□ 講 演 □

송전선로의 코로나에 의한 전파잡음 통계적 예측 모델

趙 淵 玉
(韓國電氣研究所 室長)

■ 차 례 ■

1 서 론

코로나 방전은 도체표면의 전계강도가 공기의 절연강도를 초과할 때 송전계통의 선로의 도체표면 근처에서 발생한다. 도체표면 부근에서의 공기의 절연파괴는 빛, 소음, 전파잡음, 도체진동, 오존등을 발생시키며 전력손실을 야기한다. 이들 전력손실 및 전파잡음등의 현상들 때문에 코로나는 반 세기 이상 전력회사들의 관심사가 되어왔다.

전파잡음(Radio Noise, RN)은 전파 주파수대(3kHz에서 3,000MHz)내에서의 전파의 송전채널 또는 기기등에 바람직하지 않은 영향을 주는 불필요한 교란파를 말한다. 코로나 방전은 근본적으로 도체 부근에서의 교번하는 전류의 흐름이며, 이는 도체에 전류 및 전압 펄스를 발생시킨다. 이들 펄스들은 파두장, 파미장, 반복률로 특성지워지며 파두장, 파미장은 수 백분의 일 μs, 반복률은 MHz에 이를 수도 있다. 결과적으로 이들 펄스들의 주파수 스펙트럼은 전파 주파수 대역의 상당한 부분에 걸쳐 분포할 수 있다. 그러므로, 코로나 방전에 의한 전계는 상당한 부분의 주파수 대에서 송전채널 또는 기기의 운전에 바람직하지 않은 교란을 야기할 수 있다. 즉, 송전선로의 도체주변의 코로나는 전파잡음의 근원이 될 수 있다.

송전선로의 코로나에 의한 전파잡음은 편의상 라디오 장애(Radio Interference, RI)와 텔레비젼 장애(Television Interference, TVI)로 분류된다. RI는 AM 방송대역, TVI는 FM 및 TV 방송대역내에서의 전파잡음을 말한다.

RI 분석 방법은 해석적 방법과 비교적 방법들이 있다. 해석적 방법은 코로나에 의한 전류를 발생함수라고 하는 특성치에 연관시켜 선로 주변에서의 RI를 예측하는 방법이다. 발생함수는 표면상태를 미리 아는 여러가지 형태의 짧은 도체를 시험 케이지 내에서 시험하여 구해진 측정치들로부터 구해진다.

비교적 방법은, RI 발생(코로나 발생) 및 전송(코로나 전류의 송전선로에로의 전번)의 복합적인 효과를 포함하는 잘 정의된 RI 강도가 기준치로 사용되며, RI 강도는 RI 기준치와 전계강도, 도체반경, 복도체의 수, 측정위치, 주파수, 기상상태에 대한 보정항들의 합으로 나타낸다.

*註: 本 稿는 1986년 4월 22일 崇田大學校에서 開催된 1986년도 科學의 달 記念 講演會에서 發表한 內容을 收錄한 것이다.

TVI의 분석 방법은 오랫동안 연구되어 왔으나 아직 잘 개발되어 있지 않다. 현재 개발된 방법은 두 가지가 있는 데 비교적 방법들이다. 즉 측정을 통해서 미리 TVI를 아는 기준선로의 TVI로부터 선로의 TVI를 예측하는 방법이다.

그러나, 이들 RI 및 TVI 분석법들은 선로에 따른 측정치 사이에서의 차이점 및 시간에 따른 잡음치의 커다란 변화를 충분히 설명해주지 못하고 있다. 이들 문제점들은 코로나가 크기 및 반복률 등에서 확률적 특성을 가지기 때문이며, 보다 정확한 전파잡음의 분석은 확률적 방법에 근거를 두어야 합당하다.

그러므로, 본고에서는 송전계통의 선로도체 주변의 코로나에 의한 전파잡음을 예측할 수 있는 통계적 방법을 간략하게 소개하고자 한다.

