

유한장 직선도체에 의한 자계의 계산 및 감소대책

(Calculation and Mitigation of Magnetic Field Produced by Straight Line-Conductor with Finite Length)

강대하*

(Dae-Ha Kang)

Abstract

Purpose of this study is to find the mitigation method of magnetic field by finite length multi-conductors such as indoor distribution lines and to be applicable to design of the distribution lines. For this purpose, exact formula about the components B_x , B_y , B_z of magnetic field need in case of straight line-conductor with finite length forward any direction. In this study simple formula of the components were deduced and by using these formula magnetic fields for various models of line-configurations were calculated. And also a calculation method of induced currents in conductive shield was presented and using this method, programing of calculation is relatively easy and calculation time is short. The magnetic field after cancellation by these induced currents was calculated. All of calculations were performed by Matlab 7.0 programs. Through the calculation results it could be obtained followings for the mitigation of magnetic fields.

The separation between conductors ought to be smaller than smaller as possible. In case of 3-phase, delta configuration is more effective than flat configuration. In case of 3-phase, unbalanced currents ought to be reduced as possible. In case of more than two circuits of 3-phase, adequate locations of each phase-conductor such as rotating configuration of 3-phase conductors are more effective. The magnetic shielding effect of the conductive shielding sheet is very high.

Key Words : Magnetic Fields, Multi-Conductors, Finite Length, Mitigation, Shielding Effect, Conductive Shielding Sheet

1. 서 론

최근의 고층빌딩에 설치된 저압배선은 대부분 1,000 [A]이상의 전류가 흐르는 도체가 포함되어 있으며 이 전류는 점유지내에 매우 큰 자계를 발생시킬 수 있다.

ELF(extremely low frequency) 자계에 관한 문제가 정밀기기 등에 전자간섭의 형태로 대두되고 있음은

* 주저자 : 부경대학교 전기공학과 교수
Tel : 051-629-6311, Fax : 051-629-5305
E-mail : daeha@pknu.ac.kr
접수일자 : 2011년 3월 22일
1차심사 : 2011년 3월 24일, 2차심사 : 2011년 5월 10일
심사완료 : 2011년 5월 16일

주지의 사실이다. 최근에는 공기공조 상업용 고층빌딩이 경제활동의 중요한 자산으로 되어 있다. 이러한 빌딩은 점점 정교하고 민감한 기기들을 수용하고 있으며 많은 전력을 소비하고 있으므로 빌딩내의 배전계통은 대전류의 도체를 필요로 한다. 이러한 대전류의 도체는 ELF 전자계의 간섭문제를 유발할 뿐만 아니라[1-2] 인체에 미치는 위해 문제가 지속적으로 보고되고 있다[3-4]. 보고된 통상적인 문제의 대부분은 컴퓨터 모니터 상의 불안정성이다. 지터(jitter)와 같은 불안정성은 $1[\mu T]$ 와 같은 낮은 자계에 의해서도 모니터 스크린에 나타난다[1,2].

상업용 고층 빌딩의 배전에는 부스바 라이저, 공기 절연 동, 절연 부스닥터 또는 대규모의 다심 케이블이 보통 사용된다. 부스바 라이저는 2,000[A]이상의 전류가 흐르는 경우도 있으며, 세입자 플로어까지의 수평 케이블의 경우는 200[A] 정도의 전류가 흐를 수도 있다. 조명 및 컴퓨터에 의한 세입자 부하는 컴먼라이저(common riser)로 부터 유입된다. 고층에서의 고조파에 의한 전압의 찌그러짐은 누적되는 고조파 전압강하에 의해 매우 높을 수도 있으며 부하의 불평형 및 부하의 고조파에 의해 발생하는 중성도체의 전류는 허용전류를 초과할 수도 있다. 이상과 같이 배전네트워크와 관련된 전력 및 고조파 전류는 빌딩 내에 상당한 ELF 자계환경을 발생시킨다. 따라서 전기설계기사는 이러한 문제에 대하여 설계시 충분히 고려해야 할 것이다.

이러한 고층 빌딩 내에서 가장 큰 전류의 도체는 변전실, 주스위치보드실의 주변, 복도에서의 수직 닥트 내에서 발견된다. 변압기 및 전동기와 같은 전기기기는 저 릴럭턴스의 전자회로(magnetic circuits)를 갖고 있어서 이로부터 발생하는 외부 자계는 매우 낮은 수준이므로, 이웃 공간에서 가장 두드러진 ELF 자계의 발생원은 대전류가 흐르는 케이블과 부스바이다.

이상과 같은 대전류원에 의한 자계의 발생을 감소시키기 위해서는 발생원의 재배치나 차폐판과 같은 자기스크린에 의한 차폐가 중요하며 이들을 면밀히 분석할 필요가 있다. 이러한 분석을 위해서는 먼저 전선 길이가 짧은 옥내배선에 의해 발생하는 자계를 정확하게 계산하여야 하며 단상뿐만 아니라 3상 또는 3상

다회선 배선에도 적용할 수 있어야 한다. 또한 차폐판 내의 유도전류계산의 경우에는 더욱 그러하다. 현재까지 자계의 계산에 관한 연구[5-7]는 자계 발생원의 도체가 무한장일 경우에 한정되어 있어 옥내배선과 같은 짧은 선로의 전류에 적용하기에는 무리가 따른다. 더욱이 국내에서는 자계계산 및 감소에 대한 연구가 미미한 실정이다. 도전성 차폐판의 자계차폐효과의 분석을 위해서는 차폐판 내의 유도전류를 계산해야 한다. 그 계산법으로서는 셀법(cell method)[8-9]이 알려져 있다. 그러나 이들 문헌에서 제시된 방법은 프라임 변간의 상호인덕턴스를 기반으로 한 것으로서 프로그램 작성이 복잡하고 계산시간이 길어 그 개선이 필요하다.

