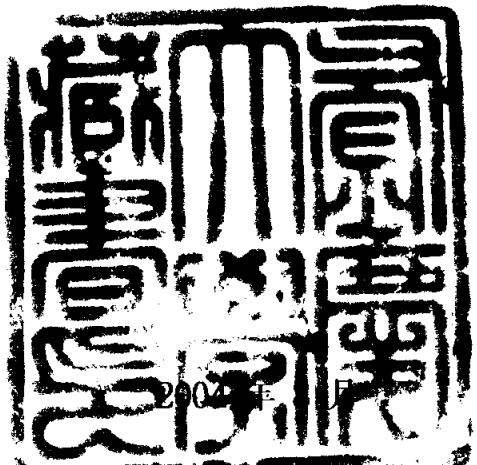
工學碩士 學位論文

쌍극자 안테나 이론에 의한 가공 3상 전력선 근방의 전자파 전자계 계산

指導敎授 姜 大 夏

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함



2004年 月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

朴 正 恩

이 論文을 朴正恩의 工學碩士 學位

論文으로 認准함

2004 年 6 月

主 審 工學博士 洪 淳 一

委 員 工學博士 金 榮 學

委 員 工學博士 權 聖 烈

< 목 차 >

제 1장 서 론 ····· 1
1.1 연구배경 ····· 1
1.2 연구 목적 및 내용 ····· 2

제 2장 쌍극자 방사 ····· 3
2.1 불구속 공간에서의 전자파 ····· 3
2.2 쌍극자 안테나 ····· 7

제 3장 전력선하의 전자파 ····· 12
3.1 쌍극자 안테나 이론에 의한 전력선하의 전자파 ····· 12
3.2 전자파 전자계의 근사식 ····· 16
3.3 근사식의 보정 ····· 19

제 4장 3상 전력선 근방의 전자파 전자계 ····· 22
4.1 전선 배열에 따른 전자계의 정식화 ····· 22
4.2 계산예 ····· 30

제 5장 결 론 ····· 50

References ····· 51

Abstract ····· 52

<그림목차>

Fig. 2.1. Right-hand co-ordinate system for traveling TEM wave ····· 6
Fig. 2.2 Equivalence of alternating dipole and dipole antenna ····· 7
Fig. 2.3 Spherical coordinates ····· 11
Fig. 3.1 Rectangular coordinates ····· 12
Fig. 4.1 Horizontal configuration of 3 wires in 3 phase 1 circuit power line ····· 22
Fig. 4.2 Vertical configuration of 3 wires in 3 phase 2 circuits power line ····· 25
Fig. 4.3 B_x near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 30
Fig. 4.4 B_y near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 31
Fig. 4.5 B_z near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 31
Fig. 4.6 E_x near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 32
Fig. 4.7 E_y near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 32
Fig. 4.8 E_z near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 33
Fig. 4.9 Resultant magnetic flux density B near 3 phase power electric line with a horizontal configuration of three wires ····· 34
Fig. 4.10 Resultant electric field E near 3 phase power electric line with a horizontal configuration of three wires ····· 34
Fig. 4.11 B_x near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 35
Fig. 4.12 B_y near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 36
Fig. 4.13 B_z near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 36

Fig. 4.14 E_x near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 37

Fig. 4.15 E_y near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 37

Fig. 4.16 E_z near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 38

Fig. 4.17 Resultant magnetic flux density B near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 38

Fig. 4.18 Resultant electric field E near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires ····· 39

Fig. 4.19 Components of magnetic flux density on 345[Kv] 3 phase power line ··· 40

Fig. 4.20 Components of electric field on 345[Kv] 3 phase power line ····· 40

Fig. 4.21 B_x near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits) ····· 42

Fig. 4.22 B_y near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits) ····· 42

Fig. 4.23 B_z near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits) ····· 43

Fig. 4.24 E_x near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits) ····· 43

Fig. 4.25 E_y near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 44

Fig. 4.26 E_z near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits) ····· 44

Fig. 4.27 Resultant magnetic flux density B near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 45

Fig. 4.28 Resultant electric field E near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 45

Fig. 4.29 Components of magnetic flux density on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 46

Fig. 4.30 Components of magnetic flux density on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 46

Fig. 4.31 Components of magnetic flux density on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 47
Fig. 4.32 Components of electric field on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 47
Fig. 4.33 Components of electric field on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 48
Fig. 4.34 Components of electric field on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits) ····· 48

제 1장 서 론

1.1 연구배경

1970년대 말 전력설비에 의해 발생하는 전계 및 자계가 인체에 영향을 줄 수 있다는 것을 최초로 지적한 이래[1] 이 주제에 대한 연구가 여러 나라에서 폭넓게 진행되어 왔다. 최근에는 초고압 및 대전류 전력설비와 더불어 전력선로에 둘러 싸여 있는 전자 환경의 생체에 미치는 효과가 점차 중요한 과제로 대두되고 있다.[2~4]

초저주파(ELF: extremely low frequency) 전계 및 자계의 파장은 생체의 크기보다 훨씬 크므로 전계 및 자계를 각각 독립적으로 취급할 수 있다. 그러나 생체가 전계 및 자계에 동시에 노출될 때 생체내부의 유도전류는 전계 및 자계에 의한 유도전류를 결합하여 조사할 필요가 있다. 특히 인체가 고전압전력선으로부터 각기 다른 거리에 위치해 있을 때 인체내부의 전계와 자계 및 관련된 전류의 방향과 크기는 무엇인가가 중요한 해결과제로 된다.

이러한 문제를 해결하기 위한 첫 단계는 대지위에 가설된 전력선 근방의 모든 점에 대한 6개의 전자계 성분을 정확하게 산정하는 일이다. 한편 낮은 값의 자속밀도에서도 비디오 디스플레이(컴퓨터 모니터등)와 같은 설비에 저주파 자계가 교란을 일으킨다는 것은 널리 알려져 있는 사실이다. 특히 CAD워크스테이션의 대형 디스플레이 장치는 이러한 국면에 매우 민감하다.

또한 저 수준의 자계라 할지라도 감도가 좋은 측정장비(예 전자현미경)나 의료용 장비에 유도장해등의 영향을 줄 수도 있다. 이러한 전력주파수의 자계는 [5~11]등의 수많은 문헌에서 분석된 바 있다. 그러나 국내에서는 전력선하의 전자계에 대한 심도 있는 연구가 아직 미미한 실정이다.

1.2 연구 목적 및 내용

최근 전력 공급의 신뢰도는 매우 향상되어 있다. 그러나 친환경에너지 개발 문제가 대두되고 있고 특히 154[Kv], 345[Kv] 송전선로 밑에서는 강력한 전자력이 발생하고 있으며 이것이 인간이나 동물이 사는 거주지역을 통과할 때는 송배전의 설비에 대한 문제점이 사회적으로 많이 대두되고 있다.

따라서 본 연구의 목적은 이러한 전력선에 의한 전자파의 문제들을 이론적 해석을 통해서 전자파 문제의 문제점을 해결하기 위한 전력선 아래에서의 전자파 문제를 해석하는 것이다.

본 연구에서는 전력선의 전류에 의해서 발생하는 전자파 전자계 성분에 대한 식을 쌍극자 안테나 이론을 이용하여 유도하였으며, 수평전선배열 및 수직전선배열의 전력선로에 적용하여 전력선 근방의 전자파 전자계를 계산하였다. 이들의 전선배열에 대한 전자파 전자계의 식은 실제 전력선에 그대로 적용할 수 있도록 정식화하였다.

본 논문의 구성은 제 1장에서는 연구배경과 목적 및 내용을 소개하였고 제 2장에서는 본 연구와 관련되는 이론으로서 불구속 공간에서의 전자파에 대한 전계 E와 자계 H의 식을 구하였다. 제 3장에서는 쌍극자 안테나 이론에 의한 전력선하의 전자파 전자계 계산식을 정식화하였고 이식에 대한 전자파 전자계의 근사식 및 보정 인수를 결정하였다. 제 4장에서는 3상 전력선로 근방에서의 전자파 전자계에 대한 정식화를 하였으며 전계 및 자속 밀도는 3상 1회선 수평 전선 배열과 3상 2회선 수직 전선 배열에 대하여 전주 또는 철탑 중앙의 계산원점으로부터 수평거리 L[m] 높이 h_0[m]인 점의 전계 및 자속 밀도의 계산식에 있어서 수평 방향 성분 및 수직 방향 성분과 합성 전계, 합성 자속 밀도 의 크기 및 위상각을 검토하였다. 또한 계산의 예로서 현재 가설되어있는 345[kV]와 765[kV] 송전선로에 이상의 계산식을 적용하였으며 파라미터는 계산점의 높이 $h_1=55.58[m], h_2=42.79[m], h_3=30[m]$인 경우로 하여 전계 및 자속밀도 크기의 변화를 살펴보았다. 제 5장 결론에서는 이상의 연구에서 얻어진 결과 및 결론을 정리하였다.

제 2장 쌍극자 방사

2.1. 불구속 공간에서의 전자파

일반적으로 정현파 전자파에 대하여는 식 (2.1) 및 (2.2)와 같은 미분형의 맥스웰 필드 방정식을 이용한다.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon^* \frac{\partial E}{\partial t} \tag{2.1}$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu^* \frac{\partial H}{\partial t} \tag{2.2}$$

또 계가 진전하를 포함하지 않으면

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \tag{2.3}$$

진자극을 포함하지 않으면

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \tag{2.4}$$

로 된다. 이러한 필드 방정식을 해석하는데는 첫 단계로서 필드벡터 **E** 와 **H**의 분리가 필요하다. 이것은 위의 방정식들을 시간에 관하여 미분하고 한 방정식을 다른 방정식에 대입함으로써 분리할 수 있다. 따라서 식 (2.1)로부터 식 (2.5)를 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times H) = \nabla \times \frac{\partial H}{\partial t} = -\frac{1}{\mu^*} \nabla \times (\nabla \times E) = \varepsilon^* \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \tag{2.5}$$

또 벡터 연산을 행하면 식 (2.6)이 구해진다.

$$\nabla^2 E = \varepsilon^* \mu^* \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \tag{2.6}$$

같은 방법으로 식 (2.2)를 미분함으로써 식(2.6)에 완전히 대칭적인 자계에 관한 관계식(2.7)을 얻을 수 있다.

$$\nabla^2 H = \varepsilon^* \mu^* \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \tag{2.7}$$

식 (2.6) 및 (2.7)은 전자계의 파방정식이다. 필드벡터 **E** 및 **H**가 x및 시간 t 에만 의존한다고 가정하면 이 방정식들은 더욱 간략화된다. 즉

$$\frac{\partial E}{\partial y} = \frac{\partial E}{\partial z} = \frac{\partial H}{\partial y} = \frac{\partial H}{\partial z} = 0 \tag{2.8}$$

이 되며 이러한 특수한 경우로부터 일반해로 쉽게 되돌아 올 수 있다. 따라서 파방정식은 식(2.9)로 된다.

$$\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} = \varepsilon^* \mu^* \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \tag{2.9}$$
$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \varepsilon^* \mu^* \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}$$

여기서 관심의 대상이 되는 이 미분방정식의 해는 식(2.10)과 같은 평면파로 주어진다.

$$E = E_0 e^{j\omega t - \gamma x} \tag{2.10}$$
$$H = H_0 e^{j\omega t - \gamma x}$$

여기서 γ는 복소전파정수로서 식(2.11)로 주어진다.

$$\gamma = j\omega\sqrt{\varepsilon^* \mu^*} = \alpha + j\beta \tag{2.11}$$

α는 파의 감쇄 정수, β는 위상 정수를 나타낸다. 따라서 주파수 $\nu = w/2\pi$에 대하여 식 (2.12)를 쓸 수 있다.

$$E = E_0 e^{-\alpha t} e^{j2\pi(\nu t - \beta x/2\pi)} \tag{2.12}$$
$$H = H_0 e^{-\alpha t} e^{j2\pi(\nu t - \beta x/2\pi)}$$

이 파는 식 (2.13)및 (2.14)로 주어지는 시간주기 T 및 공간주기 λ를 갖는다.

$$T = \frac{1}{\nu} \tag{2.13}$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \tag{2.14}$$

일정 위상의 경우는 식 (2.15)를 쓸 수 있다.

$$v_t = \frac{x}{\lambda} = \text{일정} \tag{2.15}$$

따라서 식 (2.16)의 위상속도를 갖고 진파한다.

$$\frac{dx}{dt} = v = v\lambda = \frac{\omega}{\beta} \tag{2.16}$$

무손실 유전체 $(\varepsilon^* = \varepsilon', \mu^* = \mu')$에 대하여 무손실 불구속 매질의 위상속도가

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon'\mu'}} \tag{2.17}$$

이 되도록 함으로써 식 (2.11)로부터 식 (2.18)의 위상정수를 구할 수 있다.

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon'\mu'} \tag{2.18}$$

벡터 E 및 H 사이의 결합에 대하여 알기 위해서는 필드방정식으로 돌아가 그 요소를 알아야 한다. 식 (2.8)의 조건 때문에 x에 과한 미분만이 남게 되며 식(2.19)의 방정식을 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} 0 &= \varepsilon^* \frac{\partial E_x}{\partial t} & 0 &= -\mu^* \frac{\partial H_x}{\partial t} \\ -\frac{\partial H_z}{\partial x} &= \varepsilon^* \frac{\partial E_y}{\partial t} & -\frac{\partial E_z}{\partial x} &= -\mu^* \frac{\partial H_y}{\partial t} \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} &= \varepsilon^* \frac{\partial E_z}{\partial t} & \frac{\partial E_y}{\partial x} &= -\mu^* \frac{\partial H_z}{\partial t} \end{aligned} \tag{2.19}$$

식 (2.19)의 성분 방정식은 다음과 같은 3가지 의미를 포함하고 있다.

(1) 필드벡터의 x요소, 즉, 전자파의 종요소는 공간과 시간에 독립적이므로 0으로 간주할 수 있다. 평면파는 횡전자파 즉 TEM(Transverse Electromagnetic)파이다

(2) E 와 H파의 결합 횡요소는 그림 2.1 과 같이 서로 직각이며 $x \rightarrow E_y \rightarrow H_z$의 우수계를 갖는 전파 방향을 형성한다. 이것은 E 와 H벡터에 대한 해를 요소방정식 중의 하나에 대입하면 분명해진다. 예로서

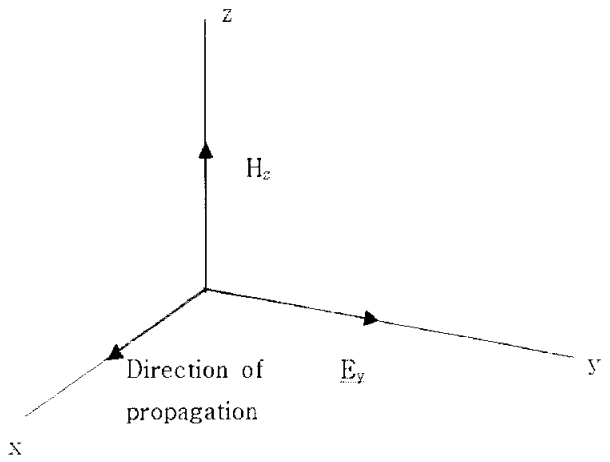


그림 2.1 우수계를 갖는 횡전자파(TEM파)

Fig. 2.1. Right-hand co-ordinate system for traveling TEM wave

관계식

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \varepsilon^* \frac{\partial E_y}{\partial t} \tag{2.20}$$

을 택하면

$$\gamma H_z = j\omega\varepsilon^* E_y \tag{2.21}$$

을 얻는다. 따라서 전계의 E_y요소는 자계의 H_z요소와 결합되어 있다.