[2] 전파잡음에 영향을 주는 코로나 특성

교류 송전계통에서는 맥동하는 형태의 코로나만이 전파잡음에 영향을 미치는 것으로 보고되어 왔다. 맥동하는 형태의 코로나는 정극성에서 개시펄스와 스트리머가 있으며 부극성에서는 Trichel펄스, 부극성 스트리머가 있다. 그러나 부극성 스트리머는 교류전압에서는 개시되기 이전에 전압파괴가 도체와 대지간에 일어나므로 존재할 수 없다. Trichel 펄스에 의한 전파잡음은 정극성 펄스에 의한 것보다는 훨씬 적으므로, 전파잡음 분석에 관한 한 정극성 펄스 형태의 코로나만을 고려해도 충분하다.

정극성 펄스의 전류파형은 이중 지수함수로 나타낼 수 있으며 아래와 같다.

$$i(t)=A(e^{-at}-e^{-bt}) \quad (1)$$

식(1)에서 A, a, b는 선로의 구조, 전압 및 대기상태에 따른 계수이다. 전류펄스는 100ns 정도의 파두장을 가지며 $1\mu s$ 이하의 파미장을 가진다. 반복률은 전압의 증가에 따라 초당 10,000 펄스에 이를 수도 있다.

[3] 통계적 전파잡음 예측 모델

송전선로의 도체 주위에는 일반적으로 강한 전계가 존재하는데, 자유 전자가 도체 주위에 나타나면 전계에 의해 가속되어 도체 쪽이나 반대 쪽으로 움직인다. 전자에 가해진 전계강도가 충분히 크면, 전자는 충돌에 의해 공기 분자를 전리시키고, 정극성 이온과 또 다른 자유 전자를 만든다. 자유 전자는 더욱 가속될 수 있으며 충돌에 의해 다른 전자들을 만든다. 이러한 방법으로 전자사태를 형성한다. 이들 전하들의 움직임은 교번전류를 이루며, 이 전류는 도체 주변의 공간에서 흐르며 전류밀도로 특정지워진다. 또한, 전하의 운동은 도체 및 대지에 전류가 흐르도록 하는데, 이들 전류는 근본적으로 과도적이며, 전자장 이론에 맞춰서 선로를 따라 전송된다.

이들 전류와 전류에 따른 전자장은 무시될 수 있을 정도로 감쇄되기 전까지 상당한 거리를 선로를 따라 전번하므로 선로 상의 코로나는 코로나 발생지점으로부터 수 십 km 떨어진 선로 주변에 놓여진 라디오 수신기에 장애를 일으킬 수 있다.

이상에서, 송전선로 상의 코로나에 의한 전파잡음을 예측하기 위해서는, 코로나의 발생, 전송, 수신 전반에 걸쳐 분석해야 한다.

3.1 통계적 코로나 전류 모델

선로(길이 L)내의 임의의 한 점 z와 시간 t에서의 코로나 전류밀도를 $J(z, t)$, $0\le z\le L$, $-\infty<t<\infty$, 라고 표시하면, 주어진 위치 (z_0, t_0)에서의 J는 $R=(-\infty, \infty)$내의 값을 갖는 확률적 전류밀도이며 ramdom variable(r.v)로 불리울 수 있다. 그러므로, $J(z, t)$는 r.v의 집합체로서의 stochastic process(s.p)이다. s.p $J(z, t)$를 이루는 모든 가능한 함수 중에서 대표적인 것, 즉 샘플함수를 $J^{(j)}(z, t)$라 하자.

주어진 시간 t_0에서, $J(z, t_0)$는 s.p이며 선로 상의 코로나 전류밀도의 분포를 나타낸다. 대부분의 경우, $J(z, t_0)$는 Poisson분포를 갖는 프로세스로 가정될 수 있다.

주어진 선로 상의 위치 z_0에서, $J(z_0, t)$는 s.p이며 일련의 펄스를 나타낸다.