본 연구의 목적은 옥내배선과 같은 유한장 다도체에 의해 발생하는 자계의 감쇄 방법을 찾아 옥내배선의 설계에 이용할 수 있도록 하는 것이다. 이를 위해서는 임의 방향의 전류에 의한 자계의 성분 B_x, B_y, B_z 를 정확하게 구할 수 있는 식이 필요하다. 본 연구에서는 임의 방향의 유한장 직선 전류에 의한 자계성분의 간단한 식을 도출하였으며, 이를 이용하여 각종 전선배열의 모델에 대한 자계를 계산하였다. 또한 도전성 차폐판의 유도전류 계산법을 제안하였으며 이 방법은 프로그램 작성이 용이하고 계산시간이 짧다. 이 유도전류에 의한 감쇄 후의 자계도 계산하였다.

2. 유한장 직선도체의 전류에 의한 자계 및 차폐판의 유도전류

2.1 임의 공간의 자계

도체의 전류로부터 발생하는 도체 외부의 ELF 자계의 정량화는 마그네틱 엔클로우저와 주변의 구조물에 의한 효과를 무시하면 그리 어려운 것은 아니다. 비교적 길게 가설되어 있는 케이블이나 부스바의 경우, 도체에 의해 발생하는 간단한 식은 암페어의 식으로부터 유도할 수 있다. 그러나 실제의 도체는 무한히 길거나 일직선으로 끝은 것은 아니다. 그 합성자계를 결정하기 위해서는 수치계산이 필요하며 Biot-Savart 법칙이 ELF 자계의 수치계산에 자주 이용된다. 한편

송전선로와 같은 장거리 전선로의 경우는 대지의 효과를 무시할 수 없으며 이 경우의 자계 계산은 무한장 전선로의 경우로서 쌍극자 안테나이론을 적용하여 계산할 수 있다[10-11]. 쌍극자 안테나 이론은 단거리 전선로의 경우에도 적용할 수 있으나 도체중심을 기점으로 한 좌우 거리 변화에만 가능하다. 따라서 본 연구의 목적에 따라 옥내배선의 단거리성을 감안하여 Biot-Savart 법칙에 의한 자계 식을 유도, 정리하기로 한다. 또한 3상 또는 3상 다회선과 같은 다도체계에 이용하기 위해서는 자계의 3가지 요소 즉 B_x, B_y, B_z 를 정확하게 구할 수 있는 식이 필요하다. 따라서 이 3가지 요소의 식을 유도하기로 한다.

전류 $I[A]$ 가 흐르고 있는 유한장 직선도체에 의한 자계를 구함에 있어서 그림 2.1과 같은 도체선상의 길이 L 에 의한 점 P의 자계 B 를 고려하면 식 (2.1)과 같이 된다.

$$B_0 = \frac{\mu_0 I}{4\pi R} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \cos\beta \cdot d\beta = \frac{\mu_0 I}{4\pi R} (\sin\beta_1 + \sin\beta_2) \quad (2.1)$$

따라서 그림 2.1을 참조하면 자계의 각 성분요소는 식 (2.2)~(2.4)와 같이 구할 수 있다.

$$B_x = B_0 \frac{x - x_0}{R} \quad (2.2)$$

$$B_y = B_0 \frac{z - z_0}{R} \quad (2.3)$$

$$B_z = B_0 \frac{y - y_0}{R} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } r_1 &= \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2} \\ r_2 &= \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2} \\ L &= \sqrt{(x_2-x_1)^2 + (y_2-y_1)^2 + (z_2-z_1)^2} \\ t &= \frac{L^2 + r_1^2 - r_2^2}{2L}, \quad R = \sqrt{r_1^2 - t^2} \\ \sin\beta_1 &= \frac{t}{r_1}, \quad \sin\beta_2 = \frac{L-t}{r_2} \\ x_0 &= (x_2 - x_1) \frac{t}{L} + x_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_0 &= (y_2 - y_1) \frac{t}{L} + y_1 \\ z_0 &= (z_2 - z_1) \frac{t}{L} + z_1 \end{aligned}$$

이상의 식 (2.2), (2.3) 및 (2.4)는 전류의 방향까지를 고려하고 있어 차폐판의 유도전류에 의한 자계의 계산에 더욱 유용하다.

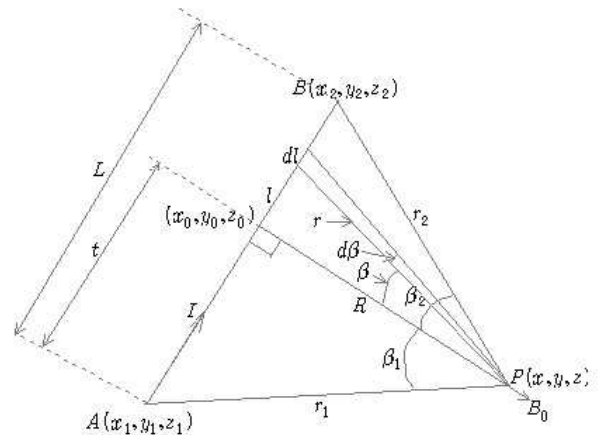


그림 2.1. 유한장 직선도체의 전류에 의한 자계
Fig. 2.1. Magnetic field arising by current flowing through finite-length conductor

한편 다도체계의 경우로서 3상 선로와 같이 각 도체에 흐르는 전류가 서로 다른 위상각을 갖는 경우가 있다. 이 경우 각 자계성분의 위상각은 그 도체에 흐르는 전류의 위상각에 의존한다. 예로서 3도체의 경우, 각 도체전류의 위상각을 ϕ_a, ϕ_b 및 ϕ_c 라 하면 각 자계성분은 식 (2.5)~(2.7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\dot{B}_x = B_{xa}e^{j\phi_a} + B_{xb}e^{j\phi_b} + B_{xc}e^{j\phi_c} = B_x e^{j\phi_x} \quad (2.5)$$

$$\dot{B}_y = B_{ya}e^{j\phi_a} + B_{yb}e^{j\phi_b} + B_{yc}e^{j\phi_c} = B_y e^{j\phi_y} \quad (2.6)$$

$$\dot{B}_z = B_{za}e^{j\phi_a} + B_{zb}e^{j\phi_b} + B_{zc}e^{j\phi_c} = B_z e^{j\phi_z} \quad (2.7)$$

따라서 이 경우의 합성전자계 B 는 식 (2.8)로 주어진다.

