

전력선통신을 위한 고압 배전선로의 방사전계강도 계산

정희원 천 동 완*, 박 영 진**, 김 관 호**, 신 철 재*

Calculation of Radiative Electric Field Intensity of Overhead Medium-Voltage Power lines for Power Line Communication

Dong-wan Chun*, Young-jin Park**, Kwan-ho Kim**, Chull-chai Shin* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 전력선 통신을 위해 사용되는 고압 배전선로에서 통신신호 및 잡음신호에 의해 방사되는 방사전계강도를 계산하였다. 전력선 통신 네트워크의 2포트 등가모델 및 기본적인 전송선로 이론을 이용해 입력임피던스를 계산하였다. 그리고 계산된 입력임피던스를 이용해 전력선상 전류를 계산하고 최종적으로 방사전계강도를 계산하였다. 전력선의 특성임피던스가 매우커서 입력 단에서의 반사가 심하기 때문에 입력임피던스는 일정한 주기를 가지는 정재파 형태를 가진다. 계산된 전류 및 방사전계 또한 이러한 형태임을 알 수 있었다. 실제 측정된 결과 계산 치와 측정치가 매우 유사함을 알 수 있었다.

Key Words : Power line communication, Medium-voltage power line, Radiative electric field

ABSTRACT

In this paper, the radiative electric field intensity due to the communication signal and conductive noise is calculated in overhead medium voltage power lines for power line communication. The input impedance is calculated by means of 2 port equivalent model of medium voltage power line network and basic transmission line theory. And then, currents is calculated by calculated input impedance and finally, the emissive electric field is calculated. The input impedance appears like a standing wave form with a fixed cycle because high reflection at the input terminal due to the characteristic impedance of medium voltage power line is very large. A calculated current and radiative electric field also appears like this form. From the measurement results, the measured results are very similar to the calculated results.

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[1-7]. 전력선통

신은 다중반송파전송(multi-carrier)으로 인해 데이터의 고속전송이 가능하게 되었고, 현재 DMT 방식을 이용하여 상용화가 진행되고 있다. 전력선은 통신을 위해 설치된 것이 아니기 때문에, 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 상황에서 현재는 신호의 감쇠나 잡음을 극복하기 위해 전

* 아주대학교 전자공학과 초고주파통신 연구실(chun@ajou.ac.kr),
논문번호 : KICS2005-06-242, 접수일자 : 2005년 6월 14일

** 한국전기연구원 전기정보망 기술연구그룹

송 전력을 높이려 하는 추세에 있다. 그러나 전송 전력의 상승은 방사전자파의 증가를 야기하게 되고, 이로 인해 타전자와 이용설비와 기존에 사용되는 통신시스템과의 간섭문제뿐만 아니라 전자파 환경성 문제를 발생시킨다. 그러므로 전력선 통신이 기술적 안정성과 신뢰성을 가지기 위해서는 이미 규정되어 있는 사용 주파수대역에서 타전자와 이용 설비와의 전자파 환경성 문제해결이 선행되어야 한다. 이러한 취지에서 본 논문에서는 22.9 kV의 고압 배전선로에서 DMT 통신신호에 의해 발생하는 방사전계강도를 계산하여 향후 전자파 장애 규정에 도움이 되고자 한다.

전력선을 이용해 신호를 전송하는 방식으로는 전력선 하나를 신호 선으로 지면에 연결된 중성선을 접지로 이용하는 대지귀로방식 및 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 이미지의 이론에 의해 임피던스를 계산할 수 있다[8]. 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. 본 논문에서는 먼저 전력선 통신 시스템의 2 포트 등가 모델을 이용하고, 지면 유전상수 및 도전율을 고려하여 신호 입력 단에서의 입력 임피던스를 계산하였다. 다음으로 계산된 입력임피던스를 이용해 지면의 효과를 고려하여 전력선상 전류 및 방사전계를 계산하였다. 이론적 계산치의 신빙성을 확인하기 위해 경기도 의왕시 청계산에 구성된 고압 실증시험장의 두 지점을 선택하여 전력선으로부터 3 m 떨어진 지점 및 지상 1.2 m 높이에서 전신주로부터 3 m 떨어진 지점에서 각각 측정을 수행하였다.

II. 전력선 통신 시스템의 입력 임피던스

2.1 전력선 통신 시스템의 입출력 모델

그림 1 (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 모템사이는 75Ω 동축케이블로 연결된다. 전력선통신 입출력 단의 등가모델을 나타내면 그림

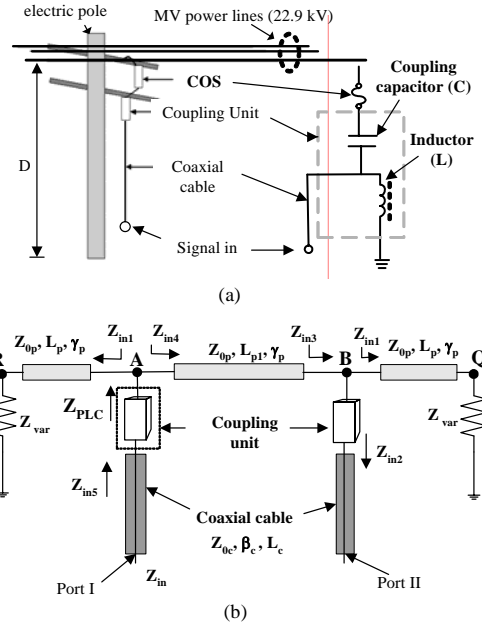


그림 1. (a) 전력선 통신 시스템의 구성도 (b) 2포트 등가모델
Fig. 1. (a) A schematic configuration of PLC system. (b) 2port equivalent model.