코로나 전류밀도 $J(z, t)$를 시간 구간 $[-\frac{T}{2},$

$\frac{T}{2}$]내로 재단하여 얻은 것을 $J(z, t)_T$라 하자, 시간 구간 [$-\frac{T}{2}$, $\frac{T}{2}$]를 B초 간격으로 2M등분하여 각 구간내에 하나씩의 전류펄스가 존재한다고 하면 $J(z, t)_T$의 샘플함수 $J^{(j)}(z, t)_T$는 아래식과 같이 제안될 수 있다.

$$J^{(j)}(z, t)_T=\sum_{n=1}^{N(L)}\sum_{m=-M}^{M} y_m^{(j)} U_m^{(j)}(t-mB-\varepsilon_m^{(j)})\,\delta(z-z_n) \tag{2}$$

여기에서 :

$U_m(t-mB-\varepsilon_m)=U_m(t)$ for $mB+\varepsilon_m \le t \le (m+1)B$ 이며 시간상에서 m번째 구간 내의 펄스파형을 나타내는 s. p.

N(L) : 송전선로[0, L]상의 코로나의 수를 나타내는 Poisson Process.

y_m : 시간상에서 m번째 코로나 펄스의 피크치를 나타내는 s. p.

ε_m : 시간상에서 m번째 구간의 펄스가 놓여 있는 위치를 나타내는 s. p.

z_n : 송전선로 상에서 코로나의 위치를 나타내는 Poisson Process.

$\delta(z)$: delta function.

선로 상의 주어진 위치 z_0에서의 코로나 전류의 샘플함수 $J^{(j)}(t)$, $-\infty<t<\infty$,는 일련의 펄스를 나타내며 식(2)로부터

$$J^{(j)}(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} y_n^{(j)} U_n(t-nB-\varepsilon_n^{(j)}) \tag{3}$$

와 같다.

식(3)으로 표시되는 코로나 전류는 J(t)의 샘플함수로서 실제적으로 관측되는 코로나 전류와 현실적으로 관련시킬 수 있다. 현실적으로 관측될 수 있는 코로나 전류는 s. p J(t)의 수 많은 가능한 함수 중의 하나가 재현되는 것이다. 그러므로 코로나 전류의 관측치와 s. p J(t)를 연관짓기 위해서는 J(t)의 ensemble의 특성을 알아내야 한다.

s. p의 ensemble 특성 중의 하나가 power spectral density인데 J의 PSD는

$$W_J(\omega)=\lim_{T\to\infty}\frac{2}{T}\overline{|J^{(j)}(\omega)_T|^2} \tag{4}$$

로 정의되며, s. p J의 평균 power 밀도를 나타낸다. 식(4)에서 —는 확률적 평균을 나타내며 $J^{(j)}(\omega)_T$는 $J^{(j)}(t)$를 [$-\frac{T}{2}$, $\frac{T}{2}$]내로 재단한 파형 $J^{(j)}(t)_T$의 Fourier 변환이다. $J^{(j)}(t)$를 $J^{(j)}(t)_T$로 재단한 이유는, 일반적으로 $J^{(j)}(t)$의 Fourier변환이 존재하지 않기 때문이다.

식(4)로 부터 J의 PSD을 구할 수 있으며

$$W_J(\omega)=\frac{2}{B}\,\overline{y}^2\cdot\overline{|U(\omega)|^2} \tag{5}$$

와 같다. 식(5)에서 y는 펄스의 피크치를 나타내는 s. p이며 $U(\omega)$는 펄스파형 u(t)의 Fourier 변환이다. 위 식에서 J의 평균에너지 밀도는 펄스의 피크치의 제곱평균, 펄스파형의 스펙트럼의 제곱평균, 펄스의 수에 비례함을 알 수 있다.

3. 2 통계적 코로나 전송 모델

코로나 전류가 전송되는 송전선로에서 에너지 전번은 TM 또는 TE mode의 cutoff 주파수 이하에서는 주로 TEM mode의 형태이다. 즉 송전선로의 축에 직각인 평면에만 전자계가 존재하도록 에너지가 전번한다. 이 cutoff 주파수는 선로의 단면적, 즉 도체의 이격거리에 좌우된다. 선로의 단면이 파장보다 적으면 TEM 이 유일한 선로에서의 전송 mode이다. 현재의 송전선로 구조에서는 약 10MHz정도까지는 TEM 이 유일한 전송 mode라해도 오차는 없다.

