

코로나 雜音 特性을 考慮한 超高壓 送電線의 多重導體 配列方式 研究

A Study on Multi-conductor Bundle for EHV Transmission Line Considering Corona Noise Characteristics

閔 錫 源* · 朴 鍾 根**
(Suk-Won Min · Jong-Keun Park)

요 약

本 論文은 超高壓 交流 送電線 多重 導體 方式의 코로나 特性에 관한 研究이다. 超高壓 交流 送電線의 코로나 雜音量을 減少시키기 위해 多重 導體 方式 送電線의 各 素導體 表面 電界 強度를 最少로 하는 素導體 配列 方式을 새로이 提示하였다. 表面 電界 強度는 電荷 重疊法을 利用하여 定式化 하였으며 이를 最少로 하는 最適 素導體 配列 方式은 非線型 連鎖 2次 計劃法을 適用하여 決定하였다. 本 論文에서 提示한 方式이 既存의 對稱 配列이나 美國의 GE에서 提案한 非對稱 配列 보다 相導體 表面 平均 最大 電界 強度와 코로나 雜音量을 減少시킴을 解析의 比較와 單相 模擬 線路인 코로나 케이지 試驗을 통해 立證하였다.

Abstract- This paper describes the corona characteristics of conductor bundle for EHV transmission line. To reduce the corona noise, the asymmetric conductor bundle to minimize the electric field of the conductor surface is proposed. The charge simulation method is used to formulate the electric field of conductor surface and the optimal arrangement of subconductor to minimize it is selected to apply the nonlinear successive quadratic programming. Through the analytical comparison and the corona cage test, it is proved that the asymmetric conductor bundle proposed in this paper can reduce the average maximum electric field of the phase conductors and the corona noise more than the conventional symmetric conductor bundle and asymmetric conductor bundle by GE.

1. 序 論

*正 會 員：韓電技術研究院 研究員

*正 會 員：서울大 工大 電氣工學科 副教授·工博

接 受 日 字：1990年 1月15日

1 次 修 正：1990年 4月23日

技術의 進步와 함께 規模의 經濟性(economy of scale)을 이유로 單位 發電所 容量은 점차 大型化 하고 있으며, 그러한 大規模 電源은 立地 確保의

制約 때문에 需要 中心地로 부터 차츰 먼곳에서 立地를 찾게 된다. 必然的인 結果로 電力 輸送費의 節減, 系統 供給 信賴度 向上 및 經過地를 效率的으로 이용할 수 있는 大規模 長距離 送電 方式이 要求되고 있는 趨勢이다.

送電 容量을 增大시키기 위해서는 送電 電壓을 格上시키는 것이 技術的으로나 經濟的으로나 合理的이다. 그러나 交流 送電 電壓이 500kV 以上이 되면 超高壓 送電線 導體 表面에 發生하는 코로나에 의한 可聽騒音(Audible Noise), 라디오 雜音(Radio Interference), 텔레비전 雜音(Television Interference) 등의 코로나 障害가 線路 設計에 重要的 要素로 作用한다. 이러한 交流 送電線의 코로나 障害는 맑은 날보다는 비가 오는 경우에 送電線 導體 表面에 맺히는 물방울에 電界가 集中되어 發生하는 것으로 이를 緩和시키기 위해서는 送電線 導體 表面 電界 強度를 낮추는 것이 重要的 關鍵이다. [1]

이것에 대한 既存의 方法은 等價 導體 直徑을 크게 하기 위해 一定 直徑의 圓周 위에 素導體를 對稱으로 配置한 것이다. 여기서는 코로나 障害 基準에 適合한 電界 強度를 갖는 經濟的인 素導體 數, 直徑 및 相互 間隔의 決定이 主된 關心事였다. [1, 2, 3]

한편 美國의 GE(General Electric)는 Project UHV 研究를 통해 非對稱 配列이 對稱 配列보다는 코로나 雜音量을 줄일 수 있음을 試驗으로 確認하였다. [5] GE의 研究는 다음 2.1절에 記述한 것과 같이 下部 素導體의 表面 電界 強度를 낮추기 위하여 素導體 相互 間隔 關係를 決定하였으나 上部 素導體의 電界 強度가 反對로 높아진다는 缺點을 갖고 있다.