1. (b)와 같다. 여기서 전력선의 특성임피던스 및 전송상수 Z_{0p}, γ_p 는 R. W. P. King [10]에 의해 제안된 수식 및 참고문헌[9]을 이용하여 계산하였다. PLC는 실제 고압 전기신호가 흐르고 있는 전력선의 일부분을 택하여 통신 선로로 사용하며 75Ω 동축 선로 및 고압 커패시터를 이용하여 전력선에 통신 신호를 인가한다. 그림 1. (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(1.7 MHz~21 MHz)에서 통신 신호의 파장보다 훨씬 길기 때문에 전력선 자체를 long wire traveling wave 안테나로써 가정할 수 있다. 따라서 Z_{var} 값은 전력선의 특성임피던스와 같은 값으로 주어질 수 있다[11]. 그림 1. (b)의 2 포트 모델 상의 Z_{in1} 은 전송선로 이론에 의해 다음과 같이 계산된다[12].

$$Z_{in1} = Z_{0p} \frac{Z_{var} + Z_{0p} \tanh(\gamma_p L_p)}{Z_{0p} + Z_{var} \tanh(\gamma_p L_p)} \quad [\Omega] \quad (1)$$

또한 동축 선로의 특성임피던스, 전송상수 및 길이를 Z_{0c} , $\beta_c = \omega \sqrt{\epsilon_{rc} \epsilon_0 \mu_0}$, L_c 라 정하고 Z_{in2} 를 계산하면 다음과 같다. 식에서 50은 모델의 포트 임피던스를 나타낸다.

$$Z_{in2} = Z_{0c} \frac{50 + jZ_{0c} \tan(\beta_c L_c)}{Z_{0c} + j50 \tan(\beta_c L_c)} \quad [\Omega] \quad (2)$$

다음으로 Z_{in3} 를 계산하기 위한 고압 커플러를 포함한 등가모델을 표시하면 그림 2. (a)와 같다. 그림으로부터 Z_{in3} 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in3} = Z_{in1} \parallel \left(\frac{Z_{in2}(1 - \omega^2 LC) + j\omega L}{-\omega^2 LC + jZ_{in2} \omega C} \right) \quad [\Omega] \quad (3)$$

여기서 L, C는 그림 1. (a)에서 고압 커플러의 드레인 코일 인덕턴스 및 고압 커패시터 정전용량을 나타낸다. 또한 L은 약 1 mH, C는 1.2 nF~3 nF의 값을 가진다. 다음으로 Z_{in4} 및 Z_{PLC} 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in4} = Z_{0p} \frac{Z_{in3} + Z_{0p} \tanh(\gamma_p L_p)}{Z_{0p} + Z_{in3} \tanh(\gamma_p L_p)} \quad [\Omega] \quad (4)$$

$$Z_{PLC} = Z_{in1} \parallel Z_{in4} = \frac{Z_{in1} \cdot Z_{in4}}{Z_{in1} + Z_{in4}} \quad [\Omega] \quad (5)$$

마찬가지로 Z_{in5} 를 계산하기 위한 고압 커플러를 포함한 등가모델을 표시하면 그림 2. (b)와 같다. 그림으로부터 Z_{in5} 를 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{in5} = \frac{j\omega L(j\omega CZ_{PLC} + 1)}{1 - \omega^2 LC + j\omega CZ_{PLC}} \quad [\Omega] \quad (6)$$

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

$$Z_{in} = Z_{0c} \frac{Z_{in5} + jZ_{0c} \tan(\beta_c L_c)}{Z_{0c} + jZ_{in5} \tan(\beta_c L_c)} \quad [\Omega] \quad (7)$$

전력선의 특성임피던스 및 전송상수는 전력선의 높이가 13m, ACSR 선로의 반지름이 4.85 mm, 피복에 사용되는 XL 폴리에틸렌의 두께가 및 유전상수가 3 mm, 2.3, 지면 유전상수 $\epsilon_{rg} = 10$, 지면도전율을 각각 $\sigma_g = 10, 10^{-1}, 10^{-2}$ S/m로 설정하

고 계산하였다[8, 9]. 그림 3은 계산된 감쇄상수를 나타낸다. 주파수가 증가하고 지면도전율이 감소할수록 감쇄가 증가함을 알 수 있다. 그림 4는 계산된 특성임피던스의 실수부분을 나타낸다. 예상대로 도전율이 감소할수록 지면상에 존재하는 저항성분이 증가하기 때문에 특성임피던스 또한 증가함을 알 수 있다. 또한 도전율이 증가할수록 거의 모든 주파수 대역에서 지면이 완전전도체(PEC)라는 가정하에 계산한 결과인 507 Ω 으로 수렴함을 알 수 있다. 실제 전력선 통신 시험장에서 사용되는 동축 케이블의 특성임피던스 $Z_{0c} = 75 \Omega$ 이고 유전상수 $\epsilon_{rc} = 1.5$ 이며 길이 $L_c = 12.7 m$ 이다. 그리고 전력선의 길이 L_p 은 측정 지점마다 다르기 때문에 일단 그림 12로부터 DE 구간 사이에서 통신이 이루어진다고 가정하고 984m 로 정하였다.