(3) 결합된 전계와 자계 벡터의 비는 식 (2.22)로 된다.

$$\frac{|E|}{|H|} = \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon^*} \equiv Z \tag{2.22}$$

이 Z를 유전체의 특성 임피던스(intrinsic impedance)라 하며 식(2.23)에 의해 3가지 중 하나를 쓸 수 있다.

$$Z = \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon^*} = \sqrt{\frac{\mu^*}{\varepsilon^*}} = \frac{j\omega\mu^*}{\gamma} \tag{2.23}$$

2.2. 쌍극자 안테나

분극과 자화의 이론은 쌍극자의 개념에 기초를 두고 있다. 보통 쌍극자에 의한 전계는 영구쌍극자 능률 μ를 갖는 정적 쌍극자 주위의 전계로서 유도된다. 그러나 이러한 영구 쌍극자 능률을 취급하는 대신 식 (2.24)과 같이 외부 전계에 의해 유도되고 주기적함수로서 변화하는 쌍극자 능률을 취급하는 일이 자주 있다.

$$\mu(t) = Qde^{j\omega t} = \mu_0 e^{j\omega t} \tag{2.24}$$

유도 쌍극자 능률 $\mu(t)$는 일정 길이 d의 쌍극자를 구성하는 전하가 (+ −) 및 (− +) 군 사이에 주기적으로 변화할 때의 쌍극자 능률이다. 이러한 쌍극자는 교류에 의해 횡단하는 길이 d의 선형 쌍극자와 등가이다. 그림 2.2 는 교번 쌍극자와 쌍극자 안테나의 등가성을 나타낸 것이다. 쌍극자 안테나의 전류를 I(t)라 하면 식 (2.24)로부터 식 (2.25)를 쓸 수 있다.

$$I(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{1}{d} \cdot \frac{d|\mu(t)|}{dt} \tag{2.25}$$

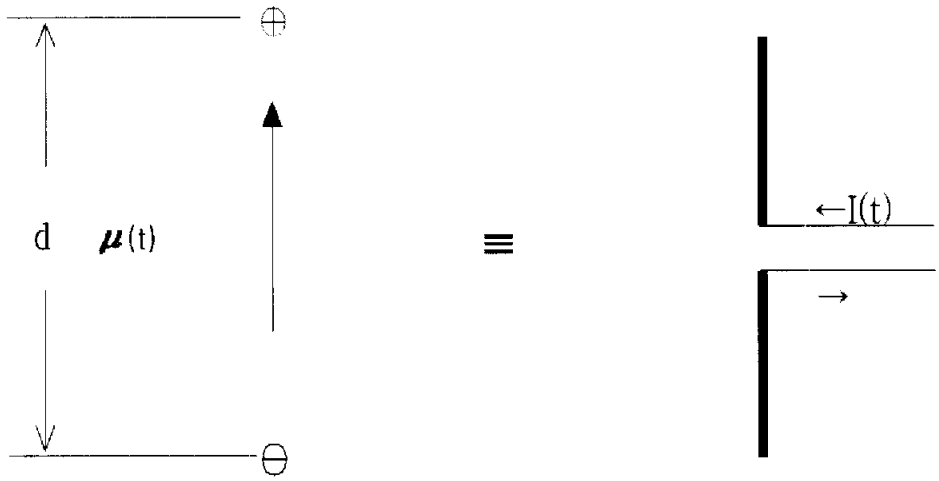


그림 2.2 교번 쌍극자와 쌍극자 안테나의 등가성

Fig. 2.2 Equivalence of alternating dipole and dipole antenna

쌍극자 안테나는 가장 간단한 분극방사의 원천이다. 실제로 맥스웰의 전파방정식은 Hertz가 이 방사를 계산하여 실험적으로 그 존재를 증명함으로써 확인되었다. 따라서 교번 쌍극자의 전자계는 분자이론 뿐만 아니라 거시적 이론에 매우 중요하다.
장벡터 E와 H는 맥스웰 방정식과 파방정식을 만족해야 한다. 쌍극자가 무손실, 등방성 매질에 둘러싸여 있다고 가정하면 맥스웰 방정식은 식 (2.26)으로 쓸 수 있다.

$$\nabla^2 E = \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

$$\nabla^2 H = \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} \tag{2.26}$$

여기서 v는 유전체내 전자파의 위상속도이다. 파방정식은 발산조건 식 (2.27)및 (2.28)이 이행될 때 성립한다.

$$\nabla \cdot E = 0 \tag{2.27}$$

$$\nabla \cdot H = 0 \tag{2.28}$$

따라서 이 방정식들은 전하 및 적절한 쌍극자 전류소 (dipole current element)의 위치를 제외한 모든 공간에서 식 (2.2)에 따라 길이 d의 식 (2.29)와 같이 비오사바르 (Biot Savart) 법칙에 의해 설명할 수 있다.

$$H = \frac{I}{4\pi r^2}(d \times \hat{r}) = \frac{1}{4\pi r^2} \cdot \frac{d|\mu(t)|}{dt} \frac{d \times \hat{r}}{d} \tag{2.29}$$

그러므로 파방정식이 성립하고 쌍극자에서 비오사바르 방정식에 이르게 되는 자계강도 H를 구해보기로 한다. 적절한 해는 다음사항을 고려함으로써 짐작 할 수 있다. 비오사바르 법칙은 벡터 포텐셜 O를 도입하여 curl 연산을 행함으로써 구할 수 있다. 이 벡터포텐셜이 구대칭이라 하면 식 (2.24) 및 (2.25)로 표현되는 쌍극자 안테나에 대하여 식 (2.30)을 쓸 수 있다.

$$O = \frac{I \cdot d}{4\pi r} = \frac{1}{4\pi r} \frac{d\mu(t)}{dt} = \frac{j\omega}{4\pi r} \mu_0 e^{j\omega t} \tag{2.30}$$

쌍극자 안테나에 의해 발생하는 전자계는 위상속도 v로서 외부로 나올 것이므로 현재의 위상만큼 지연되어 식 (2.31)과 같이 안테나로부터의 거리 r에서 나타나야 한다.

$$e^{-j\omega\frac{r}{v}} = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} \tag{2.31}$$

비오사바르 법칙의 벡터 포텐셜 O는 교번 쌍극자의 자계를 구하기 위하여 식 (2.32)와 같이 지연 인수의 도입에 의해 수정하는 것이 가장 간단하다.

$$O = \frac{j\omega}{4\pi r}\mu_0 e^{j\omega(t-\frac{r}{v})} \tag{2.32}$$

이 벡터 포텐셜 O의 curl 연산에 의해 필드방정식 (2.33), (2.34), (2.35), 및 (2.36)을 얻을 수 있다.

$$H = \nabla \times O$$

$$= \frac{|m_0|v}{4\pi} e^{j\omega(t-\frac{r}{v})}[-\frac{\omega^2}{rv^2} + j\frac{\omega}{r^2 v}]\frac{d\times\hat{r}}{d} \tag{2.33}$$

$$H_r = 0 \tag{2.34}$$

$$H_\theta = 0 \tag{2.35}$$

$$H_\phi = \frac{|\mu(t)|v}{4\pi} e^{-j\omega\frac{r}{v}}[-\frac{\omega^2}{rv^2} + j\frac{\omega}{r^2 v}]\sin\theta \tag{2.36}$$

이 식들에서 알 수 있는 바와 같이 자계는 쌍극자 안테나의 근방영역 ($r \ll \lambda$)에서 $\frac{1}{r^2}$의 항이 지배적이며 자계는 위상인수를 제외하면 식 (2.6)의 비오사바르 자계와 같게 된다. 쌍극자 안테나로부터의 거리가 큰 영역 ($r \gg \lambda$)에서는 $\frac{1}{r}$과 함께 변화하는 항만 남는다.

전계를 계산하기 위해서는 식 (2.23)의 H에 대한 식을 무손실 유전매질에 대한 맥스웰의 제 1필드방정식 (2.37)에 도입함으로써 얻을 수 있다.

$$\nabla \times H = \varepsilon' \frac{\partial E}{\partial t} \tag{2.37}$$

curl 연산에 의해 각 전계요소를 구하면 식 (2.38), (2.39) 및 (2.40)과 같다.

$$E_r = \frac{|\mu(t)|}{4\pi\varepsilon'} e^{-j\omega\frac{r}{v}}\left(\frac{2}{r^3} + j\frac{2\omega}{r^2 v}\right)\cos\Theta \tag{2.38}$$

$$E_\Theta = \frac{|\mu(t)|}{4\pi\varepsilon'} e^{-j\omega\frac{r}{v}}\left(\frac{1}{r^3} + j\frac{\omega}{r^2 v} - \frac{w^2}{rv^2}\right)\sin\Theta \tag{2.39}$$

$$E_\phi = 0 \tag{2.40}$$

이상에서 알 수 있는 바와 같이 전계는 쌍극자 근방의 영역 ($r \ll \lambda$)에서 $\frac{1}{r^3}$의 항이 지배적이며 전계 강도는 식 (2.41) 및 (2.42)로 된다.

$$E_r = \frac{|\mu(t)|\cos\Theta}{2\pi\varepsilon' r^3} e^{-j\omega\cdot\frac{r}{v}} \tag{2.41}$$

$$E_\Theta = \frac{|\mu(t)|\sin\Theta}{4\pi\varepsilon' r^3} e^{-j\omega\cdot\frac{r}{v}} \tag{2.42}$$

식 (2.41) 및 (2.42)는, 쌍극자능률이 주기 함수이고 위상지연인수 $e^{-j\omega\frac{r}{v}}$ 이 나타나는 것 외에는 정전 쌍극자의 전계와 일치한다. 따라서 쌍극자 근방영역에서 교번쌍극자 또는 선형 쌍극자 안테나의 전자계는 식 (2.43)과 같은 성분으로 구성된다.

$$E_r = \frac{|\mu(t)|\cos\Theta}{2\pi\varepsilon' r^3} e^{-j\omega\cdot\frac{r}{v}}$$

$$E_\Theta = \frac{|\mu(t)|\sin\Theta}{4\pi\varepsilon' r^3} e^{-j\omega\cdot\frac{r}{v}}$$

$$H_\phi = \frac{d|\mu(t)|}{dt} \cdot \frac{\sin\Theta}{4\pi r^2} e^{-j\omega\frac{r}{v}} \tag{2.43}$$

즉, 쌍극자전계는 반경 방향요소 E_r 및 분극구의 경도 원에 대한 접선방향요소 E_Θ로 구성되어 있으며, 분극구의 위도 원에 접선방향으로 발생하는 쌍극자 안테나 전류의 자계 H_ϕ 가 중첩된다. 원거리 영역 ($r \gg \lambda$)에서는 $\frac{1}{r}$과 함께 변화하는 항만 남게 되어 전자계는 식 (2.44)와 같이 접선방향 성분만으로 구성된다.

$$E_{\theta} = \frac{d^2 |\mu(t)|}{dt^2} \cdot \frac{\sin\Theta}{4\pi\varepsilon' rv^2} e^{-j\omega\frac{r}{v}}$$

$$H_{\phi} = \frac{d^2 |\mu(t)|}{dt^2} \cdot \frac{\sin\Theta}{4\pi rv} e^{-j\omega\frac{r}{v}} \qquad (2.44)$$

이 전자파 전자계는 쌍극자 안테나로부터 매우 먼 거리에서는 방사상으로 전파하는 TEM파를 형성한다.

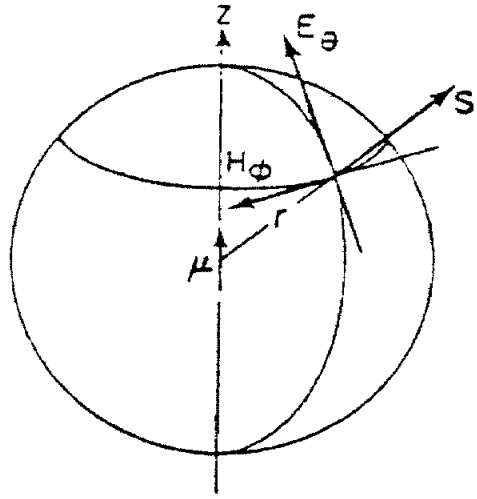


그림 2. 3 구 좌표계

Fig. 2. 3 Spherical coordinates

제 3장 전력선하의 전자파

3.1 쌍극자 안테나 이론에 의한 전력선하의 전자파

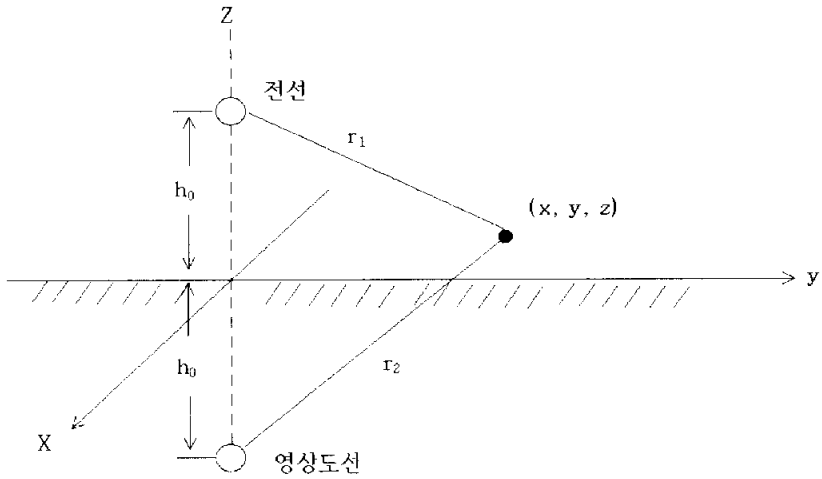


그림 3.1 직각좌표계

Fig. 3.1 Rectangular coordinates

그림 3.1 과 같이 평면대지상의 높이 h_0에 전력선이 가설되어 있는 경우로서 전선의 방향을 x방향으로 한 직각 좌표계를 고려하여 지상의 임의점 (x, y, z)에서의 전자파 전자계를 구해보기로 한다. 전력선을 무한장 직선도체라 하고 전류는 식 (3.1)의 정현파 전류를 가정하며 대지의 깊이 $-h_0$에 흐르는 전류영상을 고려하기로 한다.

$$i(t) = I e^{j\omega t} \tag{3.1}$$

이 전력선을 쌍극자 안테나에 대비시키면 미소길이 dx'에 대한 쌍극자 능률은 $i(t) \cdot dx'$로 주어지며 단위길이에 대한 벡터포텐셜은 식 (3.2)로 쓸 수 있다.

$$A = \frac{I}{4\pi}\left[\frac{1}{r_1} e^{j(\omega t - k_0 r_1)} - \frac{1}{r_2} e^{j(\omega t - k_0 r_2)}\right] \cdot \hat{x} \tag{3.2}$$