本 研究에서는 素導體 表面 電界 強度를 減少시킬 目的으로 各 素導體의 相對的 位置를 變數로 둔 目的 函數를 設定하고 非線型 連鎖 2次 計劃法(NLSQP: Non-Linear Successive Quadratic Programming)을 이용하여 各 素導體 表面 電界 強度가 最少로 되는 導體 配列을 決定하였으며 765kV 2回線 送電線에 適用하여 얻은 結果를 코로나 케이지 試驗을 통해 素導體 表面 電界 強度가 最少로 됨과 코로나 雜音量이 GE의 非對稱 配列보다 相當한 水準으로 減少하였음을 立證하였다.

2. 多重 導體 配列 方式

2.1 對稱 配列 方式

既存의 對稱 配列 方式은 素導體를 一定 直徑의

圓周 위에 對稱으로 配置하여 等價導體 直徑을 크게 한 것이다. 이 方式에 各國의 電力 會社가 關心을 갖게 된 것은 美國의 AEP(American Electric Power)에서 4 X Rail(素導體 直徑: 2.956cm, 素導體 間隔: 45.6cm)를 使用하여 1969년에 世界 最初로 765kV 1回線 送電 線路를 運轉하였으나 初期 段階에 線路 隣近 住民으로부터 送電線의 코로나에 의한 可聽騒音에 대하여 많은 不平을 받은 後 부터이다. [4] 결국 이 問題點을 解決하기 위해 AEP에서는 4 X Dipper(素導體 直徑: 3.52cm, 素導體 間隔: 45.6cm)의 더 큰 導體 方式으로 代替하였다. 그 後 各國의 電力 會社는 最少의 經費로 送電 線路를 建設하기 위해 코로나 障害 基準을 만족하는 經濟的인 素導體 數, 直徑 및 相互 間隔을 決定하는데 總力을 기울였다.

2.2 美國 GE의 Project UHV 方法

對稱 導體 配列 方式에서 各 素導體들은 各기 다른 量의 코로나 騒音을 發生시키고 있으며 下部 素導體들이 특히 많이 發生시킨다. 그 이유는 그림 1과 같이 上部 素導體보다 下部 素導體의 바닥에 맺히는 물방울에 더욱 큰 電界가 印加되기 때문이다. 따라서 GE에서는 下部 素導體 表面 電界 強度를 줄이기 위해 그림 2와 같이 各 素導體를 對稱 配列의 同一 圓周 上에서 移動시키는 方法을 利用하였으나 이 方法은 上部 素導體의 表面 電界 強度를 增加시키는 缺點을 갖고 있다.

例로 6導體는 그림 2와 같이 素導體 相互間의 間隔인 $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4$ 를

$$\Delta_2/\Delta_1 = \Delta_3/\Delta_2 = \Delta_4/\Delta_3$$

인 關係를 갖도록 하고 非對稱 程度를 나타내는 變數:

$$E_0 = \Delta_4/\Delta_1$$

와 圓周 直徑(D)로 부터 코로나 雜音이 最少로 되는 各 素導體 位置를 試驗을 통해 決定한 것이다. GE의 研究 結果에 의하면 E_0 가 2에서 3사이에 있을 때 코로나 雜音量이 最少인 것으로 報告 되었다. [5, 6]

2.3 NLSQP에 의한 方法

GE 方法은 各 素導體를 一定 圓周 위에서 移動시킨 것이나 本 方法은 素導體를 임의로 移動시켜 各 素導體 表面 電界 強度의 合의 平均值가 最少로 되는 位置를 非線型連鎖 2次 計劃法[7, 8] 및 電荷 重疊法을 [9] 利用하여 찾은 것이다. 그림 3