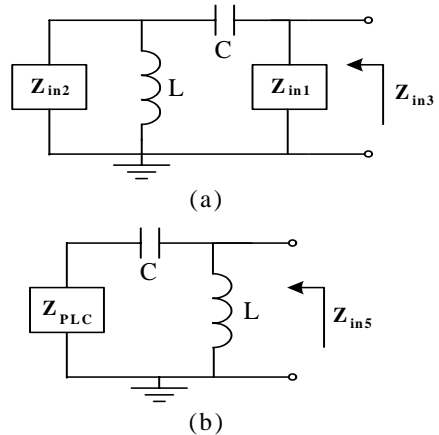


그림 2. (a) Z_{in3} 계산을 위한 등가회로 (b) Z_{in5} 계산을 위한 등가회로

Fig. 2. (a) Equivalent circuit for Z_{in3} calculation, (b) Equivalent circuit for Z_{in5} calculation.

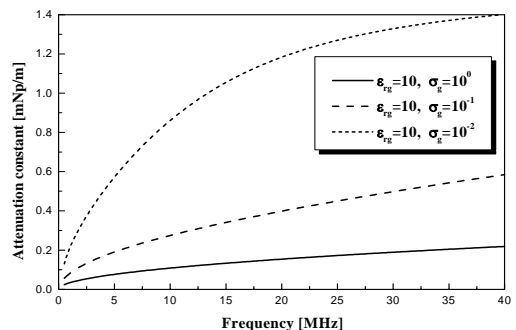


그림 3. $\epsilon_{rg} = 10$ 일 때 지면도전율의 변화에 따른 감쇄상수
Fig. 3. Attenuation constant by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg} = 10$.

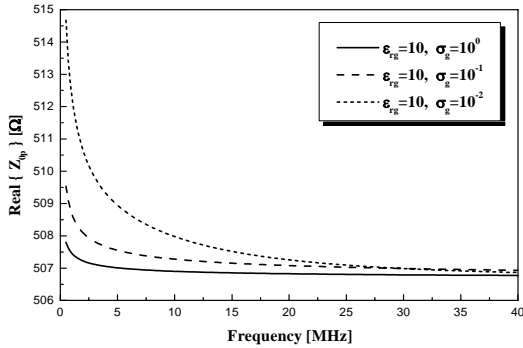


그림 4. $\epsilon_{rg}=10$ 일 때 지면 도전율의 변화에 따른 특성 임피던스.
 Fig. 4. Characteristic impedance by change of ground conductivity when $\epsilon_{rg}=10$.

또한 L_b 는 전력선이 연속적으로 존재하는 부분이기 때문에 따로 정의를 할 수 없다. 따라서 적당한 수치인 1000 m로 정하였다. 또한 계산결과 L_b 는 임피던스에 거의 영향을 주지 않음을 확인하였다. 그림 5는 $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1}$ [S/m] 일 때 계산된 Z_{in} 을 나타낸다. 동축케이블과 전력선 사이의 임피던스 부정합 때문에 극점이 주기적으로 생김을 알 수 있으며 극점에서의 임피던스는 전력선의 특성임피던스의 절반에 해당함을 알 수 있다. 이는 그림 1. (b) Z_{PLC} 가 A 지점에서 계산된 입력임피던스이기 때문에 좌, 우측 전력선의 병렬조합에 의해 전력선의 특성임피던스의 절반에 해당하는 값을 갖기 때문이다. 또한 극점의 주기는 동축케이블의 길이에 의존하는데, 그림 6은 동축케이블의 길이 변화에 따른 입력임피던스의 변화를 보여준다. 예상대로 동축케이블의 길이가 증가할수록 주기가 짧아짐을 알 수 있다.

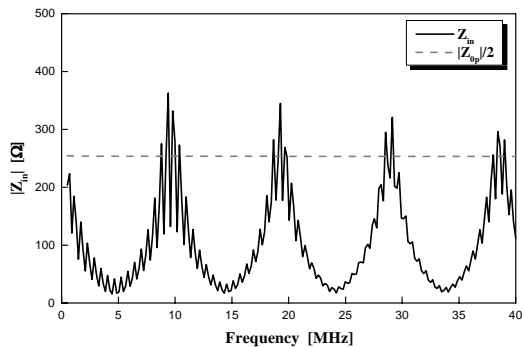


그림 5. $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1}$ [S/m] 일 때 Z_{in}
 Fig. 5. Z_{in} when $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1}$ [S/m].

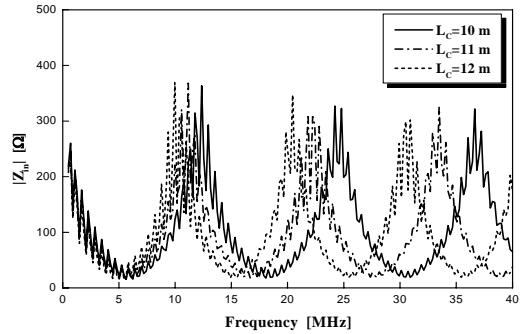


그림 6. $\epsilon_{rg}=10, \sigma_g=10^{-1}$ [S/m] 일 때 L_c 의 변화에 따른 Z_{in}
 Fig. 6. Z_{in} by varying L_c with $\epsilon_{rg}=10$ and $\sigma_g=10^{-1}$ [S/m].