유한장 직선도체에 의한 자계의 계산 및 감소대책

$$B = \left[[B_x^2 \cdot \cos(2\phi_x) + B_y^2 \cdot \cos(2\phi_y) + B_z^2 \cdot \cos(2\phi_z)]^2 + [B_x^2 \cdot \sin(2\phi_x) + B_y^2 \cdot \sin(2\phi_y) + B_z^2 \cdot \sin(2\phi_z)]^2 \right]^{0.25} \quad (2.8)$$

이상과 같이 유한장 직선전류에 의한 자계를 성분 분리함으로써 임의 방향으로 배열된 다도체계의 합성 자계를 쉽게 구할 수 있다.

2.2 셀법에 의한 차폐판의 유도전류 계산 기법

선형 매질(공기, 구리, 알루미늄 등)에 있어서 도체판의 자계차폐 문제는 와류와 자기 벡터포텐셜의 상호작용의 항으로 정식화되며 이것은 차폐판 뿐만 아니라 임의공간으로의 계산영역을 확장할 수 있도록 해준다. 그 계산기법으로서 유한적분법(Finite Integral Technique)[8] 및 셀법(Cell Method)[9]에 의하면, 차폐판을 직각으로 엇갈린 쌍대 셀복합의 바둑판 모양으로 분할되어 있는 모델을 채용하고 있다. 이러한 계산기법은 쌍대 셀복합에 대한 준정자계 문제의 적분 변수로 기획된 것이다. 프라이멀-듀얼 셀(primal-dual cell)의 대응성 때문에 전류와 전압 모두 그래프 브랜치와 연관되어 있어서 유도전류를 동일한 프라이멀 변에 관련지을 수 있다. 이 브랜치의 유도전류는 회로망의 해석상 프라이멀 셀내의 순환전류의 항으로 나타낼 수 있다. 이 순환전류가 계산의 대상이 되는 주변 변수이다. 그러나 문헌 [9]에서는 이 순환전류(와류)의 계산법으로서 프라이멀 변 간의 상호인덕턴스에 의한 방법을 채용하고 있으므로 프라이멀 셀의 수가 많은 경우 계산 프로그램이 매우 복잡해지며 계산시간이 길어진다. 본 연구에서는 프라이멀셀 내의 자속쇄교를 기반으로 한 새로운 방법을 제시하고자 하며 이 방법에 의하면 이러한 결점을 한층 개선할 수 있다.

도전성 차폐판의 유도전류를 구하기 위해서 평판 도체판을 그림 2.2와 같이 직4각형의 셀들로 분할하기로 한다. 듀얼 면(dual face)에 균일분포로 흐르는 전류는 프라이멀 변(primal edge)에 집중하여 흐르는 것으로 간주한다.

그림 2.3은 프라이멀 셀의 4각 필라멘트에 흐르는

순환전류(와류)와 자속의 쇄교방향을 나타낸 것이다. 따라서 프라이멀셀 내를 직각 방향으로 통과하는 자속이 알려지면 순환전류 I 를 구할 수 있다.

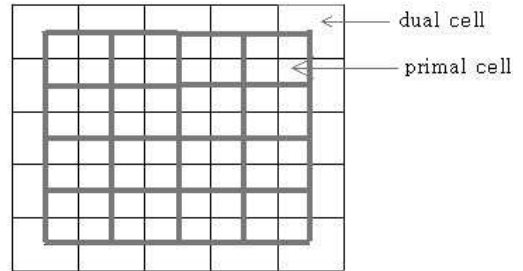


그림 2.2. 차폐판의 분할(프라이멀 셀과 쌍대 셀)
Fig. 2.2. primal and dual cells

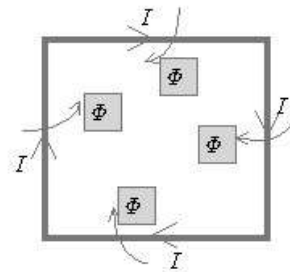


그림 2.3. 프라이멀셀 내의 쇄교자속과 프라이멀 변의 유도 순환전류
Fig. 2.3. linkage-flux in primal cell and induced loop current of primal edges

소스 도체의 전류방향을 x 방향으로 하고 프라이멀셀 내의 자속밀도를 균일하다고 가정하기로 한다. 또한 평판 차폐판의 경우를 고려하고 차폐판의 위치는 소스도체의 상부 $x-y$ 평면상에 위치해 있는 것으로 한다. 이 경우 $x-y$ 평면상의 프라이멀 셀내를 직각으로 통과하는 자속밀도 성분은 B_z 이다. 이 B_z 는 소스전류 I_s 에 비례하므로 $B_z = M_z I_s$ 로 표현할 수 있다. 따라서 면적 S 의 프라이멀 셀의 쇄교자속은 $\Psi = S \cdot M_z I_s$ 이며 프라이멀 변에 유기되는 전압은 $E_s = -j\omega M_z I_s$ 이다. 단상 2선식의 경우를 예로 들기로 한다. 소스도체(source conductor)의 전류 I_a, I_b 에 대하여 N 개의 프라이멀 셀의 변에 각각 유도되는 전압은 식 (2.9)로 나타낼 수 있다.

$$[E_s] = \begin{bmatrix} E_{s1} \\ E_{s2} \\ \vdots \\ E_{sN} \end{bmatrix} = -j\omega S \begin{bmatrix} M_{Bza1} & M_{Bzb1} \\ M_{Bza2} & M_{Bzb2} \\ \vdots & \vdots \\ M_{BzaN} & M_{BzbN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

단, $M_{BzaN} I_a$, $M_{BzbN} I_b$ 는 소스전류 I_a , I_b 에 의해 N 번째 프라이멀 셀의 중앙점에 발생하는 자속밀도임.