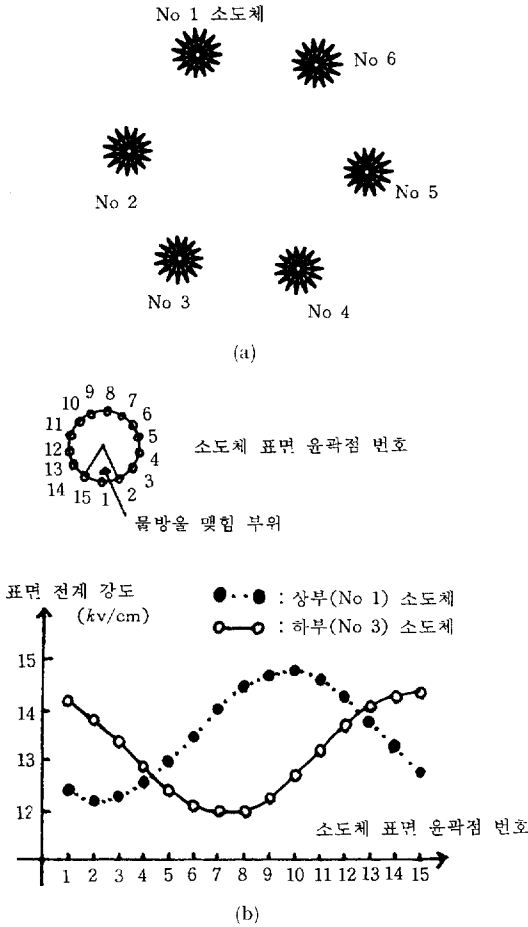


그림 1 對稱 配列 導體 表面 電界 強度 分布
Fig. 1 Electric Field Distribution of Symmetric Conductor Bundle

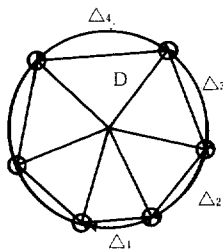


그림 2 GE의 非對稱 配列
Fig. 2 Asymmetric Conductor Bundle of GE

과 같은 3相 2回線 送電線의 最下相 導體 表面 電界 強度를 最少로 하기 위한 目的 函數 L은 數值 電界 計算 方法중의 하나인 電荷 重疊法을 이용하

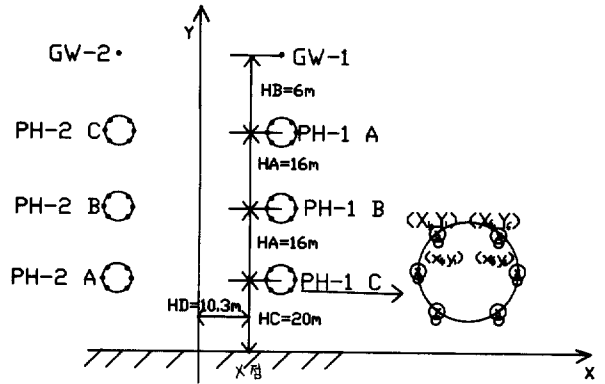


그림 3 765kV 2回線 送電線 形狀
Fig. 3 Configuration of 765kV Double Circuit Transmission Line

여 表現할 수 있다. 즉 各 素導體의 中心點(X_j, Y_j)에 임의 量의 無限 線電荷를 配置하고 電位를 알고 있는 各 素導體 表面에 輪廓點(x_i, y_i)을 定하면 目的 函數 L과 制約 條件은 다음 式으로 表現될 수 있다.

$$\text{目的 函數 } L = \min \frac{1}{6n} \sum_{i=1}^6 \sum_{k=1}^n (F_{ikx}^2 + F_{iky}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

여기서 i : 素導體 數, k : 各 素導體 表面 電界 計算點 數

$$F_{ikx} = \sum_{j=1}^{38} \frac{1}{2\pi\epsilon_0} (x_i - X_j) \sqrt{Q_{jR}^2 + Q_{ji}^2} \left\{ \frac{1}{(x_i - X_j)^2 + (y_i - Y_j)^2} - \frac{1}{(x_i - X_j)^2 + (y_i + Y_j)^2} \right\}$$

$$F_{iky} = \sum_{j=1}^{38} \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sqrt{Q_{jR}^2 + Q_{ji}^2} \left\{ \frac{(y_i - Y_j)}{(x_i - X_j)^2 + (y_i - Y_j)^2} - \frac{(y_i + Y_j)}{(x_i - X_j)^2 + (y_i + Y_j)^2} \right\}$$

로 電荷點과 計算點 간의 맥스웰 電界 係數이다.

$$\text{制約 條件: } \sum_{j=1}^{38} P_{ij} (Q_{jR} + j Q_{jim}) = V_{iR} + j V_{iim} \quad (2)$$

여기서 $P_{ij} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} 1n \frac{(x_i - X_j)^2 + (y_i + Y_j)^2}{(x_i - X_j)^2 + (y_i - Y_j)^2}$ 로 電荷點과 輪廓點 간의 맥스웰 電位 係數이다. $Q_{jR} + j Q_{jim}$ 과 $V_{iR} + j V_{iim}$ 은 各 各 無限 線電荷量과 各 素導體 表面 電位로 交流 電壓이 印加되므로 複素 數로 表現됨.