III. 전력선상 전류

전력선에 흐르는 전류는 두 가지로 생각할 수 있다. 주파수대역으로 할당된 9 kHz~30 MHz 사이에 존재하는 전도성잡음(Conductive noise)에 의한 전류 및 통신을 위해 인가되는 DMT신호에 의해 발생하는 전류가 있다. 따라서 전력선 상에 존재하는 전류는 전도성 잡음에 의한 전류 및 DMT 신호에 의한 전류의 합으로 나타낼 수 있다. 전력이 발전소로부터 최종 수용가에 전달되는 과정에서 전력선에 접속하는 부하들의 변동에 따른 임피던스의 정합이 이루어지지 않기 때문에 필연적으로 신호의 반사와 왜곡이 발생하게 된다. 그리고 부하들에 의해 발생하는 전기적 신호가 전력선으로 유입되는 경우, 이 신호들은 잡음으로 작용하게 된다. 전력선상에 존재하는 전도성잡음은 환경의 영향으로 발생하는 배경잡음, 낙뢰나 순간적인 개폐에 의한 충격잡음, 기기 내의 안정회로의 영향으로 전력주파수 60 Hz에 동기되어 발생하는 동기잡음, 과도현상에 의한 써지 유입 시 발생하는 100 MHz의 과도 시 잡음(transient noise), 안테나로 동작하여 타전자기파를 흡수하여 좁은 주파수 대역에 걸쳐 발생하는 협대역잡음 등으로 정의할 수 있다. 전력선 잡음은 전력선 배전망의 결선보다는 부하 저항에 의해 많이 발생하며 위의 잡음이 중첩된 형태로 나타난다. 그림 7은 전력선에서 측정된 전도성 잡음을 나타낸 그림이다. 고압 전력선은 주로 야외에 노출되어 있기 때문에 주위의 전자파들의 영향으로 5 MHz~20 MHz 사이에서 협대역 잡음이 많이 발생하는 것을 알 수 있으며, 주파수가 증가할수록 잡음의 크기가 서서히 줄어들어 20 MHz 이상에서는 거의 일정한 수준을

유지하는 것을 알 수 있다. 신호 대 잡음 비는 신호 전력과 잡음전력의 비로 나타내며, 전력선통신을 위한 최소한의 신호대 잡음비로 10 dB를 제시하고 있다. 측정된 고압 배전선로에서 전도성잡음은 -69 dBm 의 평균값을 나타내며, 최악의 경우 -50 dBm 정도를 나타낸다. 따라서 고압 전력선을 이용하여 통신이 가능하려면 최소한 -59 dBm 이상의 신호전력이 입력되어야 하며, 그 이상의 전력의 입사신호를 입력하게 되면 양호한 SNR 을 확보할 수 있으나, 전력선으로부터 방사되는 전자파의 양이 증가하게 되므로 입사신호의 전력과 방사되는 전계의 크기 사이에 교환관계가 형성된다.

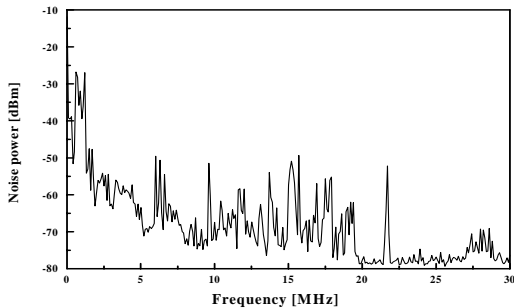


그림 7. 측정된 전도성 잡음
Fig. 7. Measured conductive noise.

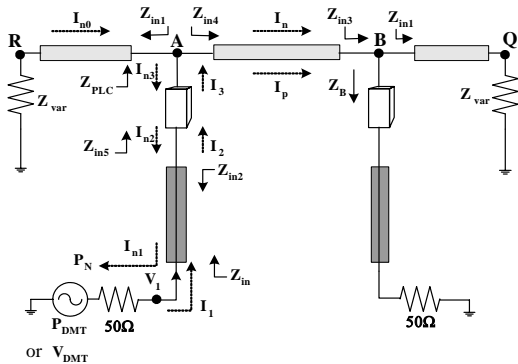


그림 8. 전력선 상 전류 계산을 위한 모델
Fig. 8. A model for calculation of current on power line.

그림 8은 그림 1. (b)의 전력선 통신 모델을 전류를 계산하기위해 다시 그린 것이다. 포트임피던스가 50 Ω인 전력선 모델로부터 P_{DMT} [W]의 전력을 갖는 통신신호를 입력하였을 때 그림으로부터 V_1 은 다음과 같이 계산된다.