또 k 번째 프라이멀 셀을 구성하는 각 변의 순환전류 I_k 에 의해 m 번째 프라이멀 셀 내의 중앙점 p 에 발생하는 자속밀도를 각각 $M_{1Bz} I_k$, $M_{2Bz} I_k$, $M_{3Bz} I_k$, $M_{4Bz} I_k$ 라 하면(그림 2.3 참조) I_k 에 의해 점 p 에 발생하는 자속 밀도는 식 (2.10)으로 쓸 수 있다.

$$B_{mk} = (M_{1Bz} + M_{2Bz} + M_{3Bz} + M_{4Bz}) I_k = M_{mk} I_k \quad (2.10)$$

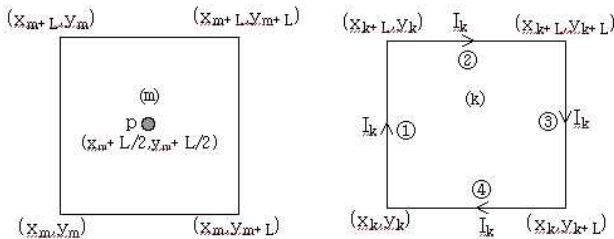


그림 2.3. k 번째 프라이멀 셀과 m 번째 프라이멀 셀
Fig. 2.3. k th primal cell and m th primal cell

따라서 N 개의 프라이멀 셀 간의 상호 유도전압은 식 (2.11)로 나타낼 수 있다.

$$[E_{mk}] = - \begin{bmatrix} Z_{11} & j\omega SM_{12} & \cdots & j\omega SM_{1N} \\ j\omega SM_{21} & Z_{22} & \cdots & j\omega SM_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ j\omega SM_{N1} & j\omega SM_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

차폐판 내에서는 $[E_s] + [E_{mk}] = 0$ 을 만족해야 하므로 각 프라이멀 셀의 순환전류는 식 (2.12)로 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = -j\omega S \begin{bmatrix} Z_{11} & j\omega SM_{12} & \cdots & j\omega SM_{1N} \\ j\omega SM_{21} & Z_{22} & \cdots & j\omega SM_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ j\omega SM_{N1} & j\omega SM_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} M_{Bza1} & M_{Bzb1} \\ M_{Bza2} & M_{Bzb2} \\ \vdots & \vdots \\ M_{BzaN} & M_{BzbN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

식 (2.11) 및 (2.12)에서 Z_{kk} 는 k 번째 프라이멀 변의 자기임피던스로서 프라이멀 셀을 정사각형으로 하여 한변을 L 이라 하면 식 (2.13)~(2.15)로 나타낼 수 있다.

$$Z_{kk} = 4(R_{kk} + j\omega L_{kk}) \quad (2.13)$$

$$R_{kk} = \rho \frac{L}{S_k} \quad (2.14)$$

$$L_{kk} = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot L \cdot [\ln(\frac{2L}{S_k/t+t}) + \frac{1}{2} - \delta] \quad (2.15)$$

단,

t : 차폐판의 두께

L : primal 변의 길이

δ : dual face의 형상계수로서

무시할 수 있는 값임

S_k : dual face의 단면적

$\sigma = \frac{1}{\rho}$: 차폐판의 도전율

따라서 임의 공간의 자계는 소스 전류에 의한 것과 각 프라이멀 셀의 순환전류에 의한 것을 합성함으로써 구할 수 있다.

3. 유한장 직선도체의 전류에 의한 자계의 계산 예 및 감소대책

3.1 도체 배열방식에 의한 자계분포 및 감소대책

전력선로의 일정전류에 의해 발생하는 자계는 도체 배열의 기하학적 구조에 크게 의존한다. 도체 배열방식에서 자계의 감소대책을 찾기 위한 첫 번째 방법으로서 도체간의 거리가 자계방사에 크게 의존하므로

도체간의 거리변화에 대한 자계분포의 조사가 필요하다. 고려해야 할 두 번째 사항은 3상, 즉 R, S, T 상간의 상대적 위치이다. 합성자계는 각 상에 의해 발생하는 3개의 개별적 자계를 합성함으로써 구해진다. 합성자계의 강도 및 형상은 도체 주위 공간의 모든 점에서 특성화된 자계 발생원인 각상의 위치에 의해 결정된다. 이러한 자계는 전류의 정현파 특성의 결과로서 그 방향이 시간에 따라 변화한다. 본 연구에서는 실제로 가능한 전선배열을 대상으로 x-y 평면상의 자계분포를 계산하여 검토하였다. 전선 배열에 대한 파라미터는 편의상 전선길이 6[m], 전선 방향을 x축, 관측 점의 z좌표는 1.5[m]로 하였으며 단상 및 평형 3상전류는 300[A]로 동일하게 하였다. 계산프로그램은 Matlab 7.0에 의해 작성하였다.

3.1.1 단상 전력선에 의한 자계 및 선간거리 의존성

그림 3.1과 같은 수평배열의 전선로에 대하여 자계 분포를 계산하였다.

그림 3.2는 전류 300[A], 전선길이 6[m]의 단상 선로에 대한 전자계의 계산결과로서 선간거리 d 를 0.4[m] 및 0.8[m]로 달리한 경우이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 전선 중앙 위치에서 최대값을 나타내며 선간거리 0.8[m]의 경우가 0.4[m]의 경우보다 약 2배 정도로 큰 값을 나타냄을 알 수 있다. 따라서 자계의 값을 감소시키기 위해서는 가능한 한 선간거리를 가깝게 해야 함을 알 수 있다.