위의 目的 函數를 살펴 보면 未知 變數는 各 素 導體의 中心點(無限 線電荷 配置點: 76개(X좌표: 38개, Y좌표: 38개)), 無限 線電荷의 複素 電荷量(76개)임을 알 수 있다. 그러나 이 모든 것을 未知數로 하여 目的 函數를 最少化 시키는 것은 매우 어려울 뿐만 아니라, 이의 解를 얻는다고 해도 現實的으로 送電 線路를 그대로 建設하기는 不可能하므로 다음과 같은 假定을 한다.

- 1) 素導體 直徑은 주어지 있다.
- 2) 그림 3의 送電線 導體의 相間 距離(HA), 相 導體와 大地 間 距離(HC) 및 架空地線과 相 導體間 距離(HB)는 空氣 絕緣 距離 設計 過程을 통해 決定되므로 一定한 값으로 주어지 있다.
- 3) 相導體의 配列은 그림 4와 같이 Y축으로 서로 對稱이고 各 相의 導體 配列은 같은 것으로 한다.

이와 같이 假定하고 다시 目的 函數를 살펴보면 단지 最下相 導體의 素導體의 中心點 3개((X_1, Y_1) , (X_2, Y_2) , (X_3, Y_3) : 6개)와 無限 線電荷의 複素 電荷量(76개)만이 未知數로 된다.

이를 풀기 위한 方法은 그림 5의 簡略 흐름도와 같다. 즉 送電線 各 素導體의 初期 位置를 入力하여 制約 條件을 만족하는 無限 線電荷量을 決定한 후 非線型 連鎖 2次 計劃法을 이용하여 目的 函數(最下相 各 素導體 表面 電界 強度의 總의 平均 值)를 最少로 하는 位置를 反復 計算하여 收斂된 解를 구하는 것이다.

以上の 多重 導體 方式을 그림 3과 같은 765kV 2回線 送電線에 適用한 경우의 各 相 導體 表面 電界 強度는 表 1과 같으며 NLSQP에 의한 非對稱 配列이 對稱 配列 보다 約 7% 減少하고 GE의 方法에 의한 非對稱 配列은 對稱 配列과 거의 같음을 알 수 있다. 그림 6은 NLSQP에 의한 非對稱

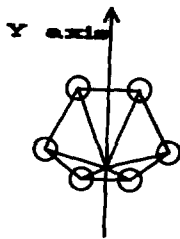


그림 4 NLSQP에 의한 非對稱 配列
Fig. 4 Asymmetric Conductor Bundle by NLSQP

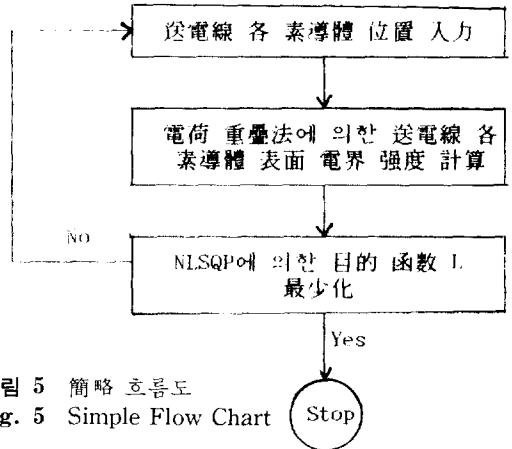


그림 5 簡略 흐름도
Fig. 5 Simple Flow Chart

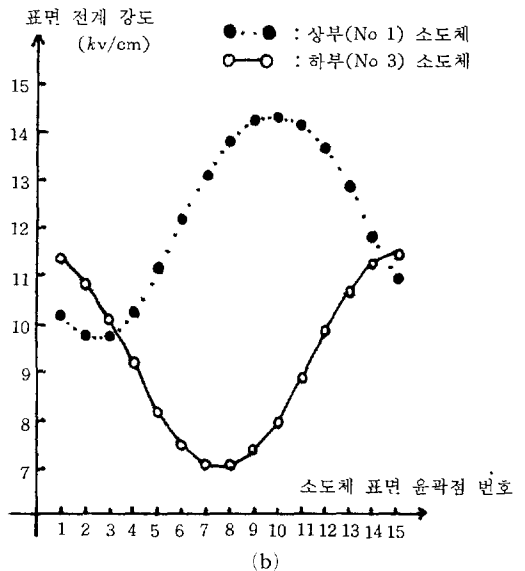
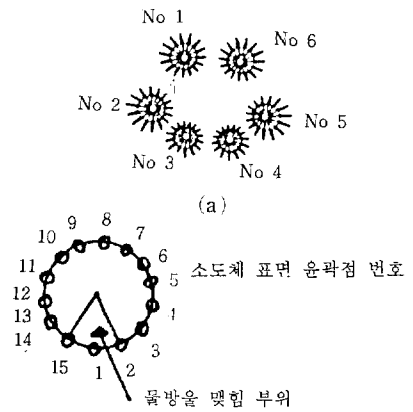