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_{in}} = \frac{\sqrt{2 \cdot 50 \cdot P_{DMT}}}{50 + Z_{in}} \quad [A] \quad (8)$$

마찬가지로 I_2 는 다음과 같이 계산된다.

$$I_2 = I_1 \frac{Z_{in2}}{Z_{in5} + Z_{in2}} \quad [A] \quad (9)$$

고압 커플러의 영향을 고려하여 I_3 를 계산하면 다음과 같고 ωL 이 매우 큰 값이므로 I_2 와 거의 같은 값을 갖는다.

$$I_3 = I_2 \frac{j\omega L}{Z_{PLC} + j(\omega L - 1/\omega C)} \approx I_2 \quad [A] \quad (10)$$

따라서 그림으로부터 수신 측 모델 방향으로 흐르는 전력선상 전류 I_b 는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$I_b = I_3 \frac{Z_{in1}}{Z_{in1} + Z_{in4}} \approx \frac{\sqrt{100P_{DMT}}}{50 + Z_{in}} \frac{Z_{in1}Z_{in2}}{(Z_{in1} + Z_{in2})(Z_{in1} + Z_{in4})} \quad [A] \quad (11)$$

그림 8에서와 같이 측정된 전도성 잡음 전력을 P_N 이라 할 때 각 부분에서의 전도성 전류 I_{n1}, I_{n2}, I_{n3} 는 위에서와 마찬가지로 계산할 수 있으며, I_{n3} 를 계산하면 다음과 같다.

$$I_{n3} \approx \frac{\sqrt{100P_N}}{50 + Z_{in}} \frac{Z_{in5}}{(Z_{in5} + Z_{in2})} \quad [A] \quad (12)$$

또한 I_{n3} 는 I_{n0} 와 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$I_{n3} = I_{n0} \frac{Z_{in4}}{Z_{in4} + Z_B} \quad [A] \quad (13)$$

여기서 Z_B 는 다음과 같다.

$$Z_B = \frac{Z_{in2}(1 - \omega^2 LC) + j\omega L}{-\omega^2 LC + jZ_{in2}\omega C} \quad [\Omega] \quad (14)$$

따라서 I_n 은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$I_n = I_{n0} - I_{n3} = I_{n3} \left(1 + \frac{Z_B}{Z_{in4}}\right) - I_{n3} = I_{n3} \frac{Z_B}{Z_{in4}} \quad [A] \quad (15)$$

따라서 전체 전력선 전류 I_t 를 감쇄 및 위상 상수를 고려하여 나타내면 다음과 같다.

$$I_t = (I_p + I_n) e^{-\alpha_p + j\beta_p} z \quad (16)$$

모뎀신호의 주파수 대역은 1.7 MHz~21 MHz 이며 전체 톤수는 256 개이나 금지대역으로 제외된 68 개의 톤을 빼면 총 188 톤이 사용된다. 그리고 신호의 총 전력은 측정당시 50 mW, 즉 17 dBm 이며, 톤당 전력은 약 -5.75 dBm 이다. 이로부터 입력전력 P_{DMT} 가 주파수 대역에서 일정하다 가정하고 전류를 계산하였다. 그림 9는 거리 z 가 0 일 때 P_{DMT} 의 전력레벨에 따라서 계산된 전력선상 전류를 나타낸다. 예상대로 입력임피던스와 반비례해서 나타남을 알 수 있으며, 따라서 임피던스 정합이 이루어진다면 주파수 대역에서 전류가 일정한 분포를 갖고 높은 레벨을 유지할 수 있을 것이다. 그림 10은 그림 12의 고압실증 시험장에서 CD 구간사이의 중간지점, 즉 $z=359$ m에서 P_{DMT} 의 전력레벨에 따라서 계산된 전력선상 전류를 나타낸다. 전력선상의 감쇄로 인해 전류 레벨이 많이 감쇄되었음을 알 수 있다. 이로부터 고압 실증 시험장에서 실제

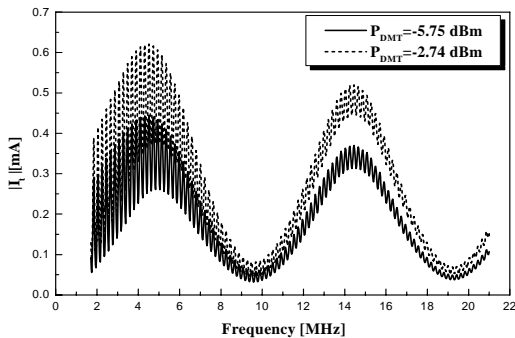


그림 9. 입력전력레벨에 따른 $z=0$ 지점에서의 전력선상 전류
Fig. 9. Current on power line at $z=0$ region by varying incident power level.

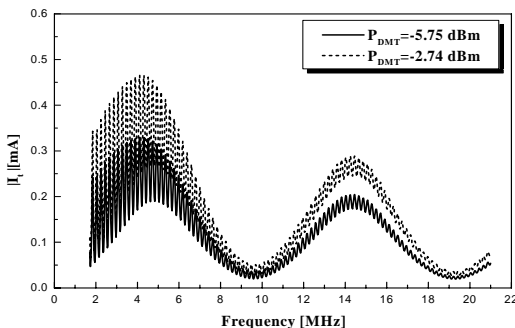


그림 10. 입력전력레벨에 따른 $z=359$ m 에서의 전력선상 전류
Fig. 10. Current on power line at $z=359$ m region by varying incident power level.

측정을 하였을 때 C 지점에서 전력선에서 방사된 전계강도보다 CD 중간 지점에서의 전계강도가 더 작을 것이라는 것을 예측할 수 있다.

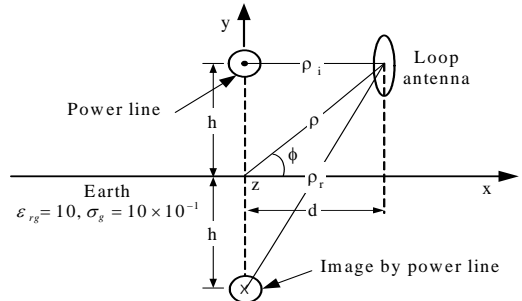


그림 11. 지상 전력선의 무한 단일선로 모델
Fig. 11. Infinite single wire model of power line over the ground plane.