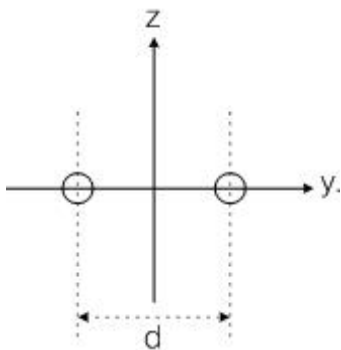
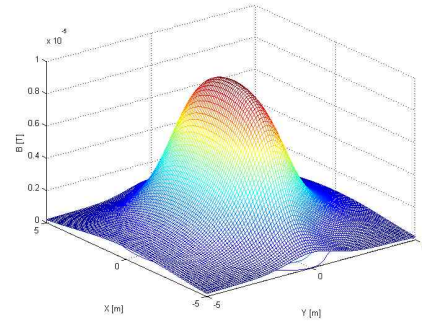
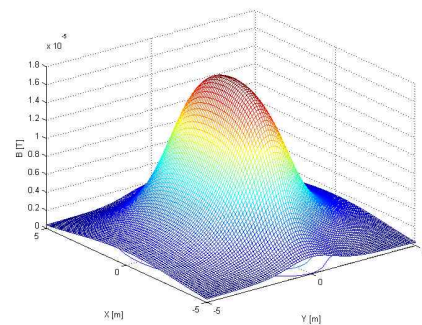


그림 3.1. 단상 2선식 도체배열
Fig. 3.1. Configuration of 1 phase 2 conductors



(a)



(b)

그림 3.2. 단상 2선식 전선로의 선간거리 변화에 대한 자계 분포((a) $d = 0.4$ [m] (b) $d = 0.8$ [m])

Fig. 3.2. Magnetic-field distributions for different distances between conductors in 1-phase 2-conductor system ((a) $d = 0.4$ [m] (b) $d = 0.8$ [m])

3.1.2 3상 전선로의 도체배열에 따른 자계 분포

(A) 3상 1회선

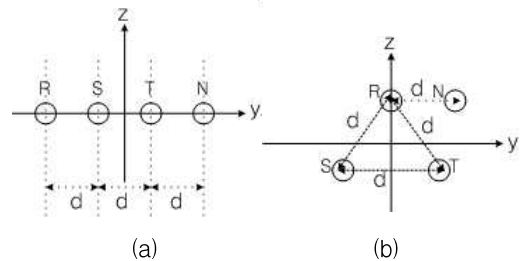
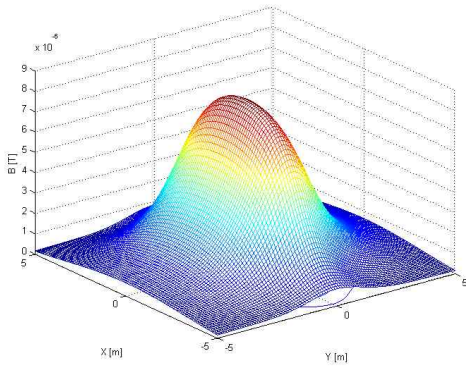


그림 3.3. 수평(a) 및 3각(b) 3상 전선배열
Fig. 3.3. Flat(a) and delta(b) configurations of 3-phase conductors

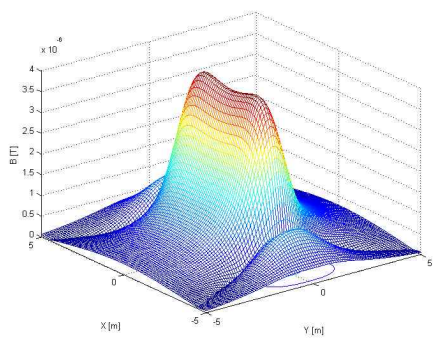
그림 3.3의 수평배열 및 3각배열의 3상 도체에 대하여 자계 분포를 산정하였다.

그림 3.4는 위의 3상 전선배열에 대한 자계분포를 나타낸 것으로서 선간거리 $d=0.2[m]$, 각 상전류 $I=300[A]$ 로 계산한 것이다.

이들 그림에서 알 수 있는 바와 같이 선간거리가 같음에도 불구하고 수평전선 배열의 경우보다 3각 전선 배열의 경우가 자계가 작은 값으로 나타났다. 이것은 3각 전선배열의 경우가 수평 전선배열의 경우보다 도체 상호간의 상대적 거리가 짧기 때문이다.



(a)



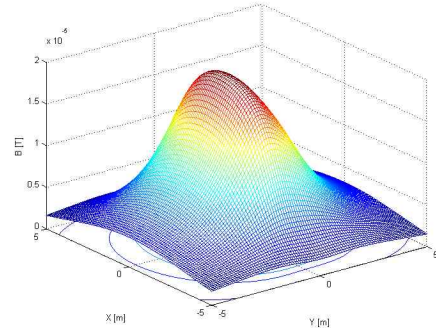
(b)

그림 3.4. 수평(a) 및 3각(b) 3상 도체배열에 대한 자계분포

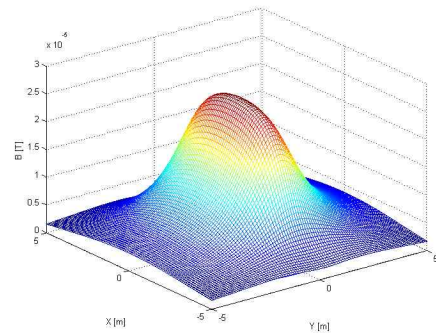
Fig. 3.4. Magnetic field distributions for flat(a) and delta(b) configurations of 3 phase conductors

그림 3.5는 각 상전류가 불평형인 경우 위의 전선배

열에 대한 자계분포를 나타낸 것이다.



(a)



(b)

그림 3.5. 3상 불평형 전류($I_R = 300 [A]$, $I_S = 200 [A]$, $I_T = 250 [A]$)의 경우 수평(a) 및 3각(b) 전선배열에 대한 자계분포

Fig. 3.5. Magnetic field distributions for flat(a) and delta(b) configurations of 3 phase conductors in case of unbalanced 3-phase currents

($I_R = 300 [A]$, $I_S = 200 [A]$, $I_T = 250 [A]$)

이들 그림에서 알 수 있는 바와 같이 불평형 전류의 경우에는 평형 3상전류의 경우보다 자계 값이 훨씬 큰 값으로 나타났다. 그러나 평형전류의 경우와는 대조적으로 3각 전선배열의 경우가 수평전선배열의 경우보다 자계의 값이 큰 값으로 나타났다. 자계 감소의 측면에서는 전선배열에 관계없이 가능한 전류의 불평형을 줄이는 것이 효과적임을 알 수 있다.