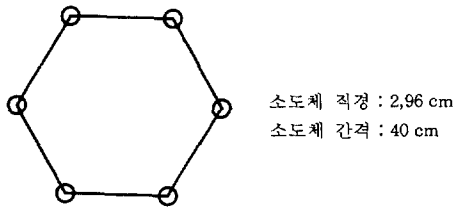
그림 6 NLSQP에 의한 非對稱 配列 導體 表面 電界 強度 分布
Fig. 6 Electric Field Distribution of Asymmetric Conductor Bundle by NLSQP

표 1 765kV 2回線 送電線 相導體 表面 電界 強度 計算 結果

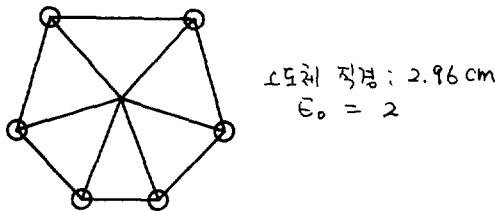
Table 1 Calculated Electric Field of Phase Conductor Surface in 765kV Double Circuit transmission Line

單位 : kV/cm

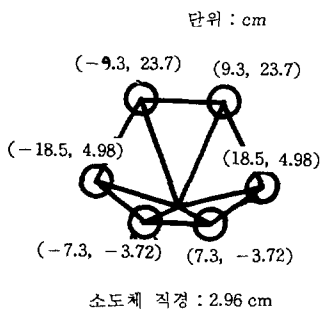
相名	對稱配列	GE非對稱配列	NLSQP에 의한 非對稱配列
PH-1 A PH-2 C	14.814	14.74	13.89
PH-1 B PH-2 B	13.75	13.69	12.87
PH-1 C PH-2 A	14.42	14.35	13.55



a) Symmetric Conductor Bundle



b) Asymmetric Conductor Bundle by GE



c) Asymmetric Conductor Bundle by NLSQ R

그림 7 試驗 導體 方式 構成
Fig. 7 Configuration of Test Conductor Bundle

配列의 電界 分布圖로 對稱 配列에 비해 下部와 上部 素導體 表面 電界 強度가 減少함을 보이는 이유는 GE의 方法에 의한 非對稱 配列에서 下部 素導體가 近接觸에 따라 相互間을 遮蔽하는 效果를 나타내어 表面 電界 強度가 減少하고 上部素導體는 멀리 떨어지게 됨에 따라 表面電界強度가 增加하는 것에서 알 수 있듯이 NLSQP에 의한 非對稱 配列은 素導體 相互間을 遮蔽하는 最適 形狀을 이루어 電界가 最少化된다.

3. 試驗 方法

試驗은 그림 7과 같이 對稱 導體 配列과 2節의 非對稱 配列 方式에 대하여 다음의 試驗 設備과 方法으로 可聽騷音과 라디오 雜音을 測定하였다.

3.1 코로나 케이지 構造

코로나 케이지는 可聽騷音, 라디오 雜音 및 텔리비전 雜音을 測定하기 위하여 그림 8과 같이 5개 부분으로 나누어져 있다. 코로나 케이지 斷面은 여러 종류의 多重 導體 코로나 特性을 測定하기 위해 定電界 分布 및 이온 移動 距離를 考慮하여 6m X 6m로 設計되었다. [10]

케이지의 總 길이는 20m로 5 區間이 同一하게 나누어져 있으며 코로나 펄스와 雜音은 大地로 부터 絶緣된 A, BE, BW 區間을 이용하여 測定된다. 이 内部 케이지는 外部의 電磁波 雜音의 影響을 줄일 目的으로 鐵網 構造의 外部 케이지에 의하여 再遮蔽된 構造로 設計되었다.