그러므로, RI 분석에서는 코로나 전류의 전송을 TEM mode로 풀어도 오차는 없다. 그러나, FM 및 TV 방송대역에서는 Maxwell 방정식을 정확히 풀어 코로나에 의한 전자계를 결정해야 한다.

그러므로 아래에서는 코로나 전류의 전송을 RI와 TVI로 나누어 설명한다.

3. 2. 1 RI에서의 코로나 전송

단위 길이당 저항 R 인덕턴스 L 및 커페시턴스 C를 가진 선로는 아래의 선로방정식을 만족한다.

$$\frac{\partial V}{\partial Z}=-RI-L\frac{\partial I}{\partial t}$$
$$\frac{\partial I}{\partial Z}=-C\frac{\partial V}{\partial t}-J(z, t). \tag{6}$$

여기에서 V, I, J는 각각 전압, 전류 및 도체로 주입되는 단위길이당 코로나 전류를 나타낸다.

시간구간 $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ 내로 J(z, t)를 재단하여 얻은 s.p $J(z, t)_T$에 대해서 생각하면 아래의 선로방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d^2V^{(J)}(z, \omega)_T}{dz^2}-\gamma^2V^{(J)}(z, \omega)_T=Z\cdot J^{(J)}(z, \omega)_T \tag{7}$$

식(7)에서, $V^{(J)}(z, \omega)_T$는 $V^{(J)}(z, t)$의 Fourier 변환이고 γ는 전파상수 $\alpha+j\omega$이며 Z는 선로 임피던스 $R+j\omega L$이다.

식(7)을 적당한 경계조건에 대해서 풀면 $V^{(J)}(z, \omega)_T$를 구할 수 있으며 아래와 같다.

$$V^{(J)}(z, \omega)_T=-\frac{Z_0}{\triangle}f^{(J)}(\omega)_T\sum_{n=1}^{N}\{e^{-\gamma|z-z_n|}+\rho_1e^{-\gamma(z+z_n)}+\rho_2e^{-\gamma(2L-z_n-z)}+\rho_1\rho_2e^{-\gamma(2L-|z-z_n|)}\} \tag{8}$$

여기에서, $\triangle=2(1-\rho_1\rho_2e^{-2\gamma L})$이며, z_0는 선로의 특성 임피던스 $\sqrt{\frac{Z}{Y}}$, $f^{(J)}(\omega)_T$는 주어진 점에서의 코로나 전류의 Fourier변환, ρ_1및 ρ_2는 선로 양단의 반사계수, N은 선로 L 내의 코로나의 수를 나타낸다.

잡음전압 V의 ensemble 특성을 알기위해 V의 PSD를 구하면 아래와 같은 형태이다.

$$W_V(z, \omega)=\frac{2}{B}|Z_0|^2\bar{y}^2\overline{|u(\omega)|^2}\,\Gamma(\lambda; x, L, \omega, \gamma, \rho_1, \rho_2) \tag{9}$$

즉, 길이가 L인 선로의 코로나에 의한 잡음전압의 평균 에너지 밀도 $W_V(z, \omega)$는 아래의 세 인자들의 곱이다.

1. 선로계수로 부터 결정되는 $|Z_0|^2$
2. 코로나 스트리머의 반복률, 피크치, 펄스 파형으로부터 결정되는 $W_f(\omega)=\frac{2}{B}\cdot\bar{y}^2\overline{|(W)|^2}$
3. 선로 길이, 선로 양단의 반사계수, 단위 길이당 평균 코로나의 수, 선로의 전파상수로부터 결정되는 Γ.