IV. 전력선의 방사전계강도

대지귀로 방식에서 이미지 이론으로부터 대기 위의 전력선을 그림 11과 같이 나타낼 수 있다. 그림으로부터 d 는 전력선으로부터 측정지점까지의 x 축상 거리, ρ_i 는 전력선으로부터 측정지점까지의 거리, ρ_r 은 이미지 소스로부터 측정지점까지의 거리, ϕ 는 원점과 측정지점과 이루는 각이다. 그림과 같이 접지면의 영향을 y 축 상 $-h$ 위치에 존재하는 극성이 반대인 라인 소스로 간주 할 수 있다. 따라서 그림으로부터 ρ_i, ρ_r 은 다음과 같이 계산된다.

$$\rho_i = \sqrt{\rho^2 \cos^2(\phi) + (\rho \sin(\phi) - h)^2} \quad [m] \quad (17)$$

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

실제 지면은 PEC가 아니기 때문에 불완전한 접지면에 의한 Reflection Factor를 고려해 주어야 한다. 지면 유전상수 ϵ_{rg} , 지면 도전을 σ_g 가 주어졌을 때 Reflection Factor는 다음과 같이 주어진다 [11].

$$R = \frac{\sqrt{\epsilon_{rg} - jx} - 1}{\sqrt{\epsilon_{rg} - jx} + 1}, \quad x = \frac{\sigma_g}{\omega \epsilon_0} \quad (18)$$

또한 전력선으로부터 ρ 만큼 떨어진 지점에서의 전계 및 자계강도 \vec{E}, \vec{H} 는 전력선 및 이미지 소스에 의한 각각의 성분의 합으로 나타낼 수 있다. 즉 식 (17), (18) 및 그림 11을 이용해 이를 계산하면 다음과 같다[11].

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \vec{E}_i + \vec{E}_r \\ &= -\vec{a}_z \frac{\beta_p^2 I_t}{4\omega\epsilon} [H_0^{(2)}(\beta_p \rho_i) - RH_0^{(2)}(\beta_p \rho_r)] \\ \vec{H} &= \vec{H}_i + \vec{H}_r \\ &= -\vec{a}_\phi j I_t \frac{\beta_p}{4} [H_1^{(2)}(\beta_p \rho_i) - RH_1^{(2)}(\beta_p \rho_r)] \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 β_p 는 전력선의 위상상수를 나타내고, I_t 는 전력선상 전류를 나타내며, $H_n^{(K)}$ 는 3종 Bessel 함수를 나타낸다.

V. 측정 및 고찰

그림 12는 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. 그림 13

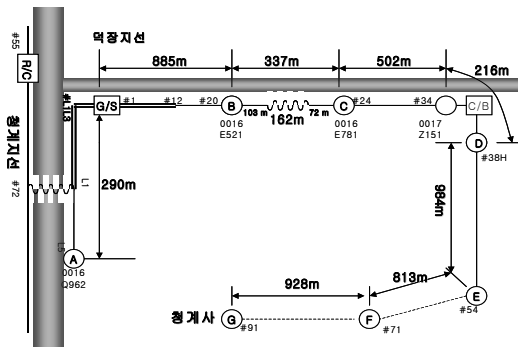


그림 12. 시험장 구성도
Fig. 12. Composition of test field.

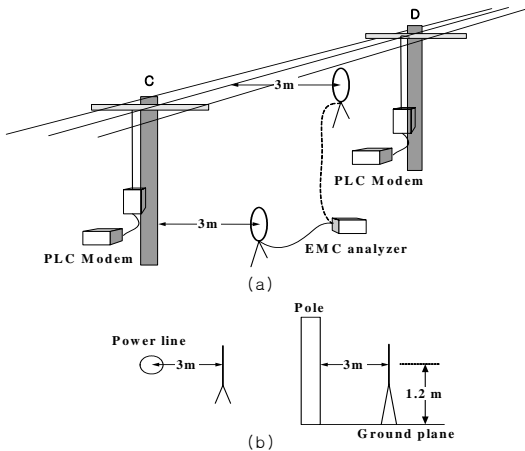


그림 13. 3m 법 측정 구성도
Fig. 13. Measurement composition of 3 meter method.

표 1. 측정을 위한 장비
Table 1. Instrument for measurement.

측정 장비
EMC Analyzer (HP E7402 : 9kHz~30MHz)
Loop antenna (EMCO 6502; 10kHz~30MHz)
저 손실 케이블

(a)는 3m 법 측정 구성 도를 나타낸다. 즉 CD 구간 사이에서 통신이 이루어지고 있을 때 EMC analyzer 및 루프 안테나를 이용해 방사전계강도를 통신 주파수 대역인 1.7 MHz~21 MHz에서 측정한다. 또한 측정치는 일정 시간 동안 최대 값을 택하는 max hold 기능을 사용하였다. 그림 13 (b)는 전력선으로부터 3 m 떨어진 지점 및 지상 1.2 m 높이에서 전신주로부터 3 m 떨어진 지점에서 측정하는 방법을 세부적으로 나타낸 것이다. 방사전계 측정을 위해 사용된 장비는 표 1과 같다.