(B) 3상 다회선

상당 2개의 도체와 하나의 중성도체에 대한 배열은 더욱 많은 경우를 생각할 수 있다. 그림 3.6은 일반적으로 사용하는 수직 도체배열을 나타낸 것으로서 $d=0.4[m]$ 이며 각상의 전류는 $300[A]$ 이다. 동일상의 도체가 가깝게 설치되는 방식으로서 그림 3.6 (a)의 배열 형식이 종래 사용되어 온 가장 보통의 방식이다.

그림 3.7은 3상 2회선 도체배열에 대한 자계분포를 나타낸 것이다. 자계의 최대값의 크기는 도체배열 (a), (d), (c), (b)의순으로 나타났다. 즉 가장 일반적으로 설치되는 도체배열 (a)가 가장 나쁜 경우임을 알 수 있다. 이것은 동일한 상에 대응하는 2개의 도체가 매우 가까우면 그들의 자계가 서로 합해져 다른 상에 의해서 발생한 자계에 의한 상쇄가 더욱 어려워지기 때문이다. 자계의 감소 측면에서 (b), (c)의 배열방식이 유리하다고 할 수 있다.

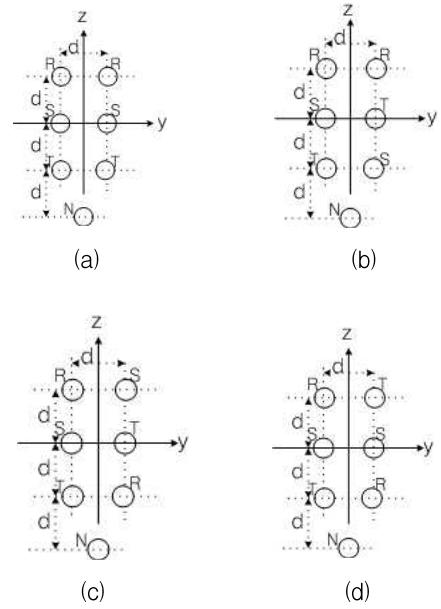


그림 3.6. 3상 2회선의 수직 도체배열
Fig. 3.6. Vertical configurations of 2-circuit 3-phase conductors

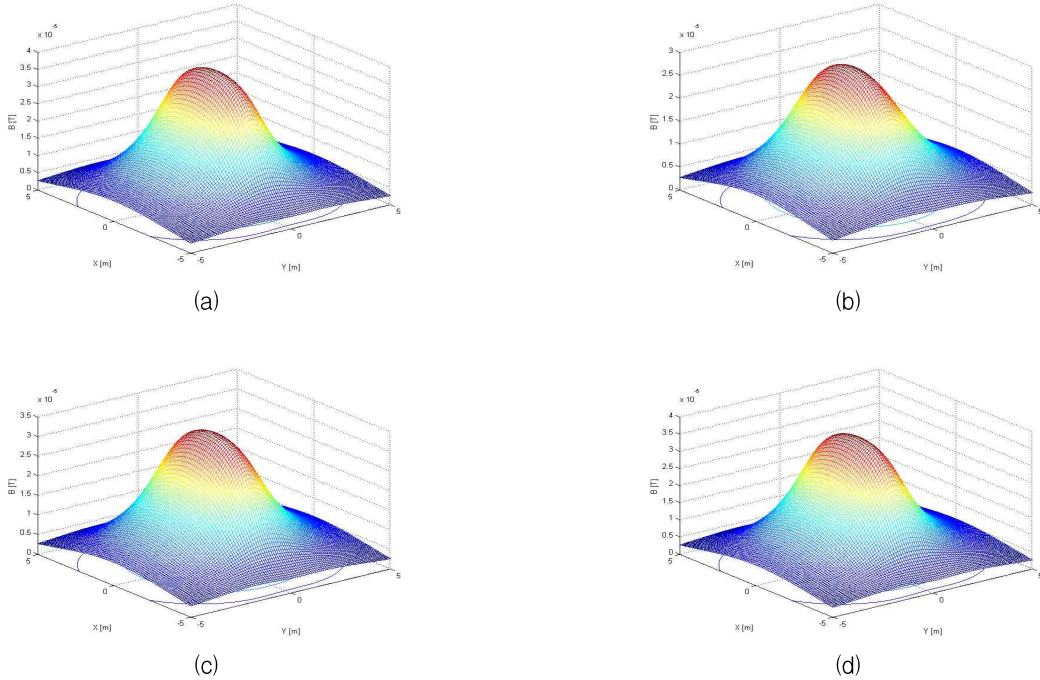


그림 3.7. 그림 3.6의 3상 2회선 도체배열(a, b, c, d)에 대한 자계분포
Fig. 3.7. Magnetic field distributions for configurations(a, b, c, d,) of 2-circuit 3-phase conductors in fig. 3.6

상당 3도체가 설치되는 도체배열 방식도 여러 가지의 경우를 생각할 수 있다. 그림 3.8은 자계 계산에 적용된 3각 도체배열 방식을 나타낸다.

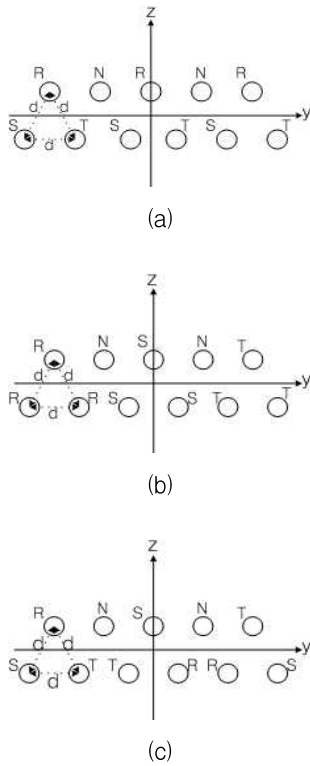
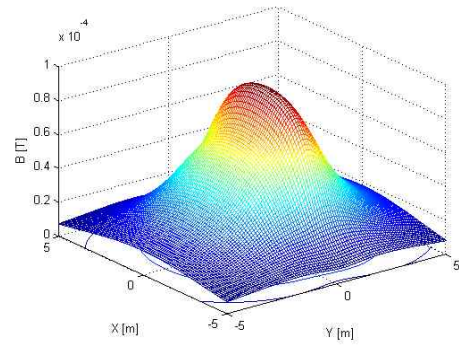