단, $r_1 = [x^2 + y^2 + (z - h_o)^2]^{\frac{1}{2}}$

$r_2 = [x^2 + y^2 + (z + h_o)^2]^{\frac{1}{2}}$

여기서 k_0는 공기의 파정수로서 식 (2.31)에서 알 수 있는 바와 같이 $\frac{\omega}{v}=\frac{\omega}{c}$에 해당되며 $\hat{x}$는 x방향의 단위벡터이다. 따라서 자계 **H** 및 자속밀도 **B**는 식 (3.3) 및 (3.4)로 주어진다.

$$
\begin{aligned}
H &= \nabla \times A \\
&= \frac{I}{4\pi} e^{j\omega t}\Big\{ [e^{-jk_0 r_1}(-\frac{jk_0}{r_1^2}-\frac{1}{r_1^3})(z-h_o) - e^{-jk_0 r_2}(-\frac{jk_0}{r_2^2}-\frac{1}{r_2^3})(z+h_o)]\hat{y} \\
&\quad + [e^{-jk_0 r_1}(\frac{jk_0}{r_1^2}-\frac{1}{r_2^3}) - e^{-jk_0 r_2}(\frac{jk_0}{r_2^2}+\frac{1}{r_2^3})]\cdot y\cdot \hat{z}\Big\} \\
&= H_y \hat{y} + H_z \hat{z} \qquad (3.3)
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
B &= \frac{\mu_o I}{4\pi} e^{j\omega t}\Big\{ [e^{-jk_0 r_1}(-\frac{jk_0}{r_1^2}-\frac{1}{r_1^3})(z-h_o)] - e^{-jk_0 r_2}(-\frac{jk_o}{r_2^2}-\frac{1}{r_2^3})(z+h_o)]\hat{y} \\
&\quad + [e^{-jk_0 r_1}(\frac{jk_0}{r_1^2}-\frac{1}{r_1^3}) + e^{-jk_0 r_2}(\frac{jk_0}{r_2^2}+\frac{1}{r_2^3})]\cdot y\cdot \hat{z} \\
&= B_y \hat{y} + B_z \hat{z} \qquad (3.4)
\end{aligned}
$$

여기서 $\hat{y}$ 및 $\hat{z}$ 는 각각 y 방향 및 z 방향의 단위 벡터이다.
한편 전계와 자계의 관계는 맥스웰 필드 방정식 (2.1)로 주어지므로 정현파의 경우는 식 (3.5)로 된다.

$$j\omega\varepsilon_0 E = \nabla \times H \qquad (3.5)$$

따라서 $\frac{\omega\mu_o}{k_o}=\sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}}$를 고려하여 전계 E의 각성분 E_x, E_y 및 E_z를 구하면 식 (3.6), (3.7) 및 (3.8)을 얻을 수 있다.

$$
\begin{aligned}
E_x &= \frac{\omega\mu_0 I}{4\pi k_0} e^{j\omega t} \\
&\quad \Big\{ e^{-jk_0 r_1}[-\frac{jk_0}{r_1}-\frac{1}{r_1^2}+\frac{j}{r_1^3 k_0}+\frac{x^2}{r_1^2}(\frac{jk_0}{r_1}+\frac{3}{r_1^2}-\frac{j3}{r_1^3 k_0})] \\
&\quad - e^{-jk_0 r_2}[-\frac{jk_o}{r_2}-\frac{1}{r_2^2}+\frac{j}{r_2^3 k_0}+\frac{x^2}{r_2^2}(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{3}{r_2^2}-\frac{j3}{r_2^3 k_o})]\Big\} \qquad (3.6)
\end{aligned}
$$

$$E_y = \frac{\omega\mu_0 I}{4\pi k_o} e^{j\omega t}$$
$$\left\{ e^{-jk_0 r_1} \cdot \frac{xy}{r_1^2}\left(\frac{jk_0}{r_1} + \frac{3}{r_1^2} - \frac{j3}{r_1^3 k_0}\right) - e^{-jk_0 r_2} \cdot \frac{xy}{r_2^2}\left(\frac{jk_0}{r_2} + \frac{3}{r_2^2} - \frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)\right\} \tag{3.7}$$

$$E_z = \frac{\omega\mu_0 I}{4\pi k_o} e^{j\omega t}$$
$$\left\{ e^{-jk_0 r_1} \cdot \frac{zx}{r_1^2}\left(\frac{jk_0}{r_1} + \frac{3}{r_1^2} - \frac{j3}{r_1^3 k_0}\right) - e^{-jk_0 r_2} \cdot \frac{zx}{r_2^2}\left(\frac{jk_0}{r_2} + \frac{3}{r_2^2} - \frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)\right\} \tag{3.8}$$

한편, 대지내부에서의 반사파도 고려해야 하므로 전자파의 자속밀도 및 전계에 반사파 [10]를 고려하여 페이저 (Phasor)로서 취급하면 식 (3.9)~(3.14)가 구해진다. 이를 식에서의 반사파에 대한 조건은 $\left|\frac{k_0}{k_1}\right| \ll 1$이다.

$$B_x = \frac{\mu_0 k_0 I}{2\pi k_1} e^{-jk_0 r_2}\left[\frac{xy}{r_2^2} \cdot \left(-\frac{jk_0}{r_2} - \frac{3}{r_2^2} + \frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)\right.$$
$$\left. - \frac{k_0}{k_1} \cdot \frac{xy(z+h_0)}{r_2^3}\left(\frac{jk_0}{r_2} + \frac{6}{r_2^2} - \frac{j15}{r_2^3 k_0} - \frac{15}{r_2^4 k_0^2}\right)\right] \tag{3.9}$$

$$B_x = \frac{\mu_0 I}{4\pi}\left[e^{-jk_0 r_1} \cdot \frac{z-h_0}{r_1}\left(-\frac{jk_0}{r_1} - \frac{1}{r_1^2}\right) - e^{-jk_0 r_2} \cdot \frac{z+h_0}{r_2}\left(-\frac{jk_0}{r_2} - \frac{1}{r_2^2}\right)\right.$$
$$+ e^{-jk_0 r_2} \cdot \frac{2k_0}{k_1}\left[\left(\frac{z+h_0}{r_2}\right)^2 - \left(\frac{x}{r_2}\right)^2\right]\left(-\frac{jk_0}{r_2} - \frac{3}{r_2^2} + \frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)$$
$$- \frac{k_0}{k_1}\left\{ \frac{z+h_0}{r_2}\left(-\frac{jk_0}{r_2} - \frac{2}{r_2^2} + \frac{j3}{r_2^3 k_0} + \frac{3}{r_2^4 k_0^2}\right)\right.$$
$$\left.\left.\left. + \left(\frac{y}{r_2}\right)^2 \cdot \frac{z+h_0}{r_2}\left(\frac{jk_0}{r_2} + \frac{6}{r_2^2} - \frac{j15}{r_2^3 k_0} - \frac{15}{r_2^4 k_0^2}\right)\right\}\right]\right] \tag{3.10}$$

$$\dot{B}_z = \frac{\mu_0 I}{4\pi}\left[e^{-jk_0 r_1}\cdot\frac{y}{r_1}\left(\frac{jk_0}{r_1}+\frac{1}{r_1}\right) - e^{-jk_0 r_2}\cdot\frac{y}{r_2}\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{1}{r_2}\right)\right.$$
$$+ e^{-jk_0 r_2}\cdot\frac{2k_0}{k_1}\left[\frac{z+h_0}{r_2}\cdot\frac{y}{r_2}\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{3}{r_2^2}-\frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)\right.$$
$$+\frac{k_0}{k_1}\left\{\frac{y}{r_2}\left(-\frac{jk_0}{r_2}+\frac{5}{r_2^2}+\frac{j12}{r_2^3 k_0}+\frac{12}{r_2^4 k_0^2}\right)\right.$$
$$\left.\left.\left.+\left\langle\left(\frac{y}{r_2}\right)^2+\left(\frac{x}{r_2}\right)^2\right\rangle\frac{y}{r_2}\cdot\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{6}{r_2^2}-\frac{j15}{r_2^3 k_0}-\frac{15}{r_2^4 k_0^2}\right)\right\}\right]\right] \tag{3.11}$$

$$\dot{E}_x = \frac{\omega\mu_0 \dot{I}}{4\pi k_0}\left[e^{-jk_0 r_1}\left\{-\frac{jk_0}{r_1}-\frac{1}{r_1^2}+\frac{j}{r_1^3 k_0}+\frac{x^2}{r_1}\left(\frac{jk_0}{r_1}+\frac{3}{r_1^2}-\frac{j3}{r_1^3 k_0}\right)\right\}\right.$$
$$-e^{-jk_0 r_2}\left\{-\frac{jk_0}{r_2}-\frac{1}{r_2^2}+\frac{j}{r_2^3 k_0}+\frac{x^2}{r_2}\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{3}{r_2^2}-\frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)\right\}$$
$$+e^{-jk_0 r_2}\cdot\frac{2k_0}{k_1}\left\{\frac{z+h_0}{r_2}\cdot\left(-\frac{jk_0}{r_2}-\frac{1}{r_2^2}\right)\right.$$
$$\left.\left.-\frac{k_0}{k_1}\left[-\frac{jk_0}{r_2}-\frac{1}{r_2^2}+\frac{j}{r_2^3 k_0}+\left(\frac{y}{r_2}\right)^2\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{3}{r_2^2}-\frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)\right]\right\}\right] \tag{3.12}$$

$$\dot{E}_y = \frac{\omega\mu_0 \dot{I}}{4\pi k_0}\left[e^{-jk_0 r_1}\cdot\frac{xy}{r_1^2}\left(\frac{jk_0}{r_1}+\frac{3}{r_1^2}-\frac{j3}{r_1^3 k_0}\right)\right.$$
$$-e^{-jk_0 r_2}\cdot\frac{xy}{r_2^2}\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{3}{r_2^2}-\frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)$$
$$\left.+e^{-jk_0 r_2}\cdot\frac{2k_0^2}{k_1^2}\cdot\frac{xy}{r_2^2}\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{3}{r_2^2}-\frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)\right] \tag{3.13}$$

$$\dot{E}_z = \frac{\omega\mu_0 \dot{I}}{4\pi k_0}\left[e^{-jk_0 r_1}\cdot\frac{x(z-h_0)}{r_1^2}\left(\frac{jk_0}{r_1}+\frac{3}{r_1^2}-\frac{j3}{r_1^3 k_0}\right)\right.$$
$$-e^{-jk_0 r_2}\cdot\frac{x(z+h_0)}{r_2^2}\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{3}{r_2^2}-\frac{j3}{r_2^3 k_0}\right)$$
$$\left.+e^{-jk_0 r_2}\cdot\frac{2k_0}{k_1}\cdot\frac{x}{r_2}\left(\frac{jk_0}{r_2}+\frac{1}{r_2^2}\right)\right] \tag{3.14}$$

여기서 k_1은 대지의 파정수를 나타낸다.

3.2 전자파 전자계의 근사식

전력선이 $\dot{I}=I_0 e^{-jk_1 x'}$의 전송파를 유지 할 때 전력선에 의한 자속밀도 [B] 및 전계 [E]는 x대신에 $x-x'$를 대입한 공식 (3.9)~(3.14)로 부터 구할 수 있으며 $x=0$인 평면에서의 자속밀도 및 전계는 식 (3.15) 및 (3.16)에 의해 구해진다.

$$[B_i]_{x=0}=\int_{-\infty}^{\infty}\dot{B}_i e^{-jk_0 x'}dx' \tag{3.15}$$

$$[E_i]_{x=0}=\int_{-\infty}^{\infty}\dot{E}_i e^{-jk_1 x'}dx' \tag{3.16}$$

단, $i=x,y,z$

이상의 공식에서 공기 및 대지의 파정수 k_0및 k_1은 일반적으로 다음식으로 주어진다[10],

$$k_0=\frac{w}{c}$$

$$k_1\fallingdotseq(j\omega\mu_0\sigma_1)^{\frac{1}{2}} \tag{3.17}$$

단, (C : 광속도)

주파수 60[Hz]인 전력선의 낮은 주파수, 대지의 도전율 σ_1 및 비유전율 ε_{1r}에 대하여 $\sigma_1/\omega\varepsilon_{1r}\varepsilon_0\gg 1$ 이므로 k_1은 식 (3.17)의 형으로 주어진다. 주파수 60[Hz]에서 $k_0=4\pi\times10^{-7}$ 이며, $\sigma_1=0.04[S/m]$인 대지에 대하여 $k_1=4.35\times10^{-3}e^{j\frac{\pi}{4}}$로서 $\left|\frac{k_0}{k_1}\right|\ll 1$이다. 따라서 식 (3.9)~(3.14)로 구성되어 있는 식 (3.15) 및 (3.16)은 공기와 대지로 이루어져 있는 계의 완전 전자계라 할 수 있다. 전력선으로부터 관측점까지의 거리가 먼 경우에는 전자파 전자계는 0에 가까울 만큼 매우 작다. 일반적으로 $k_0 r_1\ll 1$ 및 $k_0 r_2\ll 1$ 이므로, 전력선으로부터의 거리가 가까운 관측 점에서는 $\frac{1}{r_1^3}$ 및 $\frac{1}{r_2^3}$의 항이 지배적이다. 본 연구에서는 식 (3.15) 및 (3.16)의 적분산정에 있어서 지배적인 항만을 고려하는 해석적 방법을 이용하도록 한다.