内部 케이지와 外部 케이지 絶緣用으로는 SP-6 支持 碍子가 이용되었다. 試驗 導體에 常用 周波數 電壓이 印加되는 동안 誘導로 인해 鐵線 交叉點에 發生되는 불꽃 放電에 의해 코로나 雜音 測定이 妨害 받지않도록 内部 케이지는 鎔接된 鐵線 網으로 構成되었다. 또한 비가 오는 경우의 코로나 現象을 模擬하기 위해 人工 注水 試驗 設備가 設置되었다. 케이지의 試驗用 導體에 電壓을 印加하기 위해서는 交流 試驗用 變壓器 (6.9/1100kV, 定格 容量 : 2200 kVA)를 이용하여 試驗用 導體

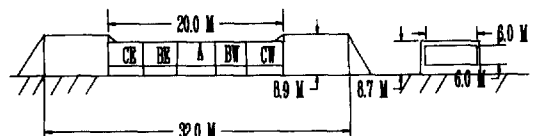


그림 8 코로나 케이지 構造
Fig. 8 Configuration of Corona Cage

表面 電界 強度가 14kV/cm부터 19kV/cm까지 印加될 수 있도록 250kV에서 350kV까지 變化시켜 가며 試驗하였다.

3.2 測定 시스템

可聽騒音 測定은 그림 9와 같이 4개의 1/2 인치 콘덴서 마이크로폰, 精密騒音 測定器(日本 리온제 NA-40) 및 實時間 周波數 分析器(日本 리온제 SA-25)를 이용하였다. 注水時의 騒音은 試驗 導體가 충분히 젖고 騒音이 安定 된 후에 Random Noise와 Corona Hum 2종류의 可聽騒音을 그림 10과 같은 위치에서 測定하였다.

또한 라디오 雜音은 미국 ALTECH model NM 17/24 測定器를 이용하여 그림 11과 같이 大地로부터 絶緣된 케이지 區間 A에서 雜音電壓을 測定하였다. 外部 라디오 雜音으로 인한 障害가 없어야 하며 周波數 變換에 따라 受信電壓이 安定되어야 하는 條件을 만족하기 위하여, 測定 周波數는 475kHz로 定하였다.

降雨 強度 變化에 따른 코로나 雜音 測定은, 28 mm/hr 注水한 경우의 것을 強雨時의 코로나 雜音으로 보았으며, 28mm/hr 注水 停止 後 1분, 1.5분, 2분 經過 後에 各各 測定된 값의 平均値를 輕雨時의 코로나 雜音으로 하였다. [1]

4. 試驗 結果

強雨時 및 輕雨時의 可聽騒音과 라디오 雜音을 코로나 케이지에서 測定하여 아래와 같이 無限長 線路의 代表값으로 換算하였다. 코로나 케이지에서 測定된 값은 特定 短距離(本 研究에서는 20 m) 單相 送電線 導體에서 發生하는 코로나 雜音量이므로 無限長의 送電線 導體로 부터 1m 떨어진 地點의 音響 파워(Acoustic Power) P_1 으로 變換해야 한다.

$$P_1 = P_{CAGE} + 10 \log R + 10 \log \left\{ \frac{\pi}{2 \tan^{-1}(1/2R)} \right\}$$

- 여기서 P_1 : 無限長 送電線 導體로 부터 1m 떨어진 地點의 음향 파워
- P_{CAGE} : 코로나 케이지에서 測定된 음향 파워
- R : 試驗 導體로 부터 測定點 까지의 距離
- 1 : 試驗 導體의 길이

또한 라디오 雜音은 無限 線路의 單位 길이당 라디오 雜音 電流 I_r 로 變換하였다.