그림 3.8. 3상 3회선의 3각 도체배열
Fig. 3.8. Delta configurations of 2-circuit 3-phase conductors

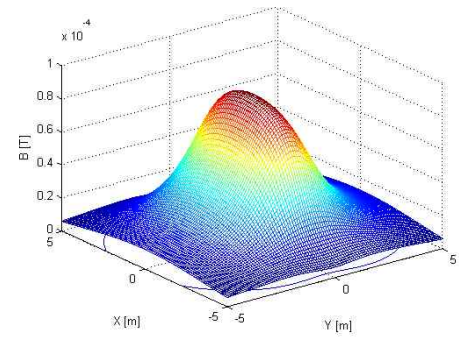
그림 3.9는 3상 2회선 도체배열에 대한 자계분포를 나타낸 것이다. 도체배열 (a) 및 (b)에 비해 (c)의 경우가 자계 값이 훨씬 작은 값으로 나타났다. 따라서 모든 상을 로테이팅 배열로 하여 각 상의 위치를 변화시키는 것이 가장 효과적인 방법임을 알 수 있다.

3.2 도전성 차폐판에 의한 자계 차폐효과

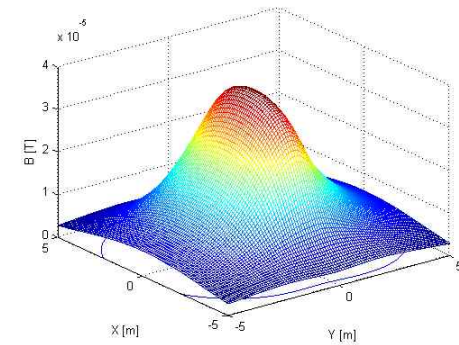
그림 3.10은 계산에 적용한 평판형 차폐판 모델로서 소스도체는 단상 및 3상의 경우 길이 1 [m], 선간거리 $d=10$ [cm]이며, 차폐판은 폭 $L=1$ [m], 길이 $l=1$ [m], 두께 $t=2$ [mm]인 알루미늄 판으로서 그 도전율은



(a)



(b)



(c)

그림 3.9. 그림 8의 3상 3회선 도체배열(a, b, c)에 대한 자계분포

Fig. 3.9. Magnetic field distributions for configurations(a, b, c) of 3-circuit 3-phase conductors in fig. 3.8

$\sigma = 35 \times 10^6$ [S/m]이다. 또한 차폐판의 분할 프라이멀 셀 수는 20×20 으로 하였다. 자료원점은 차폐판의 위

쪽 중앙이며, 소스도체와 차폐판 간의 거리는 $h_0 = 0.5 [m]$ 이고, 자계분포의 계산점은 차폐판으로부터 z 방향 $z_0 = 0.25 [m]$ 이다.

그림 3.11은 평판형 차폐판에 대한 자계분포로서 단상 및 3상 100 [A], 주파수 60 [Hz]에 대한 결과이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 차폐판이 있는 경우가

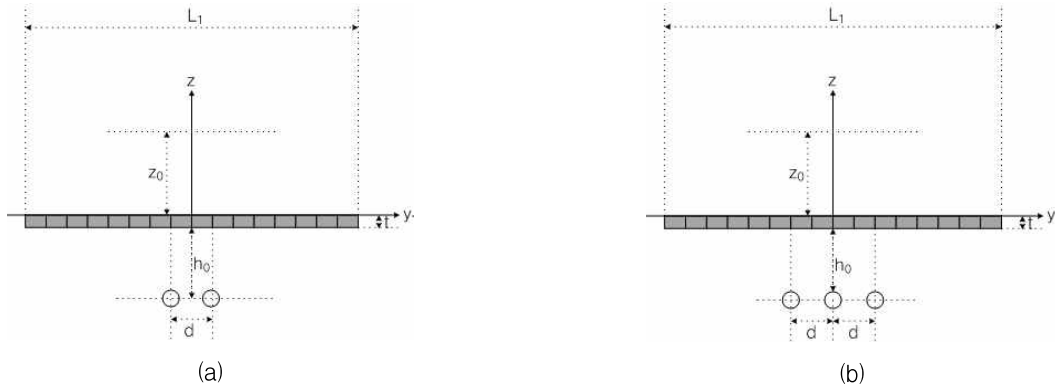


그림 3.10. 평판형 차폐판 모델(전면). (a) 단상 소스도체의 경우. (b) 3 상 소스도체의 경우
Fig. 3.10. Flat type shield model (front surface). (a) in case of 1-phase source conductors (b) in case of 3-phase source conductors