1) $[B_x]_{x=0}$의 산정

$$[B_x]_{x=0} = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{B}_x e^{-jk_0x'} dx' \quad \text{에서}$$

$$x' e^{-jk_0x'} = x'(\cos k_0x' - j\sin k_0x') \tag{3.18}$$

$k_0 \ll 1$이므로

$$x' e^{-jk_0x'} \doteqdot x' - jk_0x'^2, \quad e^{-jk_0r_2} \doteqdot 1 \tag{3.19}$$

x'의 기수항이 적분내에 들어 있으면 0이 되므로 결국 식 (3.19)는 식 (3.20)으로 근사화 할 수 있다.

$$x' e^{-jk_0x'} \doteqdot -jk_0x'^2 \tag{3.20}$$

한편 B_x의 지배적 항은 $\frac{2k_0^2}{k_1^2}\frac{x'y}{r_2^2} \cdot \frac{z+h_0}{r_2}\frac{15}{r_2^4k_0^2}$이므로 $[B_x]_{x=0}$는 식 (3.21)로 쓸 수 있다.

$$[B_x]_{x=0} \doteqdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mu_0 \dot{I}}{4\pi} e^{-jk_0x'} e^{-jk_0r_2} \left[\frac{2k_0^2}{k_1^2} \cdot xy(z+h_0) \cdot \frac{15}{r_2^7k_0^2}\right] dx'$$

$$\doteqdot -\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mu_0 \dot{I}}{2\pi k_1^2} \cdot jk_0x' \cdot y \cdot (z+h_0) \cdot \frac{-15}{r_2^7} dx' \tag{3.21}$$

이 식을 적분하기 위하여 $x' = [y^2+(z+h_0)^2]^{\frac{1}{2}} \tan\Theta$로 치환하면 식 (3.21)은 식 (3.22)로 된다.

$$[B_x]_{x=0} = \frac{-j\mu_0k_0\dot{I}}{2\pi k_1^2} \cdot \frac{y(z+h_0)}{[y^2+(z+h_0)^2]^2} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{15\tan\Theta \cdot d\Theta}{(1+\tan^2\Theta)^{\frac{5}{2}}}$$

$$= \frac{-j2\mu_0k_0\dot{I}}{\pi k_1^2} \cdot \frac{y(z+h_0)}{[y^2+(z+h_0)^2]^2} \tag{3.22}$$

(2) $[B_y]_{x=0}$의 산정

B_y내의 첫번째 및 두번째 항의 지배적 항은 k_0가 곱해져 있는 항을 무시하면 $-\frac{z-h_0}{r_1^3}$ 및 $\frac{z+h_0}{r_2^3}$가 되므로 이들에 대한 적분은 식 (3.23)으로 주어진다.

$$[B_y]_{x=0}^{d} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-jk_0x'}\left[-e^{-jk_0r_1}\frac{z-h_0}{r_1^3} + e^{-jk_0r_2}\frac{z+h_0}{r_2^3}\right]dx' \tag{3.23}$$

$e^{-jk_0r_1} = e^{-jk_0r_2} \doteqdot 1$로 두고

$e^{-jk_0x'} = \cos k_0x' - jk_0x' \doteqdot 1 - jk_0x'$로 두면 x'의 기수 항의 적분은 0이 되므로 식 (3.23)의 적분은 식 (3.24)로 쓸 수 있다.

$$[B_y]_{x=0}^{d} = \int_{-\infty}^{\infty}\left[-\frac{z-h_0}{r_1^3} + \frac{z+h_0}{r_2^3}\right]dx' \tag{3.24}$$

B_y의 세번째 항의 지배적항은 $\frac{2(z+h_0)}{k_1^2}\left(-\frac{3}{r_2^5} + \frac{15y^2}{r_2^7}\right)$이므로 그 적분은

$$\begin{aligned}[B_y]_{x=0}^{r} &\doteqdot \frac{2(z+h_0)}{k_1^2}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-jk_0x'}e^{-jk_0r_2}\left(-\frac{3}{r_2^5} + \frac{15y^2}{r_2^7}\right)dx' \\ &\doteqdot \frac{2(z+h_0)}{k_1^2}\int_{-\infty}^{\infty}\left(-\frac{3}{r_2^5} + \frac{15y^2}{r_2^7}\right)dx'\end{aligned} \tag{3.25}$$

식 (3.24)의 첫째항에 $x=[y^2+(z-h_0)^2]^{\frac{1}{2}}\tan\Theta$,

식 (3.24)의 둘째항 및 식 (3.25)에 $x=[y^2+(z+h_0)^2]^{\frac{1}{2}}\tan\Theta$를 치환하여 적분 한 후 합하여 정리하면 식 (3.26)이 얻어진다.

$$\begin{aligned}[B_y]_{x=0} = \frac{\mu_0 I}{2\pi}\Bigg[&-\frac{z-h_0}{y^2+(z-h_0)^2} + \frac{z+h_0}{y^2+(z+h_0)^2} \\ &+ \frac{4(z+d)(k_0h_0)}{k_1^2[y^2+(z+h_0)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_0)^2-y^2]}{y^2+(z+h_0)^2}\right)\Bigg]\end{aligned} \tag{3.26}$$

여기서 인수 $(k_0 h_0)$는 보정계수로서 3.3 절에서 설명하기로 한다.

3) $[B_z]_{x=0}$의 산정

B_z내의 첫째 및 두 번째 항의 지배적 항은 $\frac{y}{r_1^3}$ 및 $\frac{y}{r_2^3}$이고 세 번째 항의 지배적 항은 $\frac{2}{k_1^2} y\left[\frac{12}{r_2^5}+\left\{(\frac{y}{r_2})^2+(\frac{x}{r_2})^2\right\}(\frac{-15}{r_2^7})\right]$이므로 $[B_y]_{x=0}$의 경우와 같은 방법으로 구하면 $[B_z]_{x=0}$ 는 식 (3.27)로 된다.

$$[\dot{B}_z]_{x=0}=\frac{\mu_0 \dot{I}}{2\pi} y\left[\frac{1}{y^2+(z-h_0)^2}-\frac{1}{y^2+(z+h_0)^2}\right.$$
$$\left.+\frac{4(k_0 h_0)}{k_1^2[y^2+(z+h_0)^2]^2}(1+\frac{2[(z+h_0)^2-y^2]}{y^2+(z+h_0)^2})\right] \quad (3.27)$$

전자파 전계의 경우도 자계와 동일한 방법으로 근사화 할 수 있으며 식 (3.28)~(3.30)이 얻어진다.

$$[E_x]_{x=0}=\frac{-j\omega\mu_0 \dot{I}(k_0 h_0)}{\pi k_1^2}\left[\frac{(z+h_0)^2-y^2}{\{y^2+(z+h_0)^2\}^2}\right] \quad (3.28)$$

$$[E_y]_{x=0}=\frac{\omega\mu_0 \dot{I}}{2\pi k_0}[\frac{y}{y^2+(z-h_0)^2}-\frac{y(1-\frac{2k_0^2}{k_1^2})}{y^2+(z+h_0)^2}] \quad (3.29)$$

$$[E_z]_{x=0}=\frac{\omega\mu_0 \dot{I}}{2\pi k_0}[\frac{z-h_0}{y^2+(z-h_0)^2}-\frac{z+h_0}{y^2+(z+h_0)^2}] \quad (3.30)$$

3.3 근사식의 보정

$[E_x]_{x=0}$의 요소는 그 크기가 비교적 정확한 적분의 근사적 산정에 절대적 조건인 $|k_1 r_1|>1$ 을 만족하지 않는 $\frac{1}{k_1^2 r^2}$ 형의 인수에 의해 결정되므로 정확하지 않다. 작은량인 $[E_x]_{x=0}$의 더욱 정확한 값을 구하기 위해서는 대지 표면에서의 자계에 대한 투과계수로부터 구해지는 보정 계수를 고려해야 한다. 특히 $k_0 << k_1$의 경우 공기-대지 경계면에서의 자속밀도는 식 (3.31)로 주어진다.

$$[B_{1y}(0,y,0)] = \frac{2k_0}{k_0 + k_1}[B_{0y}(0,y,0)]$$

$$\doteqdot \frac{2k_0}{k_1}[B_{0y}(0,y,0)] \tag{3.31}$$

여기서 첨자 0및 1은 공기 및 대지의 경우를 나타낸다. 대지내의 전류밀도는 식 (3.32)로 주어진다.

$$J_{1x}(0,y,z) = J_{1x}(0,y,0)\, e^{-jk_1 z} \tag{3.32}$$

식 $\nabla \times B = \mu_0 J$의 적분형으로부터

$$\int_{-\infty}^{\infty}[B_{1y}(0,y,0) - \mu_0 \int_0^{\infty} J_{1x}(0,y,0) e^{-jk_1 z} dz]dy = 0 \tag{3.33}$$

이 되며, 식 (3.34)를 얻을 수 있다.

$$B_{1y}(0,y,0) = j\frac{\mu_0}{k_1} J_{1x}(0,y,0) = \frac{j\mu_0\sigma_1}{k_1}[E_{1x}(0,y,0)] \tag{3.34}$$

따라서 전계의 접선성분은 공기-대지 경계면에서 연속이므로 식 (3.35)를 얻을 수 있다.

$$[E_{0x}(0,y,0)] = [E_{1x}(0,y,0)]$$

$$= -\frac{jk_1}{\mu_0\sigma_1}[B_{1y}(0,y,0)]$$

$$= -\frac{j2k_0}{\mu_0\sigma_1}[B_{0y}(0,y,0)]$$

$$= -\frac{j2k_0}{\mu_0\sigma_1 c}[E_{0z}(0,y,0)] \tag{3.35}$$

$y = z = 0$의 경우, 식 (3.30)으로부터 첫째항은

$$[E_{0z}(0,0,0)] = -\frac{\omega\mu_0 \dot{I}}{2\pi k_0 h_0} = -\frac{c\mu_0 \dot{I}}{2\pi h_0} \tag{3.36}$$

으로 된다. 따라서 $\hat{k}_1^2 = j\omega\mu_0\sigma_1$의 경우

$$[E_{0x}(0,0,0)] = \frac{jk_0\dot{I}}{\pi\sigma_1 h_0} = -(k_0 h_0)\cdot\frac{\omega\mu_0\dot{I}}{\pi k_1^2 h_0^2} \tag{3.37}$$

으로 된다. 한편 식 (3.28)로부터 첫 항은

$$[E_{0x}(0,0,0)] = -(k_0 h_0)\cdot\frac{j\omega\mu_0\dot{I}}{\pi k_1^2 h_0^2} \tag{3.38}$$

로 되어 보정인수로 사용한 $(k_0 h_0)$는 $[E_{0x}(0,0,0)]$의 크기를 바르게 해준다.

또한 식 (3.26) 및 (3.27)의 보정인수는 $\frac{\partial B}{\partial t} = -(\nabla\times E)$의 연산에 의해 결정한 것이다.

제 4장 3상 전력선 근방의 전자파 전자계

4.1 전선 배열에 따른 전자계의 정식화

3상 전력선 근방의 전자파 전자계를 계산하기 위하여 수평전선 배열 및 수직전선 배열에 대한 전자계를 정식화하기로 한다.
그림 4.1 은 3상 1회선 수평전선 배열의 전력선을 나타낸 것이다.

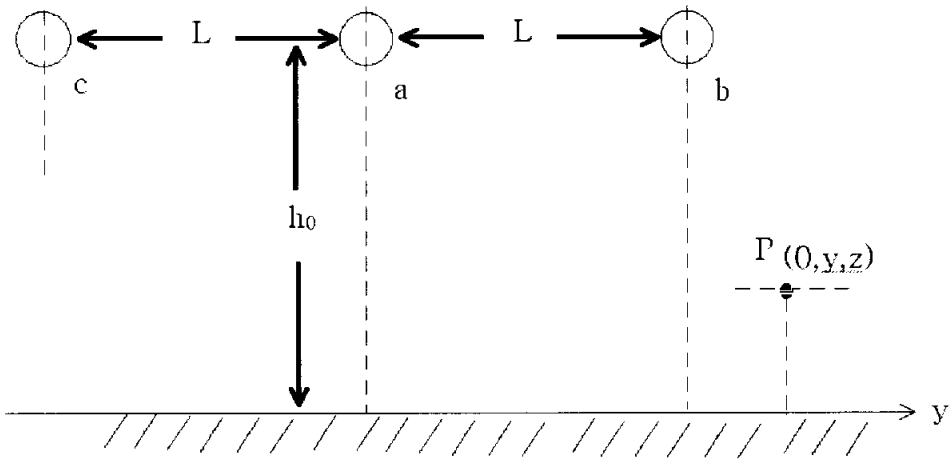


그림 4.1 3상 1회선 수평전선 배열
Fig. 4.1 Horizontal configuration of 3 wires in 3 phase 1 circuit power line

3상 전력선로의 전류를 평행 3상 정현파 전류로 가정하면 각상의 전류는 식 (4.1)~(4.3)으로 주어진다.

$$\dot{I}_a = I \tag{4.1}$$

$$\dot{I}_b = Ie^{-j\frac{2}{3}\pi} \tag{4.2}$$

$$\dot{I}_c = Ie^{-j\frac{4}{3}\pi} \tag{4.3}$$

그림 4.1 과 같은 수평전선 배열의 경우 전자파 전자계는 $k_1^2 = j\omega\mu_0\sigma_1 = jk_1$를 고려하면 식 (4.4)~(4.9)로 주어진다.

$$[B_x]_{x=0} = -\frac{2\mu_0 k_0 I}{\pi k_1^2}\left[\frac{y(z+h_0)}{[y^2+(z+h_0^2)]^2}\right.$$
$$+e^{-j\frac{2}{3}\pi}\cdot\frac{(y-L)(z+h_0)}{[(y-L)^2+(z+h_0)^2]^2}$$
$$\left.+e^{-j\frac{4}{3}\pi}\cdot\frac{(y+L)(z+h_0)}{[(y+L)^2+(z+h_0)^2]^2}\right] = B_{xr}+jB_{xi} \tag{4.4}$$

$$[B_y]_{x=0} = \frac{\mu_0 I}{2\pi}\left[-\frac{z-h_0}{y^2+(z-h_0^2)}+\frac{z+h_0}{y^2+(z+h_0)^2}\right.$$
$$-j\frac{4(k_0h_0)(z+h_0)}{k_1^2[y^2+(z+h_0)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_0)^2-y^2]}{y^2+(z+h_0)^2}\right)$$
$$+e^{-j\frac{2\pi}{3}}\left(-\frac{z-h_0}{(y-L)^2+(z-h_0)^2}+\frac{z+h_0}{(y-L)^2+(z+h_0)^2}\right.$$
$$\left.-j\frac{4(k_0h_0)(z+h_0)}{k_1^2[(y-L)^2+(z+h_0)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_0)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_0)^2}\right)\right)$$
$$+e^{-j\frac{4}{3}\pi}\left(-\frac{z-h_0}{(y+L)^2+(z-h_0)^2}\right)+\frac{z+h_0}{(y+L)^2+(z+h_0)^2}$$
$$\left.\left.-j\frac{4(k_0h_0)(z+h_0)}{k_1^2[(y+L)^2+(z+h_0)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_0)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_0)^2}\right)\right)\right]$$
$$= B_{yr}+jB_{yi} \tag{4.5}$$

$$
\begin{aligned}
[B_z]_{x=0} = \frac{\mu_0 I}{2\pi}\Bigg[& \frac{y}{y^2+(z-h_0)^2} - \frac{y}{y^2+(z+h_0)^2} \\
& - j\frac{4(k_0 h_0)}{k_1^2}\left\{ \frac{y}{[y^2+(z+h_0)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_0)^2-y^2]}{y^2+(z+h_0)^2}\right)\right\} \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\left(-\frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_0)^2}\right) + \frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_0)^2} \\
& - j\frac{4(k_0 h_0)}{k_1^2}\left\{ \frac{y-L}{[(y-L)^2+(z+h_0)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_0)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_0)^2}\right)\right\} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\left(-\frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_0)^2} + \frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_0)^2}\right. \\
& \left. - j\frac{4(k_0 h_0)}{k_1^2}\left\{ \frac{y+L}{[(y+L)^2+(z+h_0)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_0)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_0)^2}\right)\right\}\right]\Bigg] \\
= & B_{zr} + jB_{zi}
\end{aligned}
\tag{4.6}
$$

$$
\begin{aligned}
[E_x]_{x=0} = & -\frac{\omega\mu_0 I}{\pi k_1^2}\Bigg[\frac{[(z+h_0)^2-y^2]}{[y^2+(z+h_0)^2]^2} \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\cdot\frac{[(z+h_0)^2-(y-L)^2]}{[(y-L)^2+(z+h_0)^2]^2} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\cdot\frac{[(z+h_0)^2-(y+L)^2]}{[(y+L)^2+(z+h_0)^2]^2}\Bigg] \\
= & E_{xr} + jE_{xi}
\end{aligned}
\tag{4.7}
$$

$$
\begin{aligned}
[E_y]_{x=0} = \frac{\omega\mu_0 I}{2\pi k_0}\Bigg[& \frac{y}{y^2+(z-h_0)^2} - \left(1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2}\right)\frac{y}{y^2+(z+h_0)^2} \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\left\{ \frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_0)^2} - \left(1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2}\right)\frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_0)^2}\right\} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\left\{ \frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_0)^2} - \left(1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2}\right)\frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_0)^2}\right\}\Bigg] \\
= & E_{yr} + jE_{yi}
\end{aligned}
\tag{4.8}
$$

$$[E_z]_{x=0} = \frac{\omega\mu_0 I}{2\pi k_0}\left[\frac{z-h_0}{y^2+(z-h_0)^2} - \frac{z+h_0}{y^2+(z+h_0)^2}\right.$$
$$+ e^{-j\frac{2}{3}\pi}\left\{\frac{z-h_0}{(y-L)^2+(z-h_0)^2} - \frac{z+h_0}{(y-L)^2+(z+h_0)^2}\right\}$$
$$\left.+ e^{-j\frac{4}{3}\pi}\left\{\frac{z-h_0}{(y+L)^2+(z-h_0)^2} - \frac{z+h_0}{(y+L)^2+(z+h_0)^2}\right\}\right]$$
$$= E_{zr} + jE_{zi} \tag{4.9}$$

그림 4.2 는 3상 2회선 수직전선배열의 전력선을 나타낸 것이다.