그림 13 (a)와 같이 각각의 측정 지점별로 EMC analyzer에 루프 안테나를 연결하여 측정하였다. 또한 EMC analyzer로부터 측정되는 값은 전위 값 (dB μ V)이기 때문에 이를 루프안테나의 제조사인 EMCO 에서 제공하는 Antenna factor를 이용하여 보정하여 전계강도의 단위인 dB μ V/m로 측정값을 수정하였다. 즉 Antenna factor 는 루프 안테나에 여기 된 전계강도와 측정된 전압으로부터 다음과 같이 계산된 값이다.

$$AF = \frac{E_{incident}}{V_{received}} \quad [1/m] \quad (20)$$

따라서 EMC Analyzer와 루프 안테나 사이에 연결된 케이블 손실 L_{cable} 을 감안하여 전력선으로부터 방사된 전계강도는 EMC Analyzer의 출력 전압 V_{EMC} 로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$E [dB\mu V/m] = V_{EMC} [dB\mu V] + AF [dB/m] + L_{cable} [dB] \quad (21)$$

여기서 케이블 손실 L_{cable} 은 일반적으로 사용되는 동축케이블의 손실이 2dB/100m이기 때문에, 선로 자체의 손실은 전신주 높이 13 m를 감안하여 약 0.26 dB이고, 선로 중간에 연결된 세 개의 커넥터 손실이 약 1.5 dB이기 때문에 1.76dB로 설정하였다. 그림 14는 C 지점에서 전력선으로부터 3m 떨어진 지점, 즉, 좌표계상으로 $z=0m, y=13m, x=3m$

지점에서 통신 대역인 1.7 MHz~21 MHz 까지 측정 한 결과 및 제 4 장에서 계산한 결과를 비교한 것이다. 이때 계산된 방사전계에는 Ambient 상태의 주 위 환경에 의한 불요전계들의 영향이 고려되지 않았기 때문에 두 결과를 비교하기 위해서는 모델 동작 시 측정된 전계강도로부터 Ambient 상태에서 측정된 전계강도를 제거해 주어야 한다. 즉 그림 14에 나타난 측정된 전계강도는 Ambient 상태의 전계강도를 제거시킨 것이다. 측정을 max hold 상태로 하였기 때문에 순간적으로 발생하는 협대역 잡음들이 기록되어 전 주파수 구간에 걸쳐 나타남을 알 수 있다. 이러한 잡음성분들을 제외하면 측정된 전계강도도 계산결과와 마찬가지로 전체적인 패턴이 비슷함을 알 수 있다. 그림 15는 CD 중간지점에서 전력선으로부터 3m 떨어진 지점, 즉, 좌표계상으로 약 $z=359m, y=13m, x=3m$ 지점에서 측정한 결과 및 계산한 결과를 비교한 것이다. C 지점에서의 경우와 마찬가지로 협대역 잡음에 의해 약간의 레벨 차이가 나는 부분이 존재하나 전체적으로 계산치와 측정치기 비슷한 경향을 보임을 알 수 있다. 또한 전력선의 감쇄에 의해서 전체적으로 전계강도가 C 지점보다 약 12 dB 정도 감소했음을 알 수 있다. 그림 16은 C 지점에서 전신주로부터 3m 떨어진 지점, 즉, 좌표계상으로 $z=0m, y=1.2m, x=3m$ 지점에서 측정한 계산한 결과를 비교한 것이다. 이 경우는 전력선으로부터 측정지점까지의 실제거리가 약 12.2m 정도로 멀기 때문에 전력선으로부터 3m 떨어진 지점에서 측정한 값보다 10MHz 이하의 대역에서는 약 10dB, 그 이상의 대역에서는 약 5dB 정도 감소하였음을 알 수 있다. 그림 17은 CD 중간지점에서 전신주로부터 3m 떨어진 지점, 즉, 좌표계상으로 약 $z=359m, y=1.2m, x=3m$ 지점에서

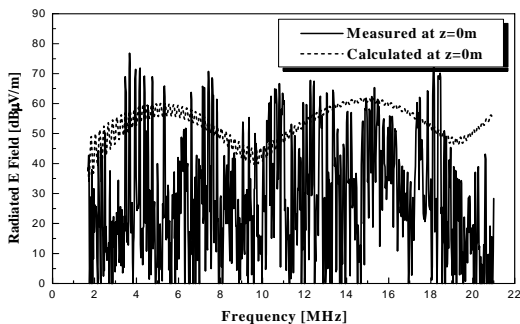


그림 14. C지점($z=0, y=13m$)에서 방사전계 측정 및 계산치
Fig. 14. Measured and calculated value of radiated electric field at point C ($z=0m, y=13m$).

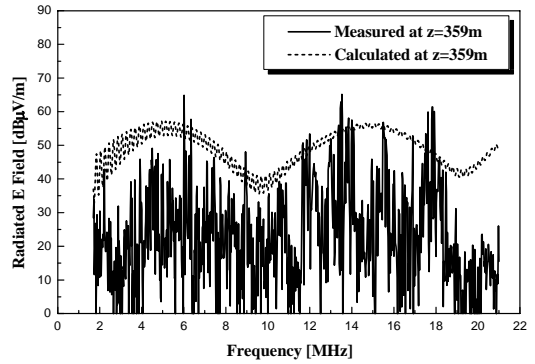


그림 15. CD 중간지점 ($z=359m, y=13m$) 에서 방사전계 측정 및 계산치
Fig. 15. Measured and calculated value of radiated electric field at center point between C and D ($z=359m, y=13m$).