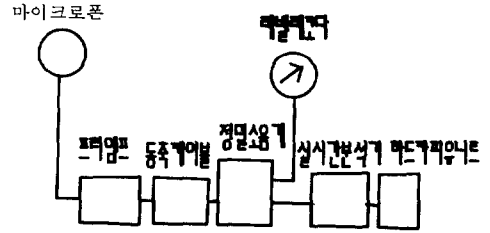


그림 9 可聽騒音 測定 시스템
Fig. 9 Audible Noise Measuring System

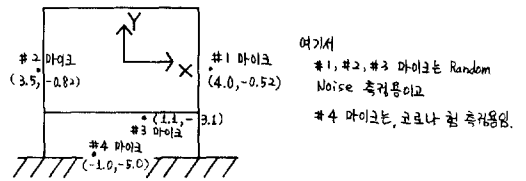


그림 10 마이크로폰 位置
Fig. 10 Microphone Position

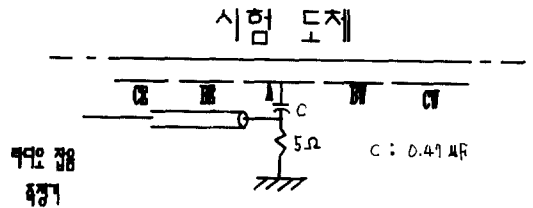


그림 11 라디오 雜音 測定 回路
Fig. 11 Radio Interference Measuring Circuit

$$I_r(dB_{ref} 1\mu A/\sqrt{m}) = V_r(dB_{ref} 1\mu V) - 11.75$$

여기서 V_r : 코로나 케이지에서 測定된 라디오 雜音 電壓

그림 12는 試驗 導體 方式이 架線된 모습이며 無限長 線路의 代表값으로 換算된 試驗 結果는 그림 13, 14와 같다. 케이지의 試驗 導體에 同一 電壓을 印加한 경우에는 그림 13의 a)에 보인 바와 같이 NLSQP에 의한 方法이 發生 可聽騒音의 크기가 제일 적은 것으로 나타났다. 이는 本 研究에서 試圖된 方法이 各 素導體 表面 電界 強度 값을 最少화 시킴으로서 發生 可聽騒音도 最少化됨을 證明하는 것이다.

이와는 달리 試驗 導體에 同一 電界 強度를 印

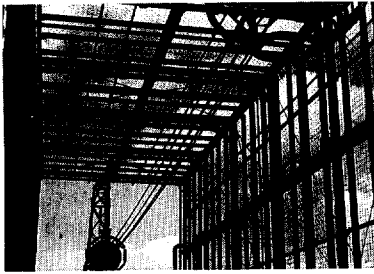
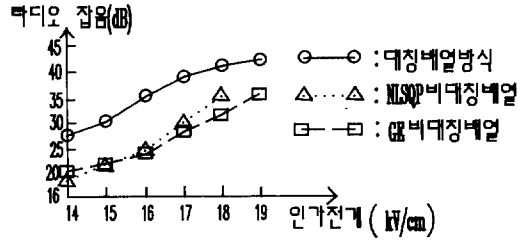


그림 12 試驗 設備 全景
Fig. 12 View of Test Equipment

Wet Conductor Level



Heavy Rain Level

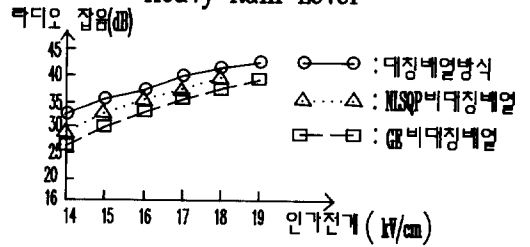


그림 14 라디오 雜音 試驗 結果
Fig. 14 Test Result on Radio Interference

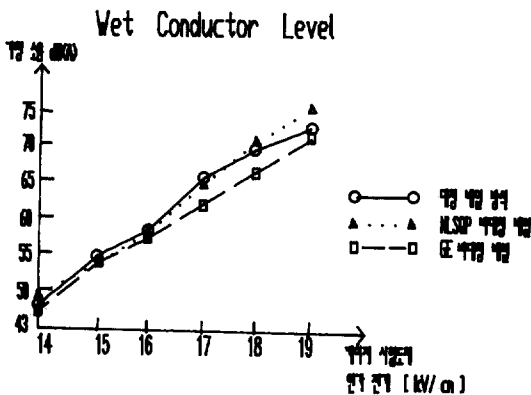
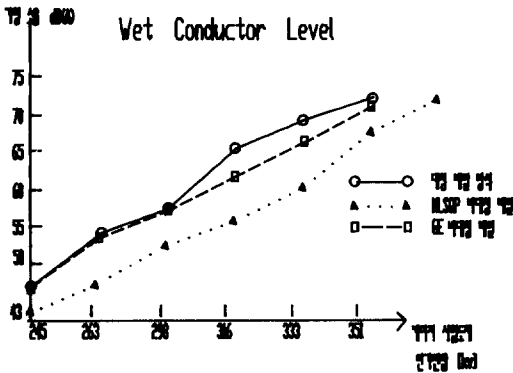


그림 13 可聽騒音 試驗 結果
Fig. 13 Test Result on Audible Noise

加하면 그림 13의 b)와 같이 GE 非對稱 配列의 경우가 發生 可聽騒音が 最少임을 보이고 있다. 그 이유는 GE 非對稱 配列은 對稱 配列과 比較할 때 各 相導體 平均 最大 表面 電界強度(各 素導體 表面 最大 電界 強度의 平均值)가 거의 變化가 없는 반면 下部 素導體에서 發生하는 코로나량을 減少시켜 各 素導體의 코로나 發生량을 同하게 하였기 때문이다.