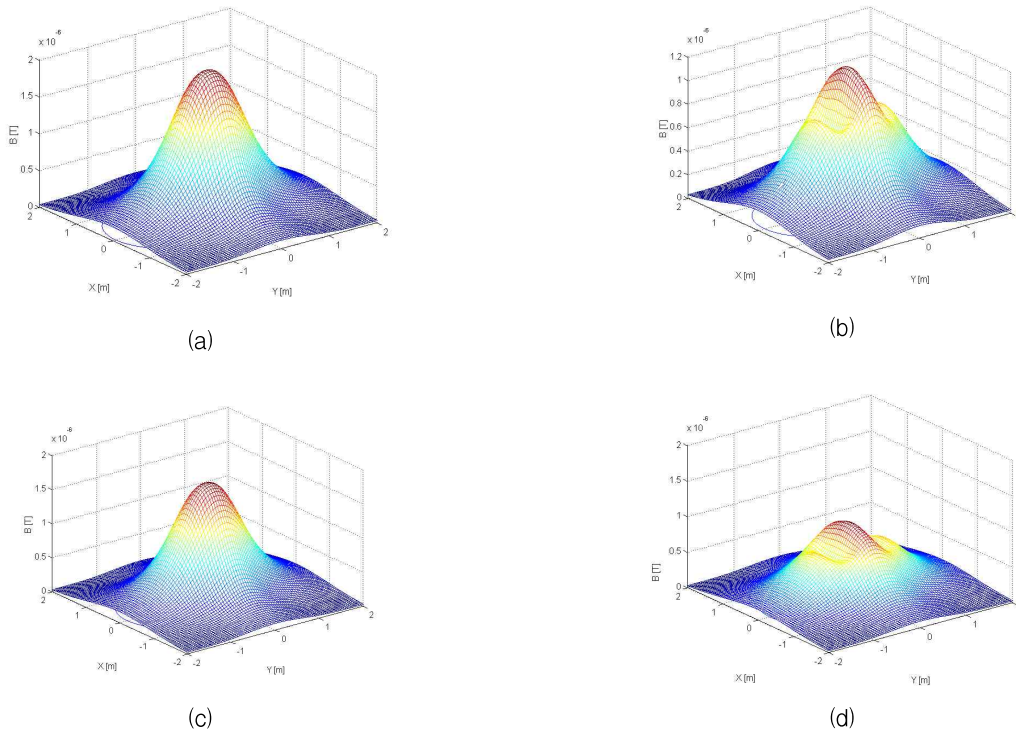


그림 3.11. 평판형 차폐판의 경우 X-Y 평면상의 자계분포(단상: (a) 차폐판이 없는 경우 (b) 차폐판이 있는 경우, 3상: (c) 차폐판이 없는 경우 (d) 차폐판이 있는 경우)
Fig. 3.11. Distributions of Magnetic field over X-Y plane in cases of no shield and flat-type shield (1-phase: (a) in case without shield (b) in case of shield and 3-phase: (c) in case without shield, (d) in case of shield)

없는 경우보다 자계 값이 훨씬 낮아 그 차폐효과가 매우 큼을 알 수 있다.

4. 결 론

본 연구의 목적은 옥내배선과 같은 유한장 다도체에 의해 발생하는 자계의 감쇄 방법을 찾아 옥내배선의 설계에 이용할 수 있도록 하는 것이다. 이를 위해서는 임의 방향의 전류에 의한 자계의 성분 B_x, B_y, B_z 를 정확하게 구할 수 있는 식이 필요하다. 본 연구에서는 임의 방향의 유한장 직선 전류에 의한 자계성분의 간단한 식을 도출하였으며, 이를 이용하여 각종 전선배열의 모델에 대한 자계를 계산하였다. 또한 도전성 차폐판의 유도전류 계산법을 제안하였으며 이 방법은 프로그램 작성이 용이하고 계산시간이 짧다. 이 유도전류에 의한 감쇄 후의 자계도 계산하였다. 모든 계산은 Matlab 7.0 프로그램에 의해 행하였으며 그 계산결과를 통해 얻어진 결론은 다음과 같다.

1. 될 수 있는 대로 전선간의 간격을 좁혀야 한다.
2. 3상의 경우 수평 전선배열보다는 3각 전선배열의 경우가 더욱 효과적이다.
3. 3상의 경우 불평형을 줄여야 한다.
4. 3상의 회선수가 많을 경우 전선배열에 있어서 적절한 상배치가 효과적이다.
5. 도전성 차폐판의 차폐효과가 매우 크다.

이 논문은 2010 학년도 부경대학교의 지원을 받아 수행된 연구임. 과제번호: 001200020103400

References

[1] Dragan Poljak, Andres Peratta and Carlos A. Brebbia, "The boundary element electromagnetic-thermal analysis of human exposure to base station antennas radiation", Engineering Analysis with Boundary Elements, Vol. 28, Issue 7, pp. 763~770, 2004.

[2] Yu-nan Han, Ying-hua LV and Hong-xin Zhang, "Compute extremely low-frequency electromagnetic field exposure by 3-D impedance method", The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, Vol. 14, Issue 3, pp. 113~116, 2007.

[3] Belpomme D., Irigarai P., Hardell L. Clapp R., Montagnier L., Epstein S., Sasco A. J., "The multitude and diversity of environmental carcinogens", Environ. Res. Vol.105, pp.414~429, 2007.

[4] Bioinitiative report: A rationale for a biologically-based public exposure standard for electromagnetic fields(ELF and RF). <http://www.bioinitiative.org>(accessed 22. 20.2007).

[5] Ronald W. P. King, Tai T. Wu, "The complete electromagnetic field of a three-phase transmission line over the earth and its interaction with human body", J. Appl. Phys. Vol. 78 No. 2, pp. 668~683, 1995.

[6] Pablo Morene and Robert G. Olsen, "A simple theory for optimizing finite width ELF magnetic field shields for minimum dependence on source orientation", IEEE Trans. Electromag. Compat. Vol. 39, No. 4, pp. 340~348, 1997.

[7] Pablo Morene and Robert G. Olsen, "A method for estimating magnetic shielding by 2-D planar plates for distribution system shielding", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 25, No.4, pp. 2710~2716, 2010.

[8] A. Kost and H. Igarashi, "Different numerical methods for electromagnetic field computation with thin shielding sheets", in Proc. IEEE Int. Symp. Austin TX, pp. 248~253, 1997.

[9] A. Canova, G. Gruosso and M. Repetto, "Integral methods for analysis and design of low-frequency conductive shields", IEEE Trans. Magn. Vol. 39, No. 4 pp. 2009~2017, 2003.

[10] 이영식, 박정은, 강대하, "전력선로 근방의 전자파 전자계 계산", 한국조명.전기설비학회, Vol.22, No.6, pp.79~88, 2008.

[11] 강대하, 이영식, 김부규, "분기선로가 있는 3상 전력선로 하의 전자파 자계 계산", 한국조명.전기설비학회, Vol. 23, No. 5, pp. 110~119, 2009.

◇ 저자소개 ◇



강대하(姜大夏)

1948년 12월 17일생. 1975년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1990년 2월 인하대학교 전기공학과 졸업(박사). 1980년~현재 부경대학교 전기공학과 교수.

Tel : (051)629-6311

Fax : (051)629-6305

E-mail : daeha@pknu.ac.kr