ρ_1 및 ρ_2가 0인 선로에서는 W_V는

$$W_V(z, \omega)=\frac{1}{2B}\cdot|Z_0|^2\bar{y}^2\overline{|u(\omega)|^2}\left[\frac{\lambda}{2\alpha}\{2-e^{-2\alpha z}-e^{-2\alpha(L-z)}\}+\frac{\lambda^2}{|\gamma|^2}|2-e^{-\gamma z}-e^{-\gamma(L-z)}|^2\right] \tag{10}$$

와 같다.

도체의 잡음전압은 도체 주변에 전계를 유기하는데, 전계강도 E는 준-정전(quasi-static)법으로 아래와 같다.

$$E=V\cdot\{G(x, y)+j(x, y)\} \tag{11}$$

식(11)에서 G 및 H는 선로구조에 관계되는 상수이다.

그러므로 전계강도 E의 PSD는

$$W_E(x, y, z; \omega)=W_V(z, \omega)\{G^2(x, y)+H^2(x, y)\} \tag{12}$$

식(11) 및 (12)에서 x, y는 선로 축 z에 직각인 평면상의 임의의 점이다.

3.2.2 TVI에서의 코로나 전송

송전선로는부터의 TVI는 오랫동안 연구되어 왔으나 TVI를 예측하는 기술은 아직 잘 개발되어 있지 않다. 현재까지 문헌 상으로는 2가지 방법만 소개되어 있다.

첫번째 방법은 TVI를 RI에 다음식으로 연관시켜 구한다.

$$TVI=RI-\triangle_f+\triangle_{bw}\ \text{dB above } 1\mu V/m \tag{13}$$

여기에서 $\triangle_f$는 주파수가 1MHz에서 f까지 증가할 때 전파잡음 주파수 스펙트럼이 감소하는 량이며 $\triangle_{bw}$는 TVI 측정계기의 주파수 대역을 RI 측정계기의 주파수 대역에 대해서 보정한 계수이다.

두번째 방법은 BPA(Bonneville Power Administration)에서 채용한 방법으로서 측정을 통해서 TVI를 알고 있는 기준선로의 TVI와 주어진 선로의 TVI를 연관시키는 방법으로서 아래와 같다.

$$TVI=TVI_0+120\log\left(\frac{g}{g_0}\right)+40\log\left(\frac{d}{d_0}\right)+20\log\left(\frac{D_0}{D}\right) \tag{14}$$

식(14)에서, g, d, D는 다도체의 전계강도, 도체 반경, 선로로부터 측정점 까지의 거리이며 TVI_0는 기준선로의 TVI이다.

상기 두 방법은 비교적인 방법들로서 여러 형태의 선로구조에 대해서 적용이 간편하지 않는 단점이 있다. 아래에서의 TVI 예측 모델은 저

자가 아는 한 매우 독창적이며 TVI의 예측에 도움이 되는 방법이라 생각한다.

도체 상의 전하와 전류는 전자장을 정의하는 Maxwell 방정식에 의해 지배되며 아래와 같다.

$$\begin{aligned} &\nabla\times E_T^{(J)} + j\omega\mu_0 H_T^{(J)} = 0 \\ &\nabla\times H_T^{(J)} - j\omega\varepsilon_0 E_T^{(J)} = J^{(J)} \\ &\nabla\cdot J_T^{(J)} + j\omega\rho^{(J)} = 0 . \end{aligned} \qquad (15)$$

식(15)에서, E, H, J, ρ는 각각 전계강도, 자계강도, 선로로 주입되는 전류밀도, 전하밀도이다.

전자 벡타 포텐셜 (H=▽xA)를 이용하여 식(15)를 정리하면

$$\nabla^2 A_z^{(J)} + \beta^2 A_z^{(J)} = -J_z^{(J)} \qquad (16)$$

와 같은 Helmholtz 파동 방정식을 얻는다. 무한장 선로의 경우 $A_z^{(J)}$는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} A_z^{(J)} &= \frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty} I^{(J)}(z', \ \omega)\frac{e^{-j\beta R(z)}}{R(z')}\,dz' \\ &= \frac{1}{4\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\left(-\frac{1}{2}\right) f^{(J)}(\omega)_T\, e^{-\gamma|z-z_n|}\frac{e^{-j\beta R(z_n)}}{R(z_n)} \\ &= -\frac{1}{8\pi} f^{(J)}(\omega)_T \lim_{L\to\infty}\sum_{n=1}^{N(L)} e^{-\gamma|z-z_n|}\frac{e^{-j\beta R(z_n)}}{R(z_n)} \end{aligned} \qquad (17)$$

식(17)에서 R(z′)은 코로나로부터 측정위치까지의 거리이다.