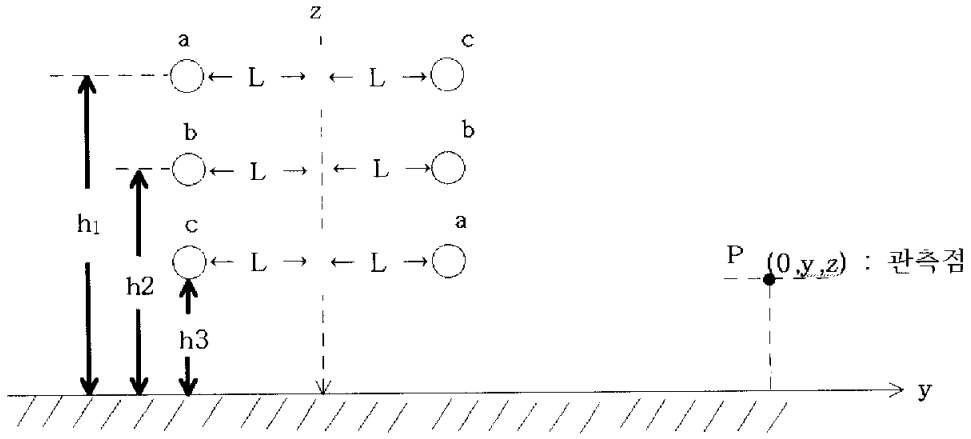


그림 4.2 3상 2회선 수직전선 배열

Fig. 4.2 Vertical configuration of 3 wires in 3 phase 2 circuits power line

이 수직전선 배열의 경우, 전자파 전자계는 식 (4.10)~(4.15)로 주어진다.

$$[B_x]_{x=0} = -\frac{2\mu_0 k_0 I}{\pi k_1^2}\left[\frac{(y+L)(z+h_1)}{[(y+L)^2+(z+h_1)^2]^2} + \frac{(y-L)(z+h_3)}{[(y-L)^2+(z+h_3)^2]^2}\right.$$
$$+ e^{-j\frac{2}{3}\pi}\frac{(y+L)(z+h_2)}{[(y+L)^2+(z+h_2)^2]^2} + \frac{(y-L)(z+h_2)}{[(y-L)^2+(z+h_2)^2]^2}$$
$$\left.+ e^{-j\frac{4}{3}\pi}\frac{(y+L)(z+h_3)}{[(y+L)^2+(z+h_3)^2]^2} + \frac{(y-L)(z+h_1)}{[(y-L)^2+(z+h_1)^2]^2}\right]$$
$$= B_{xr} + jB_{xi} \tag{4.10}$$

$$
\begin{aligned}
[B_y]_{x=0} = \frac{\mu_0 I}{2\pi}\Bigg[& -\frac{z-h_1}{(y+L)^2+(z-h_1)^2} - \frac{z-h_3}{(y-L)^2+(z-h_3)^2} \\
& + \frac{z+h_1}{(y+L)^2+(z+h_1)^2} + \frac{z+h_3}{(y-L)^2+(z+h_3)^2} \\
& - \frac{4(z+h_1)(k_0 h_1)}{k_1^2[(y+L)^2+(z+h_1)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_1)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_1)^2}\right) \\
& - \frac{4(z+h_3)(k_0 h_3)}{k_1^2[(y-L)^2+(z+h_3)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_3)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_3)^2}\right) \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\Bigg\{ -\frac{z-h_2}{(y+L)^2+(z-h_2)^2} - \frac{z-h_2}{(y-L)^2+(z-h_2)^2} \\
& + \frac{z+h_2}{(y+L)^2+(z+h_2)^2} + \frac{z+h_2}{(y-L)^2+(z+h_2)^2} \\
& - \frac{4(z+h_2)(k_0 h_2)}{k_1^2[(y+L)^2+(z+h_2)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_2)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_2)^2}\right) \\
& - \frac{4(z+h_2)(k_0 h_2)}{k_1^2[(y-L)^2+(z+h_2)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_2)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_2)^2}\right)\Bigg\} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\Bigg\{ -\frac{z-h_3}{(y+L)^2+(z-h_3)^2} - \frac{z-h_1}{(y-L)^2+(z-h_1)^2} \\
& + \frac{z+h_3}{(y+L)^2+(z+h_3)^2} + \frac{z+h_1}{(y-L)^2+(z+h_1)^2} \\
& - \frac{4(z+h_3)(k_0 h_3)}{k_1^2[(y+L)^2+(z+h_3)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_3)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_3)^2}\right) \\
& - \frac{4(z+h_1)(k_0 h_1)}{k_1^2[(y-L)^2+(z+h_1)^2]^2}\left(1-\frac{2[(z+h_1)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_1)^2}\right)\Bigg\}\Bigg] \\
= & B_{yr} + jB_{yi}
\end{aligned}
\tag{4.11}
$$

$$
\begin{aligned}
[B_z]_{x=0} = \frac{\mu_0 I}{2\pi}\Bigg[& \frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_1)^2} + \frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_3)^2} \\
& - \frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_1)^2} - \frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_3)^2} \\
& - \frac{4(k_0 h_1)}{k_1^2}\left(\frac{y+L}{[(y+L)^2+(z+h_1)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_1)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_1)^2}\right)\right) \\
& - \frac{4(k_0 h_3)}{k_1^2}\left(\frac{y-L}{[(y-L)^2+(z+h_3)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_3)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_3)^2}\right)\right) \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\Bigg\{\frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_2)^2} + \frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_2)^2} \\
& - \frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_2)^2} - \frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_2)^2} \\
& - \frac{4(k_0 h_2)}{k_1^2}\left(\frac{y+L}{[(y+L)^2+(z+h_2)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_2)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_2)^2}\right)\right) \\
& - \frac{4(k_0 h_2)}{k_1^2}\left(\frac{y-L}{[(y-L)^2+(z+h_2)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_2)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_2)^2}\right)\right)\Bigg\} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\Bigg\{\frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_3)^2} + \frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_1)^2} \\
& - \frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_3)^2} - \frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_1)^2} \\
& - \frac{4(k_0 h_3)}{k_1^2}\left(\frac{y+L}{[(y+L)^2+(z+h_3)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_3)^2-(y+L)^2]}{(y+L)^2+(z+h_3)^2}\right)\right) \\
& - \frac{4(k_0 h_1)}{k_1^2}\left(\frac{y-L}{[(y-L)^2+(z+h_1)^2]^2}\left(1+\frac{2[(z+h_1)^2-(y-L)^2]}{(y-L)^2+(z+h_1)^2}\right)\right)\Bigg\}\Bigg] \\
& = B_{zr} + jB_{zi}
\end{aligned}
\tag{4.12}
$$

$$
\begin{aligned}
[E_x]_{x=0} = -\frac{\omega\mu_0 I}{\pi k_1^2}\Bigg[& (k_0 h_1)\frac{(z+h_1)^2-(y+L)^2}{[(y+L)^2+(z+h_1)^2]^2} \\
& + (k_0 h_3)\frac{(z+h_3)^2-(y-L)^2}{[(y-L)^2+(z+h_3)^2]^2} \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\Bigg\{ (k_0 h_2)\cdot\frac{(z+h_2)^2-(y+L)^2}{[(y+L)^2+(z+h_2)^2]^2} \\
& + (k_0 h_0)\frac{(z+h_2)^2-(y-L)^2}{[(y-L)^2+(z+h_2)^2]^2}\Bigg\} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\Bigg\{ (k_0 h_3)\frac{(z+h_3)^2-(y+L)^2}{[(y+L)^2+(z+h_3)^2]^2} \\
& + (k_0 h_1)\frac{(z+h_1)^2-(y-L)^2}{[(y-L)^2+(z+h_1)^2]^2}\Bigg\}\Bigg] \\
= & E_{xr} + jE_{xi}
\end{aligned}
\tag{4.13}
$$

$$
\begin{aligned}
[E_y]_{x=0} = \frac{\omega\mu_0 I}{2\pi k_0}\Bigg[& \frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_1)^2} - (1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2})\frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_1)^2} \\
& + \frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_3)^2} - (1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2})\frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_3)^2} \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\Bigg\{ \frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_2)^2} - (1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2})\frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_2)^2} \\
& + \frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_2)^2} - (1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2})\frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_2)^2}\Bigg\} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\Bigg\{ \frac{y+L}{(y+L)^2+(z-h_3)^2} - (1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2})\frac{y+L}{(y+L)^2+(z+h_3)^2} \\
& + \frac{y-L}{(y-L)^2+(z-h_1)^2} - (1+j\frac{2k_0^2}{k_1^2})\frac{y-L}{(y-L)^2+(z+h_1)^2}\Bigg\}\Bigg] \\
= & E_{yr} + jE_{yi}
\end{aligned}
\tag{4.14}
$$

$$
\begin{aligned}
[E_z]_{x=0} = \frac{\omega\mu_0 I}{2\pi k_0}\Bigg[& \frac{z-h_1}{(y+L)^2+(z-h_1)^2} - \frac{z+h_1}{(y+L)^2+(z+h_1)^2} \\
& + \frac{z-h_3}{(y-L)^2+(z-h_3)^2} - \frac{z+h_3}{(y-L)^2+(z+h_3)^2} \\
& + e^{-j\frac{2}{3}\pi}\left\{ \frac{z-h_2}{(y+L)^2+(z-h_2)^2} - \frac{z+h_2}{(y+L)^2+(z+h_2)^2} \right. \\
& \left. + \frac{z-h_2}{(y-L)^2+(z-h_2)^2} - \frac{z+h_2}{(y-L)^2+(z+h_2)^2} \right\} \\
& + e^{-j\frac{4}{3}\pi}\left\{ \frac{z-h_3}{(y+L)^2+(z-h_3)^2} - \frac{z+h_3}{(y+L)^2+(z+h_3)^2} \right. \\
& \left. + \frac{z-h_1}{(y-L)^2+(z-h_1)^2} - \frac{z+h_1}{(y-L)^2+(z+h_1)^2} \right\}\Bigg] \\
= & E_{zr} + jE_{zi}
\end{aligned}
\tag{4.15}
$$

이상과 같은 전자파 전자계의 B_x, B_y, B_z 및 E_x, E_y, E_z 그 위상각을 Θ_{Bx}, Θ_{By}, Θ_{Bz} 및 Θ_{Ex}, Θ_{Ey}, Θ_{Ez} 라 하면 식 (4.16), (4.17) 및 (4.18), (4.19)로 나타낼 수 있다.

$$B_p = (B_{pr}^2 + B_{pi}^2)^{\frac{1}{2}} \tag{4.16}$$

$$\Theta_{Bp} = \tan^{-1}\frac{B_{pi}}{B_{pr}} \tag{4.17}$$

$$E_p = (E_{pr}^2 + E_{pi}^2)^{\frac{1}{2}} \tag{4.18}$$

$$\Theta_{Ep} = \tan^{-1}\frac{E_{pi}}{E_{pr}} \tag{4.19}$$

단, $p = x, y, z$

또, 전자계의 합성요소 및 그 위상각은 식 (4.20), (4.21) 및 (4.22), (4.23)이 된다.

$$
\begin{aligned}
B = [& \{ B_x^2\cos(2\Theta_{Bx}) + B_y^2\cos(2\Theta_{By}) + B_z^2\cos(2\Theta_{Bz}) \}^2 \\
& + \{ B_x^2\sin(2\Theta_{Bx}) + B_y^2\sin(2\Theta_{By}) + B_z^2\sin(2\Theta_{Bz}) \}^2]^{\frac{1}{4}}
\end{aligned}
\tag{4.20}
$$

$$\Theta_B = \frac{1}{2}\tan^{-1}\frac{B_x^2\sin(2\Theta_{Bx}) + B_y^2\sin(2\Theta_{By}) + B_z^2\sin(2\Theta_{Bz})}{B_x^2\cos(2\Theta_{Bx}) + B_y^2\cos(2\Theta_{By}) + B_z^2\cos(2\Theta_{Bz})} \tag{4.21}$$

$$E = \left[\left\{E_x^2\cos(2\Theta_{Ex}) + E_y^2\cos(2\Theta_{Ey}) + E_z^2\cos(2\Theta_{Ez})\right\}^2 + \left\{E_x^2\sin(2\Theta_{Ex}) + E_y^2\sin(2\Theta_{Ey}) + E_z^2\sin(2\Theta_{Ez})\right\}^2\right]^{\frac{1}{4}} \tag{4.22}$$

$$\Theta_E = \frac{1}{2}\tan^{-1}\frac{E_x^2\sin(2\Theta_{Ex}) + E_y^2\sin(2\Theta_{Ey}) + E_z^2\sin(2\Theta_{Ez})}{E_x^2\cos(2\Theta_{Ex}) + E_y^2\cos(2\Theta_{Ey}) + E_z^2\cos(2\Theta_{Ez})} \tag{4.23}$$

식 (4.19), (4.21) 및 (4.23)에서 알 수 있는 바와 같이 전자파 전자계의 각 요소 및 합성 요소는 위상각을 갖게 되며 이 위상각들은 합성요소의 크기에 영향을 주게 된다. 또 이 위상각들은 관측점의 위치에 따라 다르다.

4.2 계산예

그림 4.3 ~그림 4.8 은 문헌 [11]의 계산 결과와 비교하기 위하여 도시한 것이다. 수평전선 배열의 경우로서 각상의 전선간격 L=3[m] 전선의 지표상 높이 h_0=15[m], 전류 I=300[A] 주파수 f=60[Hz], 대지의 도전율 σ_1=0.04[S/m], $k_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, $k_1 = (j\omega\mu_0\sigma_1)^{\frac{1}{2}}$을 사용하여 계산한 것이며 문헌[11]의 결과와 완전 일치한다.