이 結果를 그림 3의 765kV 實線路 直下 X점에서의 可聽騒音으로 換算하면 對稱 配列이 43.1 dB(A), GE의 非對稱 配列이 41.8 dB(A), NLSQP에 의한 非對稱 配列이 38.9 dB(A)가 되므로 本 研究에 의한 非對稱 配列이 對稱 配列 보다 4.2 dB(A)만큼 減少하였음을 알 수 있다. 또한 라디오 雜音도 그림 14와 같이 可聽騒音과 類似한 特性을 갖고 있음을 볼 수 있다.

5. 結 論

本 研究에서는 超高壓 交流 送電線의 코로나 雜音량을 減少시키기 위하여 多重 導體 방식에 있어서 各 素導體 表面 電界 強度를 最少로 하는 素導體 配列 방식을 새로이 決定하였다. 表面 電界 強度는 數值 電界 計算 方法 중의 하나인 電荷 重疊 法을 利用하여 定式化 하였으며 이를 最少로 하는

最適 素導體 配列 方式은 非線型 連鎖 2次 計劃法 을 使用하였다. 765kV 2回線 交流 送電線의 경우 에, 本 研究에서 提示한 NLSQP에 의한 非對稱 配列 方式이 既存의 對稱 配列이나 GE의 非對稱 配列보다 各 相導體 表面 電界 強度와 코로나 障 害量이 적게 發生함을 解析의 比較와 코로나 케이 지 試驗을 통해 立證하였다.

本 研究 結果를 토대로 送電線의 코로나 發生量 을 減少시키기 위해서는 美國의 GE와 같이 各 素導體의 코로나 發生量을 同一하게 하는 것 보다는 各 素導體의 表面 電界 強度를 最少로 하 는 것이 더욱 有効한 方法임을 確認하였다.

一般的인 概念으로는 多重 導體 方式의 直徑을 크게 할수록 送電線 導體 表面 電界 強度와 코로나 雜音量이 減少되나 本 研究 結果는 그림 7과 같이 多重 導體 方式의 直徑이 對稱 配列의 약 1/2로 減少된 狀態에서 이들이 줄어 들고 있음을 보 이고 있다. 따라서 送電 鐵塔의 相導體와 鐵塔, 相導體와 相導體 間 距離, 素導體 直徑을 縮小시 킬 수 있을 것이므로 經濟的인 送電線 設計가 可 能할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Transmission Line Reference Book -345kV and Above/Second Edition, Electric Power Research Institute, 1982.
- [2] M. Fukushima Y. Sawada, et al., "Audible Noise and Radio Noise from UHV AC Transmission Lines(VIII) - Measurement of Corona Performance of Conductor Bundles with a UHV Corona Cage", Central Research Institute of Electric Power Industry, Japan, 1978.
- [3] A.C. Britten, E.G. Clarke, H.E. Konkel, "Radio Interference, Corona Losses, Audible Noise and Power Frequency Electric Fields as Factors in the Design of Escom's 765kV Lines", An Official Journal of the South African Institute of Electrical Engineers-ELEKTRON, pp. 7-14, January 1988.
- [4] H.N. Scherer, Jr., G.S. Vassell, "Experience with the AEP 765kV System-Part I: Overview", IEEE Power Engineering Society 1972 Winter Meeting and R & D Conference.
- [5] M.G. Comber, L.E. Zaffanella, "Audible Noise Reduction by Bundle Geometry Optimization", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-92, pp. 1782-1791, September/October 1973.
- [6] M.G. Comber, R.J. Nigbor, "Audible Noise Performance of Regular and Asymmetric Bundles and effect of Conductor Aging on Project UHV's Three Phase Test Line", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No. 2, pp. 561-572, March/April 1979.
- [7] G.V. Reklaitis, A. Ravindran, K.M. Ragsdell, Engineering Optimization/Methods and Applications, John Wiley & Sons, Inc., 1983, pp. 438-467.
- [8] IMSL User's Manual-MATH/LIBRARY Vol. 3, IMSL, Inc., 1987, pp. 895-908.
- [9] H. Singer, H. Steinbigler, P. Weiß, "A Charge Simulation Method for the Calculation of High Voltage Field", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-93, pp. 1660-1667, 1974.
- [10] S.W. Min, J.K. Park, et al., "Audible Noise Level in Future 765kV Double Circuit Transmission Line of Korea Electric Power Corporation", Proceedings of the 1988 U.S.-Japan Seminar on Electromagnetic Interference in Highly Advanced Social Systems(Modeling, Characterization, Evaluation and Protection), pp. 5.12-5.23, 1988.