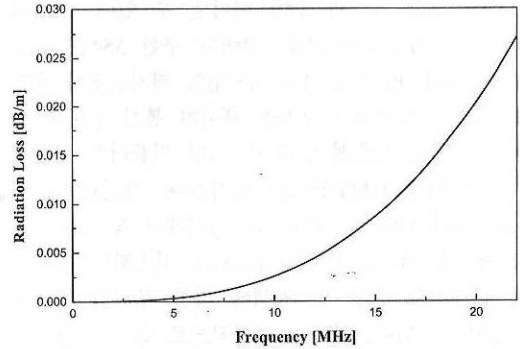


그림 9. 단위길이 당 총 방사 손실.
Fig 9. Total radiation loss per unit length.

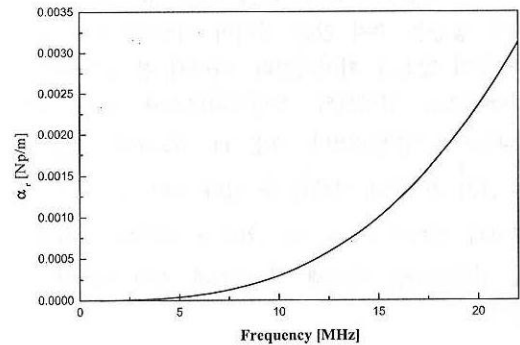


그림 10. 방사에 의한 감쇠상수.
Fig 10. Attenuation constant by the radiation.

있다. 이로부터 보통 전력선의 감쇠는 주파수가 증가할수록 급격하게 증가하는 경향을 보이는데 주로 방사손실에 기인한 결과라는 것을 예측할 수 있다.

IV. 전력선통신 시스템의 입 출력단 모델링

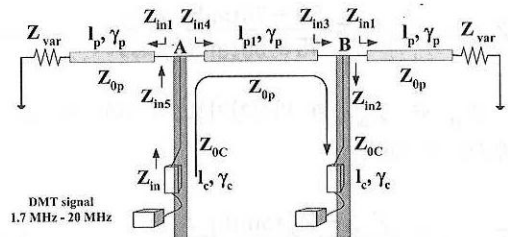


그림 11. 전력선통신 시스템의 입출력 단 모델
Fig 11. Input and output terminal model of the PLC system.

중 전압 전력선을 이용한 전력선통신 입출력 단 모델을 그림 11. 과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 전력선의 특성임피던스는 앞에서 구한 554Ω 으로 설정하였다. PLC 는 실제 중 전압 전기신호가 흐르고 있는 전력선의 일부분을 택하여 통신 선로로 사용하며 75Ω 동축선로 및 중 전압 커플러를 이용하여 전력선에 DMT신호를 인가한다. 그림11. 에서 보는 바와 같이 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. 따라서 본 논문에서는 일괄적으로 전력선의 특성임피던스와 같은 값인 554Ω으로 설정하였다. 그림 11 로 부터 Z_{m1} 은 식 (12) 와 같이 계산할 수 있다. 여기서 l_p 는 전력선의 길이이고 γ_p 는 위에서 계산된 감쇠상수 및 전송상수를 이용해 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다

$$Z_{m1} = Z_{0p} \frac{Z_{var} + Z_{0p} \tanh(\gamma_p l_p)}{Z_{0p} + Z_{var} \tanh(\gamma_p l_p)} \quad (12)$$

$$\gamma_p = \alpha_{cd} + \alpha_r + j\beta_p \quad (13)$$

Z_{m3} 를 계산하면 동축선로의 특성임피던스가 75Ω, 모델의 포트 임피던스가 50Ω 이기 때문에 식 (14) 와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{m3} = Z_{m1} // 75 \frac{50 + 75 \tanh(\gamma_c l_c)}{75 + 50 \tanh(\gamma_c l_c)} \quad (14)$$

Z_{m4} 는 Z_{m1} 과 마찬가지로 식 (15) 와 같이 계산할 수 있다.