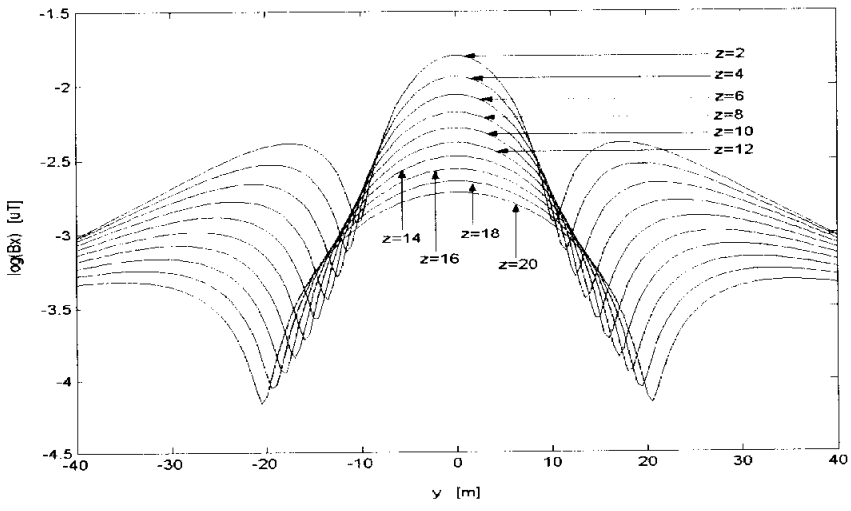


그림 4.3 수평 전선 배열 전력선 근방의 B_x

Fig. 4.3 B_x near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

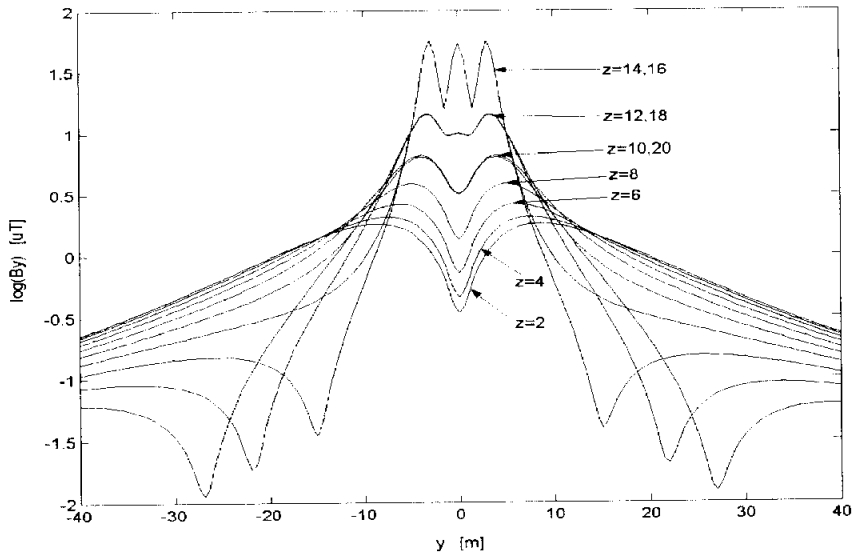


그림 4.4 수평 전선 배열 전력선 근방의 B_y

Fig. 4.4 B_y near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

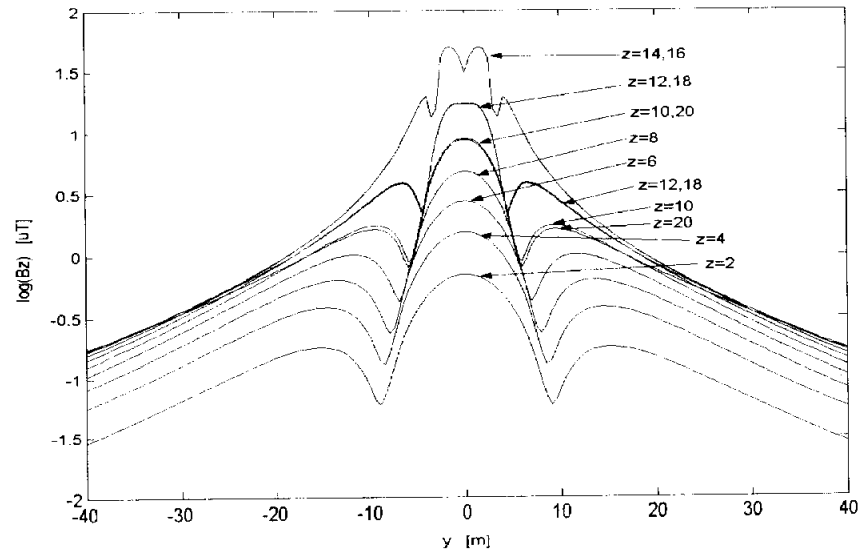


그림 4.5 수평 전선 배열 전력선 근방의 B_z

Fig. 4.5 B_z near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

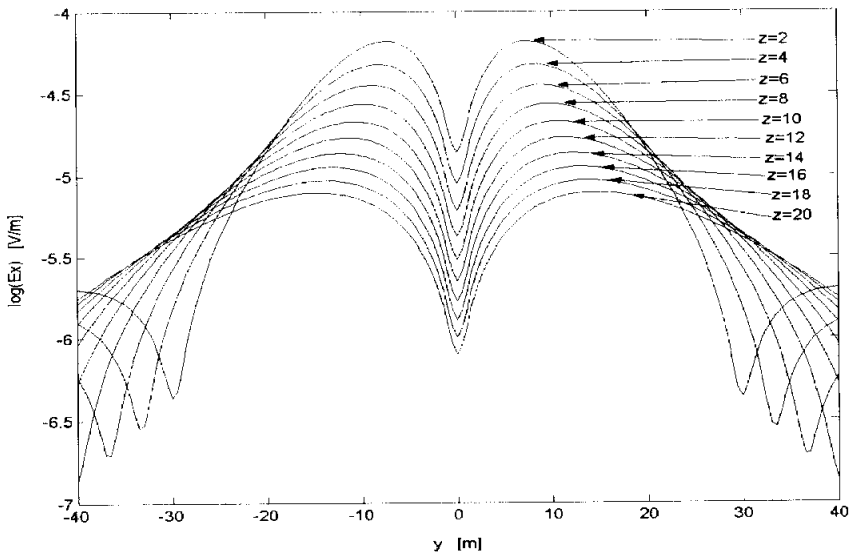


그림 4.6 수평 전선 배열 전력선 근방의 E_x

Fig. 4.6 E_x near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

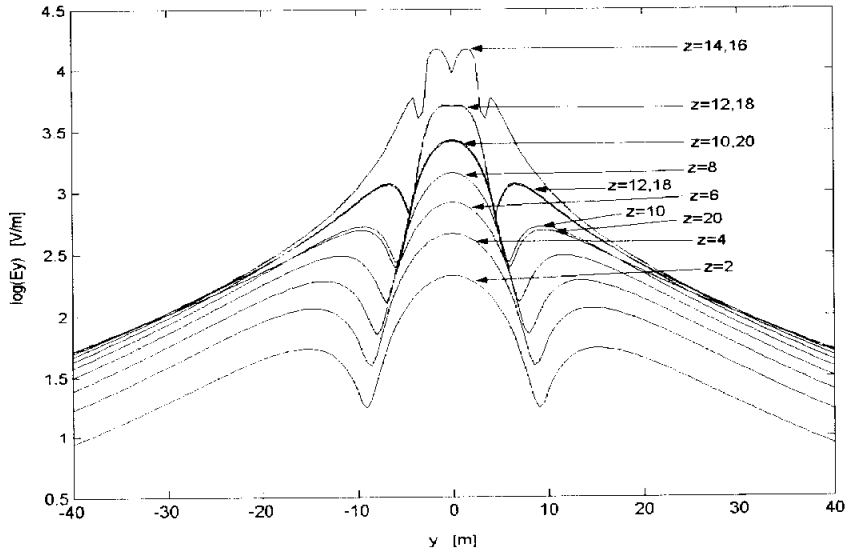


그림 4.7 수평 전선 배열 전력선 근방의 E_y

Fig. 4.7 E_y near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

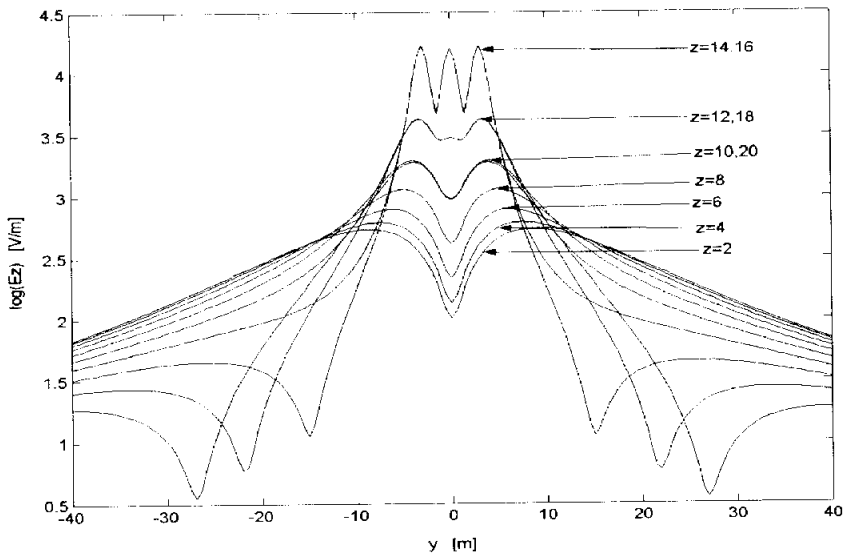


그림 4.8 수평 전선 배열 전력선 근방의 E_z

Fig. 4.8 E_z near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

이와 같은 사실은 식(3.9)~(3.14)의 타당성을 증명해주는 것이라 할 수 있다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 E_y와 B_z, 또 B_y와 E_z의 윤곽이 거의 같다. 이것은 전계와 자계의 결합횡요소가 서로 직각으로서 $x \rightarrow E_y \rightarrow B_z$와 같은 우수계의 전파 방향을 형성하고 전자파의 요소 E_y와 B_z, 또 E_z와 B_y가 서로 결합되어 있어서 각각 대응하는 전계 및 자계의 윤곽이 같기 때문이라 할 수 있다. 이와 같은 경우 합성전계 E와 합성자속 밀도 B의 윤곽도 그림 4.9 및 그림 4.10 에서 알 수 있는 바와 같이 거의 같다.

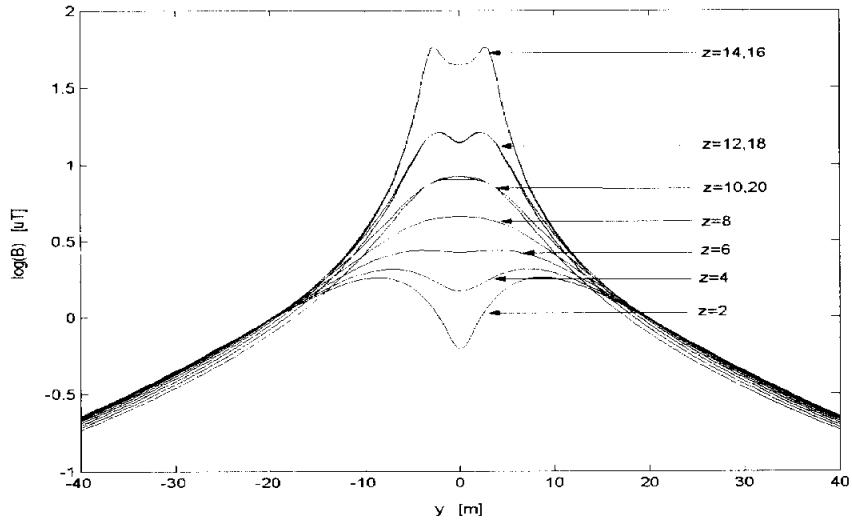


그림 4.9 수평 전선 배열 전력선 근방의 합성 자속 밀도 B

Fig. 4.9 Resultant magnetic flux density B near 3 phase power electric line with a horizontal configuration of three wires

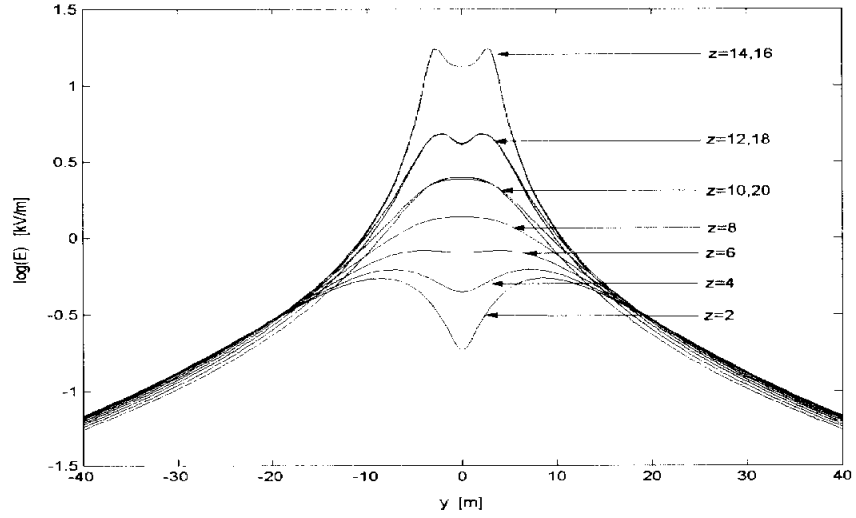


그림 4.10 수평 전선 배열 전력선 근방의 합성 전계 E

Fig. 4.10 Resultant electric field E near 3 phase power electric line with a horizontal configuration of three wires

한편 전자파 전자계의 x요소는 y 및 z요소보다 매우 작아 거의 무시할 수 있는 값이다. 이것은 쌍극자에 의한 벡터포텐셜이 전선방향 즉 x방향이므로 직접 전자계는 0이 되고 대지 내에서의 반사파의 영향만이 반영되기 때문이다.

그림 4.11 ~ 그림 4.18 은 전선간격 L=10.8[m] 전선의 지표상 높이 h_0=9[m], 전류 I=1000[A] 345[Kv] 수평전선 배열 송전선의 전자파 전자계 성분을 나타낸 것이다.