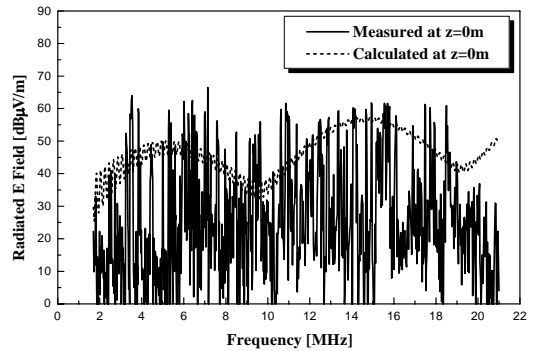


그림 16. C 지점 ($z=0m, y=1.2m$)에서 방사전계 측정치 및 계산치
Fig. 16. Measured and calculated value of radiated electric field at point C ($z=0m, y=1.2m$).

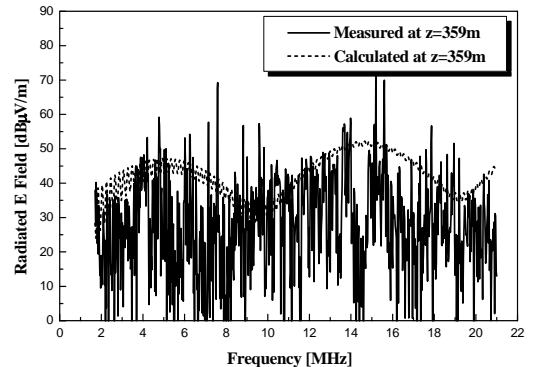


그림 17. CD 중간지점 ($z=359m, y=1.2m$) 에서 방사전계 측정치 및 계산치
Fig. 17. Measured and calculated value of radiated electric field at center point between C and D ($z=359m, y=1.2m$).

측정 및 계산한 결과를 비교한 것이다. 마찬가지로 감쇄에 의해 C 지점보다 레벨이 약 12dB 정도 감소하였고 두 결과의 경향이 비슷함을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 전력선 통신에 사용되는 고압 전력선의 방사전계를 계산 및 측정하였다. 통신이 이루어지는 구간을 2 포트 등가모델을 이용하여 모델링 하였으며, 이를 이용해 각 지점에서의 임피던스를 계산하여 전류 및 방사전계를 계산하였다. 방사전계를 실제로 측정한 결과 외부 환경적 요인에 의한 전계성분 및 협대역 잡음성분을 제외하면 계산결과와 비교하여 전체적인 패턴이 매우 유사함을 알 수 있다. 이러한 결과들로부터 계산에 의한 방사전계의 예측이 가능하기 때문에 향후 전력선통신의 전사파장해 규정에 많은 도움이 될 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] 고압 배전선로를 이용한 고속 전력선 통신망 개발, 산업자원부, Mar. 2005.

[2] M. Gotz, M. Rapp and K. Dostert, "Power line channel characteristics and their effect on communication system design", *IEEE Communication Magazine*, vol. 42, no. 4, pp. 78-86, Apr. 2004.

[3] N. Pavlidou, A. Han Vinck, J. Yzadani and B. Honary, "Power line communications : state of the art and future trends", *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 4, pp. 34-40, Apr. 2003.

[4] M. Gebhardt, F. Weinmann and K. Dostert, "Physical and regulatory constraints for communication over the power supply grid", *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 5, pp. 84-90, May, 2003.

[5] G. Jee, C. Edison, R. D. Rao and Y. Cern, "Demonstration of the technical viability of PLC systems on medium and low voltage lines in the united states", *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 5, pp. 108-112, May, 2003.

[6] T. Banwell, S. Galli, "A novel approach to the modeling of the indoor power line channel part I: Circuit analysis and companion model", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 655-663, Apr. 2005.

[7] T. Banwell, S. Galli, "A novel approach to

the modeling of the indoor power line channel part II: Transfer function and its properties", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 20, no. 3, pp. 655-663, July 2005.

[8] 천동완, 이진택, 박영진, 김관호, 신철재, "전력선 통신 시스템의 입력임피던스 계산", *한국통신학회논문지*, 제29권, 9A호, pp. 983-990, Sep. 2004.

[9] 천동완, 박영진, 김관호, 신철재, "전력선 통신을 위한 고압 배전선로의 임피던스 특성", *대한전자공학학회논문지*, 제42권, 11호, pp. 787-798, Nov. 2005.

[10] 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.

[11] Constanetine A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.

[12] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley 1993.

천 동 완 (Dong-wan Chun)

정회원



1999년 2월 아주대학교 전자공학과(공학사)

2001년 2월 아주대학교 전자공학과(공학석사)

2001년 3월~현재 아주대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> PLC, 초고주파 소자

설계 및 해석

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 송전대학교 전자공학과
졸업

1980년 연세대학교 전자공학과
석사

1980년~1983년 한국전력공사
1983년~현재 한국전기연구원 전
기정보망기술연구그룹 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 동양공업전문대

조교수

1970년~1977년 광운대학교 조교수

1986년~1987년 미국 Florida 대학 객원교수

1977년~현재 아주대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 초고주
파 통신 부품 개발, 전파전파