$$Z_{m4} = Z_{0p} \frac{Z_{m3} + Z_{0p} \tanh(\gamma_p l_p)}{Z_{0p} + Z_{m3} \tanh(\gamma_p l_p)} \quad (15)$$

A지점에서 좌측을 바라보는 임피던스는 Z_{m1} 과 같으며 동축선로에서 바라본 임피던스는 식(16)과

같이 나타낼 수 있으며, 최종적으로 모델에서 바라본 입력임피던스는 식 (17) 과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{in5} = Z_{m1} // Z_{m4} \quad (16)$$

$$Z_{in} = 75 \frac{Z_{in5} + 75 \tanh(\gamma_c l_c)}{75 + Z_{in5} \tanh(\gamma_c l_c)} \quad (17)$$

VI. 계산 및 측정결과 고찰

청계산 덕장지선 C 와 D 지점 사이 502m 구간에서 Network Analyzer를 이용해 S_{11} 을 측정하고, 이로부터 입력임피던스를 추출하였다. 그림 12. 에 입력임피던스의 절대 값을 계산한 결과와 측정된 결과를 비교하여 나타내었다. 측정결과와 계산결과가 매우 유사함을 알 수 있다 여기서 전력선의 특성임피던스가 매우 커서 입력 단에서의 반사가 심하기 때문에 입력임피던스가 일정한 주기를 가지는 정재 파 형태로 나타남을 알 수 있고, 그 주기는 동축선로의 길이에 주로 의존하고, 크기는 전력선의 특성임피던스 및 손실에 의존함을 알 수 있었다. 그림 13. 은 반사손실을 나타낸다. 입력임피던스와 마찬가지로 측정결과와 계산결과가 매우 유사함을 알 수 있다.

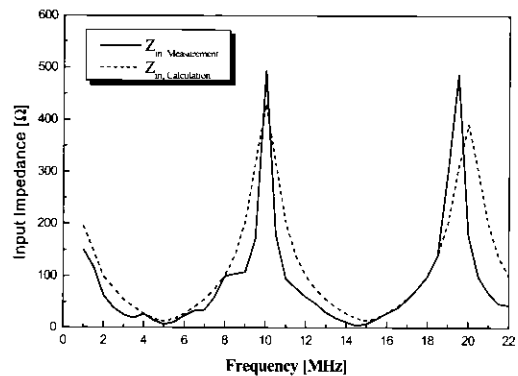


그림 12. 입력임피던스의 계산 및 측정결과
Fig 12. Calculation and Measurement results of the input impedance

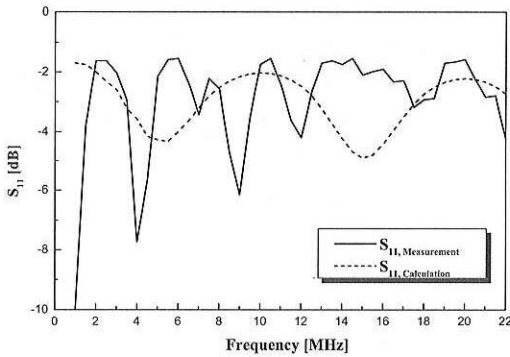


그림 13. 반사손실의 계산 및 측정결과.
Fig 13. Calculation and measurement results of return loss.

VI. 결론

본 논문에서는 중 전압 전력선을 이용한 전력선 통신 네트워크의 입력임피던스를 계산하였다. 계산 결과, 손실들 중 방사성 손실에 의한 영향이 가장 큼을 알 수 있었으며, 입력임피던스의 측정치와 계산치가 매우 유사함을 알 수 있었다. 전력선통신에 의한 EMI를 정확하게 분석하기 위해서는 전력선을 따라 진행되는 신호의 크기의 정확한 계산이 필요하다. 입출력 단에서 임피던스를 알게 되면 신호가 전력선에 얼마나 인가되는지 예측이 가능하다. 따라서 본 연구는 앞으로 전력선의 EMI 레벨 계산 및 규정에 많은 도움을 줄 수 있을 것으로 사료된다.