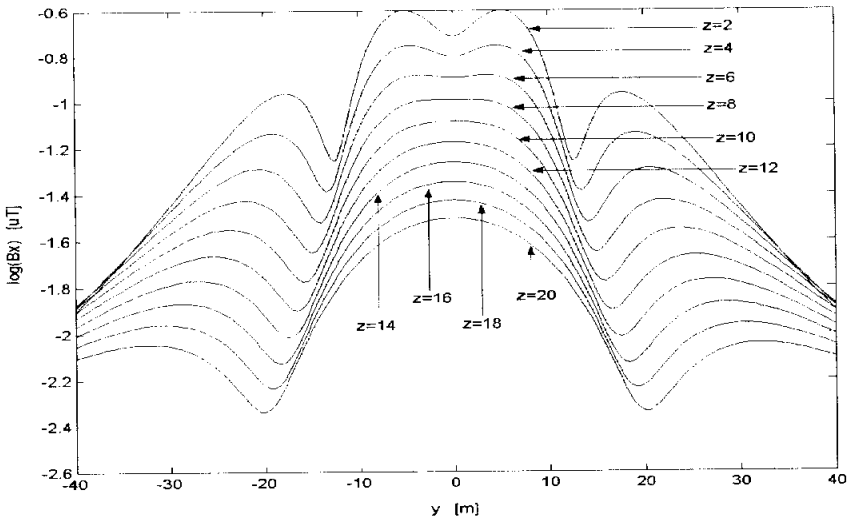


그림 4.11 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 B_x

Fig. 4.11 B_x near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

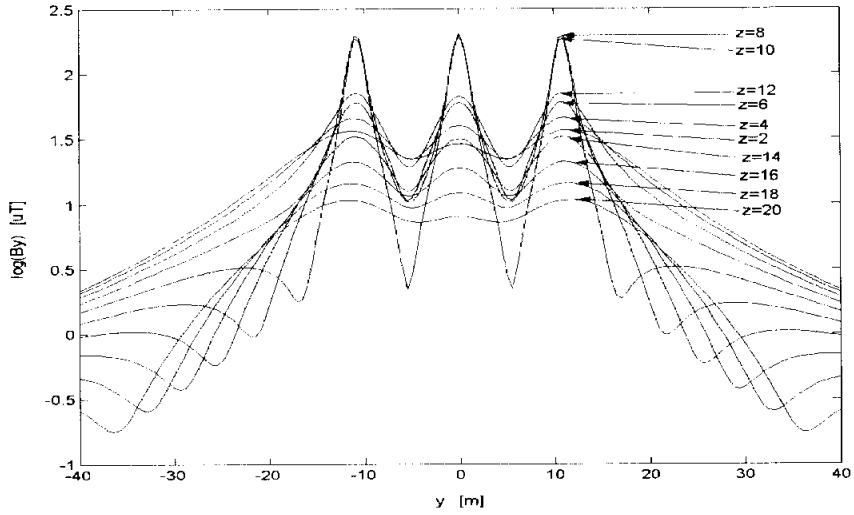


그림 4.12 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 B_y

Fig. 4.12 B_y near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

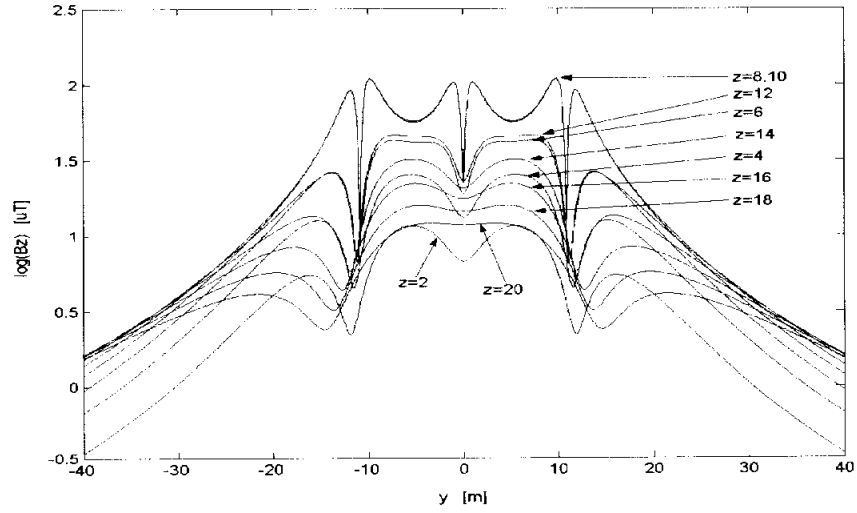


그림 4.13 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 B_z

Fig. 4.13 B_z near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

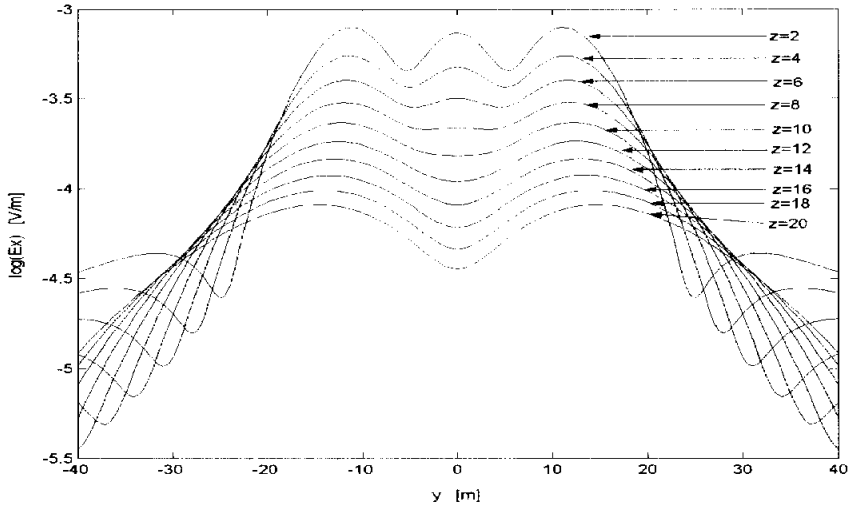


그림 4.14 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 E_x

Fig. 4.14 E_x near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

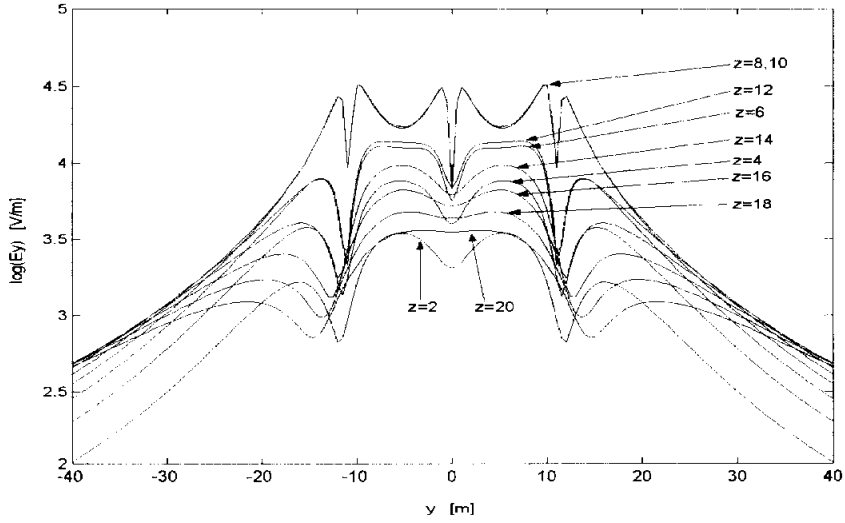


그림 4.15 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 E_y

Fig. 4.15 E_y near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

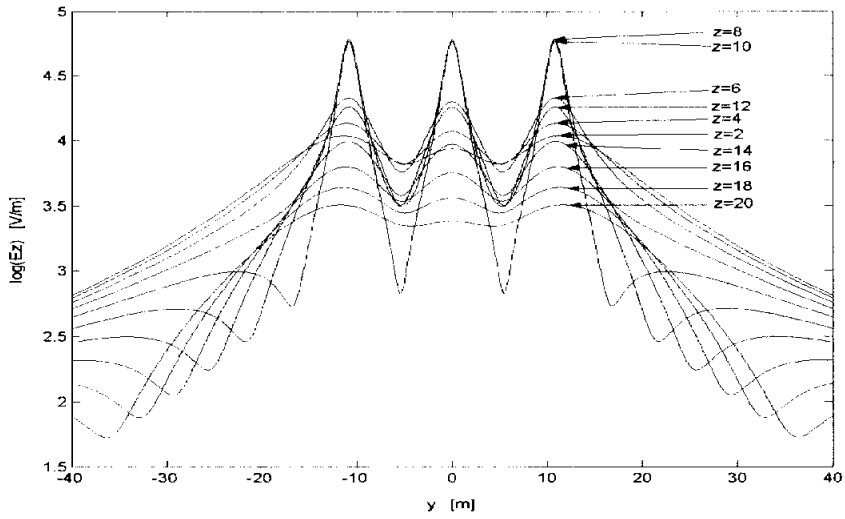


그림 4.16 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 E_z

Fig. 4.16 E_z near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

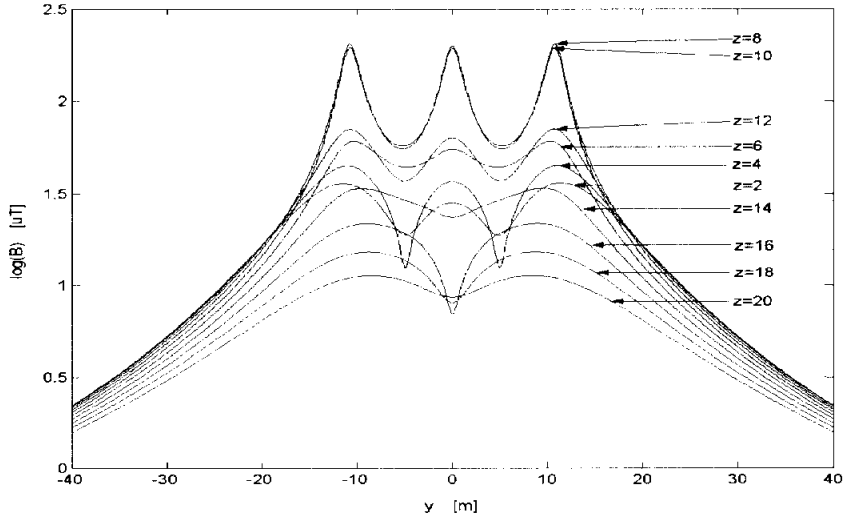


그림 4.17 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 합성 자속 밀도 B

Fig. 4.17 Resultant magnetic flux density B near 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

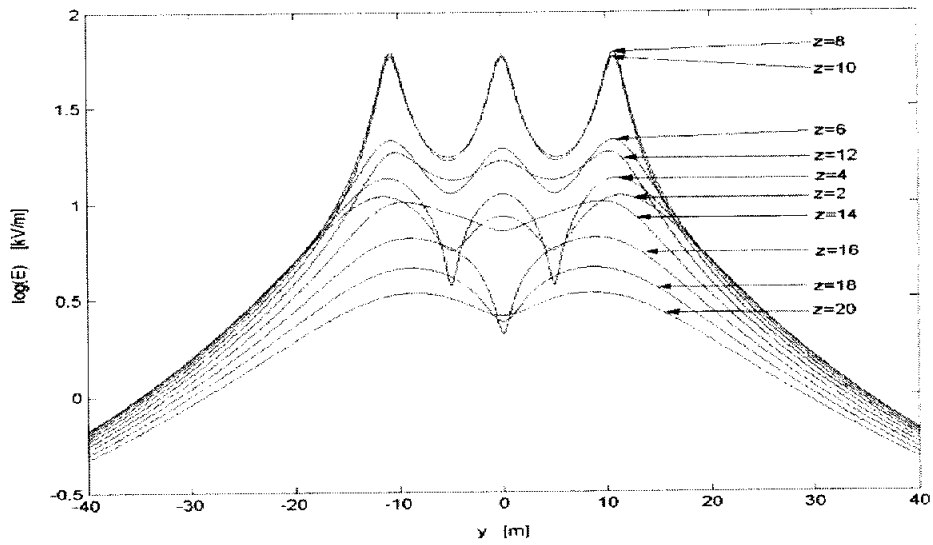


그림 4.18 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선 근방의 합성 전계 E

Fig. 4.18 Resultant electric field E near 345[Kv] 3 phase power line with a horizontal configuration of three wires

전자계의 B_x 및 E_x성분은 무시 할 수 있을 정도로 작은 값을 나타내며, 관측점이 대지로부터 멀어질수록 더욱 작아진다. E_y와 B_z 및 E_z와 B_y의 윤곽이 거의 같으며 합성전자계 **E** 및 **B**의 윤곽도 거의 같아 $x \rightarrow E_y \rightarrow B_z$의 우수계 전파방향을 반영하고 있다. 또 이 전자파 전자계의 y 및 z 방향 성분들은 관측점이 각상의 전선 위치에 가까울수록 크다. 그림 4.17 의 합성자계 B는 지지물 중심으로부터의 거리 $y \fallingdotseq 13[m]$이내에서 $z = 8, 10\,[m]$의 경우, 100[μT]이상으로서 인체에 대한 국제 노출 기준중의 하나인 CENELEC 기준[12]을 초과하고 있다.

그림 4.18 의 합성전계 E는 $z = 2 \sim 14\,[m]$의 경우, $y = 17\,[m]$이내에서 5[Kv/m] 이상의 값을 나타내고 있으며 이 값은 CENELEC의 노출 기준[12]을 초과한 값이다.

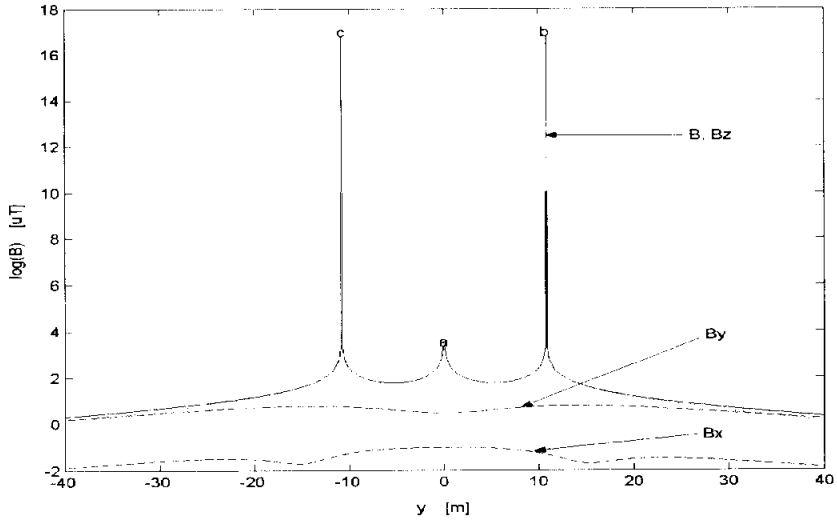


그림 4.19 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선상의 자속 밀도 성분 ($z=9$)

Fig. 4.19 Components of magnetic flux density on 345[Kv] 3 phase power line

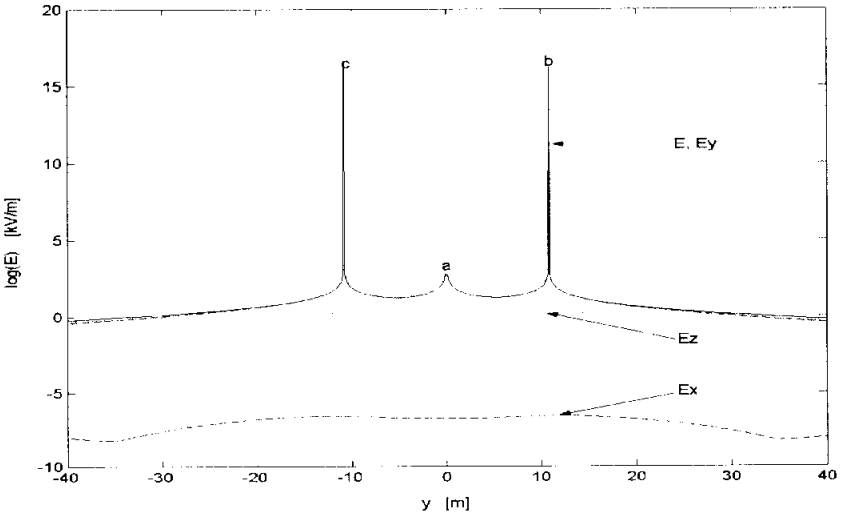


그림 4.20 345[Kv] 수평 전선 배열 전력선상의 전계 성분

Fig. 4.20 Components of electric field on 345[Kv] 3 phase power line

그림 4.19 및 그림 4.20 에서 알 수 있는 바와 같이 각 상의 전선 위치에서의 합성 자속밀도 **B** 및 합성 전계 **E**는 각각 10^{16}[μ T] 및 10^{15}[Kv/m]이상의 매우 큰 값을 나타낸다. 또 전선 위치에 가까울수록 합성 자속밀도 B는 B_z요소가 지배적이며 합성 전계 E는 E_y요소가 지배적이다.