원통좌표 (ρ, ϕ, z)에서 전계강도는

$$E^{(J)} = E_\rho^{(J)} + jE_z^{(J)} \qquad (18)$$

와 같으며 E_ρ및 E_z는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} E_\rho^{(J)} &= -\frac{j}{\omega\varepsilon_0}\frac{\partial^2 A_z^{(J)}}{\partial\rho\partial z} \\ E_z^{(J)} &= -j\omega\mu_0 A_z^{(J)} - \frac{j}{\omega\varepsilon_0}\frac{\partial^2 A_z^{(J)}}{\partial z^2} \end{aligned} \qquad (19)$$

전계강도 E의 PSD는

$$W_E = W_{E_\rho} + W_{E_z} \qquad (20)$$

와 같이 구할 수 있다.

3.3 통계적 코로나 수신 모델

지금까지 송전선로 주위의 전계의 PSD를 구하였다. 라디오 또는 TV 수신기의 안테나 근처에서의 전계는 안테나 회로에 잡음전압을 유기한다. 이것이 장애전압 또는 잡음신호이다. 이 잡음신호가 수신되어 증폭되면 스피커에 의해 소음으로 전환되며 TV화면에 교란을 일으킨다.

수신기의 전체적인 전달함수를 Y(jω)라 하면 전계로 나타낸 전파잡음 e의 PSD는 아래와 같다.

$$W_e(x, y, z, \omega) = |Y(j\omega)|^2 W_E(x, y, z, \omega) \qquad (21)$$

Wiener－Khintchine정리로부터 e의 모멘트는

$$\begin{aligned} M_e &\equiv \overline{e(x, y, z, t_0)\, e(x, y, z, t_0 - t)} \\ &= \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} W_e(x, y, z, \omega)\, e^{-j\omega t}\, df \end{aligned} \qquad (22)$$

와 같다. 그러므로

$$\begin{aligned} M_e(x, y, z, o) &= \overline{e(x, y, z, t)^2} \\ &= \int_{-w0}^{\infty} |Y(j\omega')|^2 W_E(x, y, z, \omega_0 + \omega')\, df \end{aligned} \qquad (23)$$

식(23)으로부터 전파잡음의 제곱평균은 대략 아래와 같다.

$$\overline{e(x, y, z, t)^2} = |Y(j\omega')|^2 W_E(x, y_1 z, \omega_0 + \omega')\cdot \text{Bandwidth}(\omega_0) \qquad (24)$$

또한, e가 ergodic이라고 가정하면 e의 제곱평균은 e의 어떤 샘플함수 $e^{(J)}$의 시간 평균과 같다. 즉,

$$\langle e^{(J)}(x, y, z, t)^2\rangle = \overline{e(x, y, z, t)^2} \qquad (25)$$

여기에서 〈 〉는 시간 평균을 나타낸다.

그러므로 시간 및 주파수 영역에서의비통계적 잡음 신호를 처리하는 것과 같이s.p 전파잡음 e와 그것의 임의의 샘플함수 $e^{(J)}$와 관련을 지었다.

[4] 결 론

이상에서 송전계통의 선로도체에서 발생하는 코로나에 의한 전파잡음 예측모델을 세부적인 해석적 구조를 전개하지 않고 전반적인 테두리만을 서술하였다. 본고는 전파잡음 분석에서 아래와 같은 독창적인 공헌을 하였다고 믿는다.

가. 통계적 RI 예측 모델

나. 통계적 TVI의 예측 모델을 개발하여 현재까지의 TVI 예측 모델에 해석적 기법을 도입하였다.