참고 문헌

[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 Technologz, International Conference on*, Vol 2, pp 1290-1295, Oct. 2002

[2] 김선효, 김관호, 이영철, 신철재, "전력선통신을 위한 중 전압용 전력선의 RF 채널 특성," *대한전기학회 논문지*, 제 51C권, 7호, pp 316-321, July 2002.

[3] Y. F. Chen, T. D. Chiueh, "A 100- Kbps Power-Line Modem for House-hold Applications", *VLSI Technologz, Szstems, and Applications, 1999. International Szmposium on*, pp 179-182, June 1999.

[4] R. C. Madge, G. K. Hatanaka, "Power Line Carrier Emission from Transmission Lines," *IEEE Trans. on Power Deliverz*, vol. 7, no. 4, pp 1775-1785, Oct. 1992

[5] 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 Compatabilitz*, Vol. 37, pp 94-96, Feb. 1995.

[6] David. M. Pozar, *Microwave Engineer -ing*, Addison Wesley, 1993.

[7] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.

천 동 완 (Dong-wan Chun)

정회원

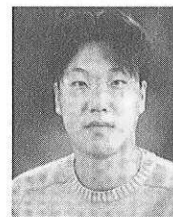


1999년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사)
2001년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사)
2001년 3월 "현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정"

<관심분야> RF/Microwave 수동소자 해석

이 진 택 (Jin-taek Lee)

정회원

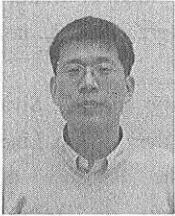


1997년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사)
2002년 8월: 아주대학교 전자공학과(공학석사)
2002년 8월 "현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정"

<관심분야> 초고주파 능동, 수동 소자

박 영 진 (Young-jin Park)

정회원



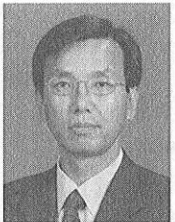
2002년 11월“현재:
한국전기연구원
전기정보망 기술 연구 그룹
근무

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



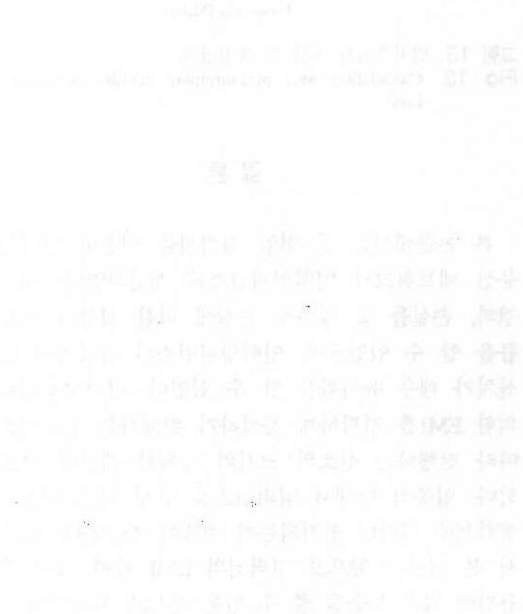
김 관 호 (Kwan-ho Kim)

정회원



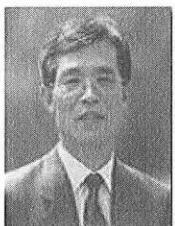
1978년: 숭전대학교
전자공학과 (공학사)
1980년: 연세대학교
전자공학과(공학석사)
1980년~1983년: 한국전력
공사
1983년“현재: 한국전기연구원
전기정보망 기술연구그룹 그룹장

<관심분야> 전파통신, 전력선통신시스템,
무선에너지 전송, UWB레이더 및 센서



신 철 재 (Chull-chai Shin)

정회원



1964년: 연세대학교
전자공학과(공학사)
1968년: 연세대학교
전자공학과(공학석사)
1983년: 연세대학교
전자공학과(공학박사)
1967년~1970년: 동양공업
전문대 조교수

1970년~1977년: 광운대학교 조교수
1986년~1987년: 미국 Florida 대학 객원교수
1977년“현재: 아주대학교 전자공학과 교수
<관심분야> 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 초고
주파 통신 부품 개발, 전파전파