특히 b상 및 c상의 전선위치에서 합성전계 E가 약 10^{15}[Kv/m]이상의 매우 큰 값을 나타내고 있다. 이 값은 공기의 파열 극한 전위 경도 21.1[Kv/cm]보다 훨씬 큰 값으로서 코로나 발생이 예상되나. 실제적으로는 복도체 또는 4도체 방식을 채택하므로 코로나 발생의 염려는 없을 것으로 생각된다.

그림 4.21 ~ 그림 4.28 은 L = 5.2[m], h_1 = 55.58[m], h_2 = 42.79[m], h_3 = 30[m], 전류 I = 1000[A] 인 765 [Kv] 수직 전선 배열 송전선의 전자파 전자계 성분을 나타낸 것이다. 이 경우에 있어서도 B_x 및 E_x는 무시 할 수 있을 정도의 작은 값을 나타내며 대지에서 멀어질수록 더욱 작은 값이 된다.

B_z 와 E_y , B_y 와 E_z 및 합성자속 밀도 B와 합성전계 E의 윤곽이 거의 같아 우수계 전파방향을 반영하고 있다. 또 합성자속 밀도 B 및 합성전계 E 는 전선위치에 가까울수록 커지며, 그림 4.29 ~그림 4.34 에서 알 수 있는 바와 같이 전선위치에서 매우 큰 값을 나타낸다. 또 이 경우 합성자속밀도 B는 B_z요소가 지배적이며 합성전계 E는 E_y요소가 지배적이다. 한편, 합성자속밀도 B는 $z=31,41,56[m]$의 경우 $y=8[m]$이내에서 100[μT]이상의 값으로서 CENELEC 국제 노출기준[12]을 초과 하고 있으며 합성전계 E는 $z=26\sim61[m]$의 경우 $y=12[m]$이내에서 CENELEC 국제 노출기준[12]을 초과하고 있다. 그러나 이상의 초과범위는 실제적으로 전선에 매우 근접한 범위로서 인간의 접근이 불가능하다.

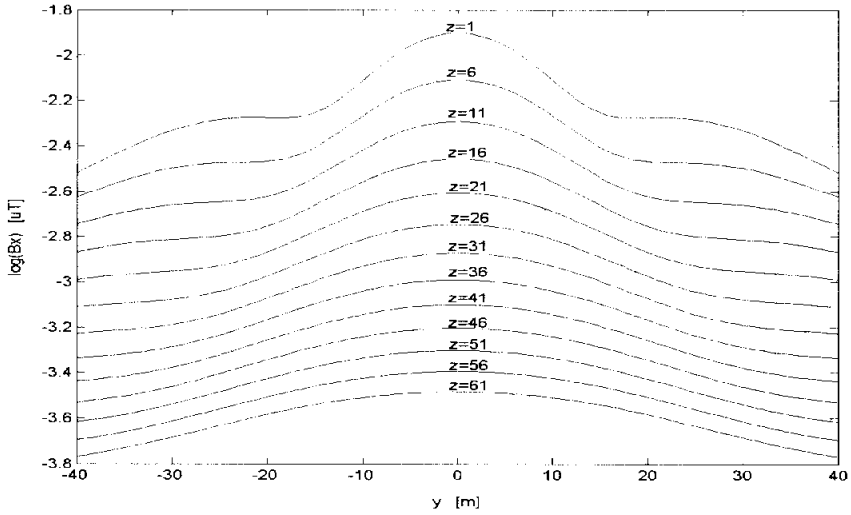


그림 4.21 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 B_x

Fig. 4.21 B_x near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits)

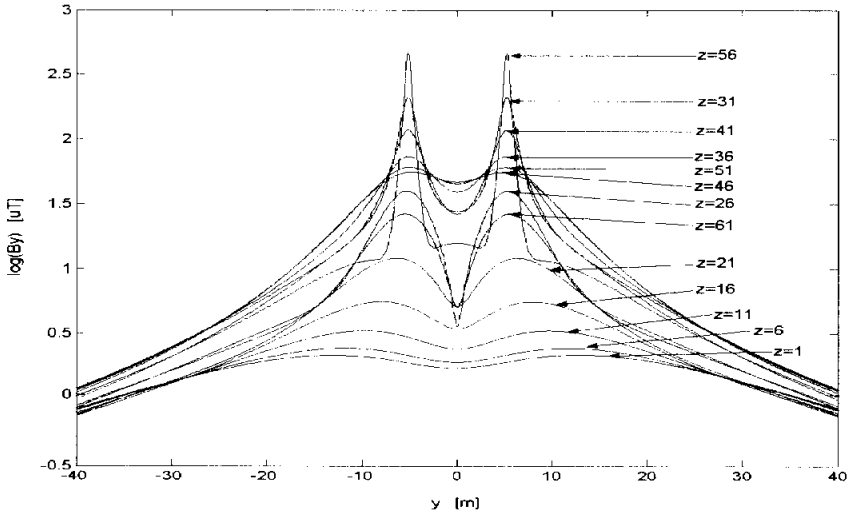


그림 4.22 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 B_y

Fig. 4.22 B_y near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits)

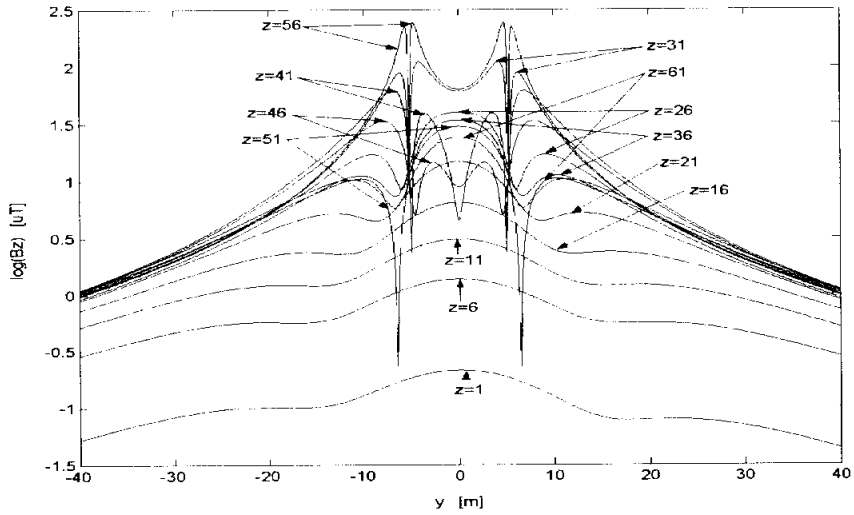


그림 4.23 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 B_z

Fig. 4.23 B_z near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits)

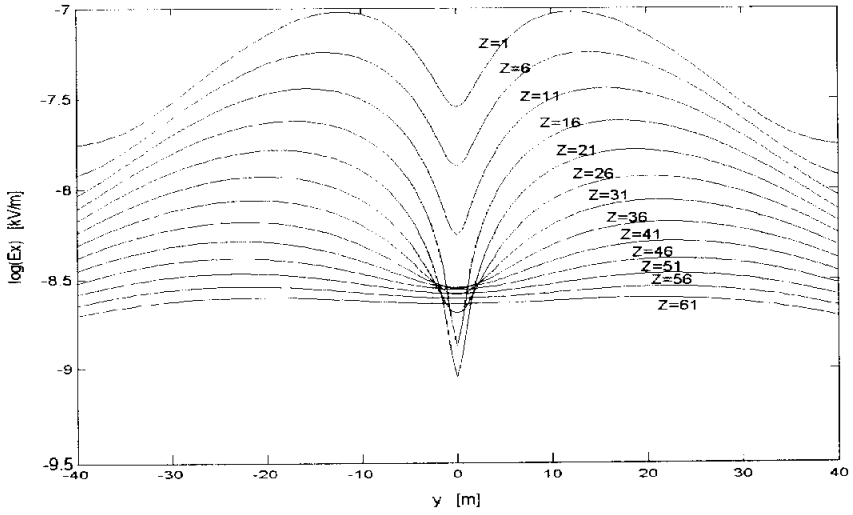


그림 4.24 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 E_x

Fig. 4.24 E_x near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits)

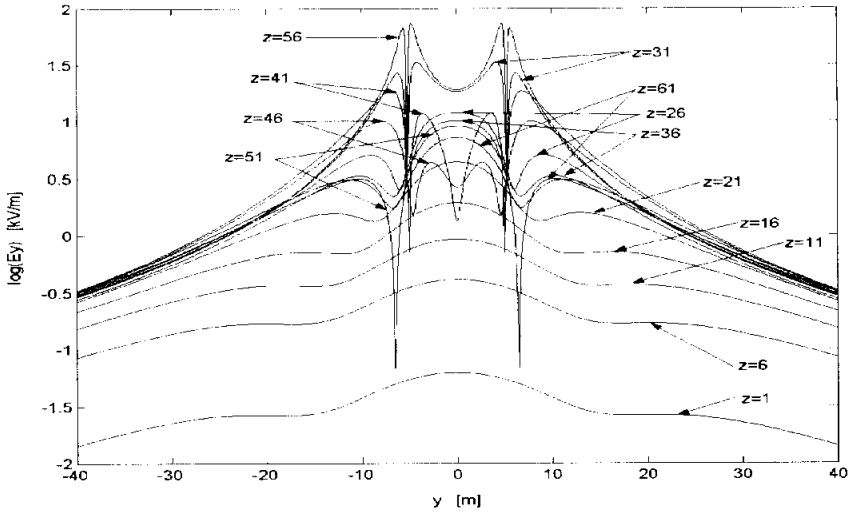


그림 4.25 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 E_y

Fig. 4.25 E_y near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

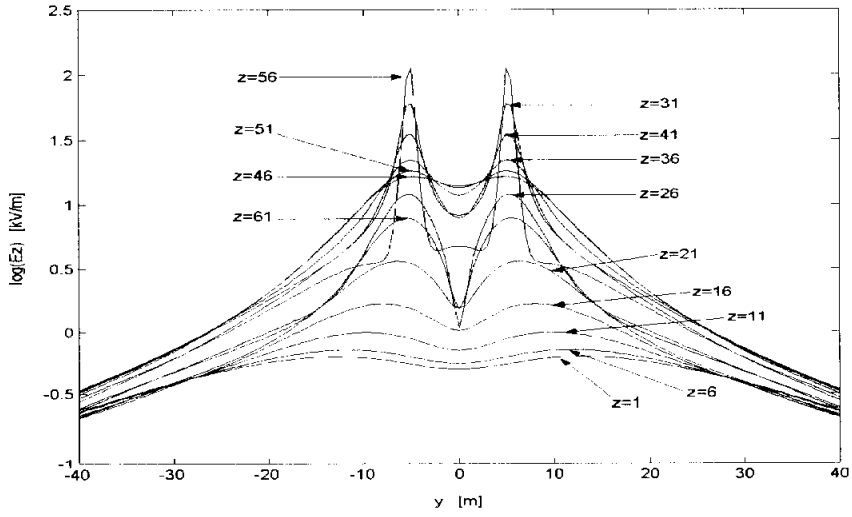


그림 4.26 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 E_z

Fig. 4.26 E_z near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2 circuits)

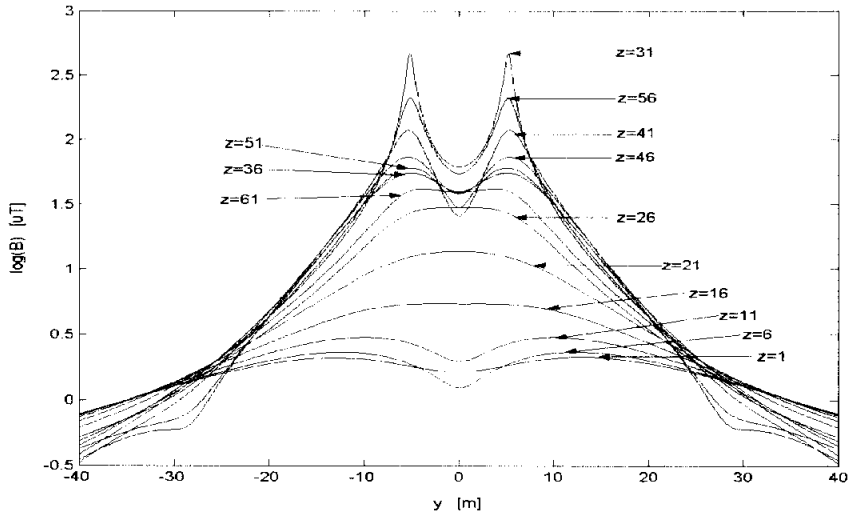


그림 4.27 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 합성 자속 밀도 B

Fig. 4.27 Resultant magnetic flux density B near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

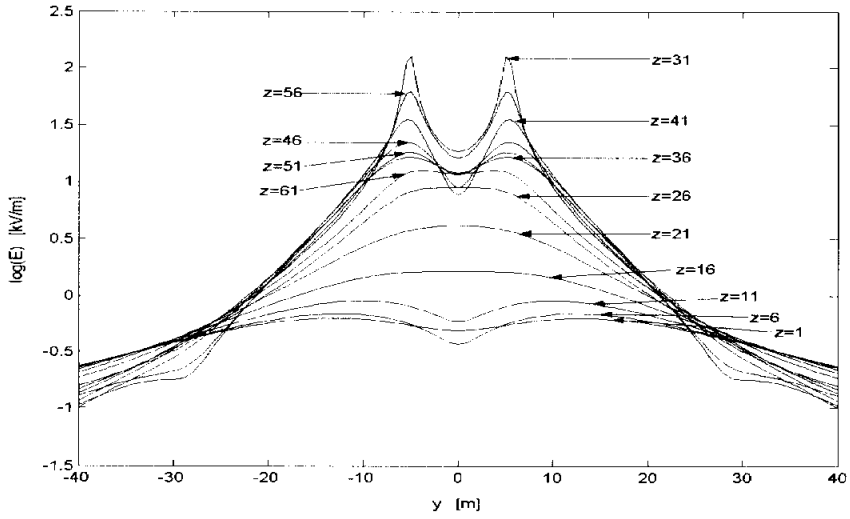


그림 4.28 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선 근방의 합성 전계 E

Fig. 4.28 Resultant electric field E near 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

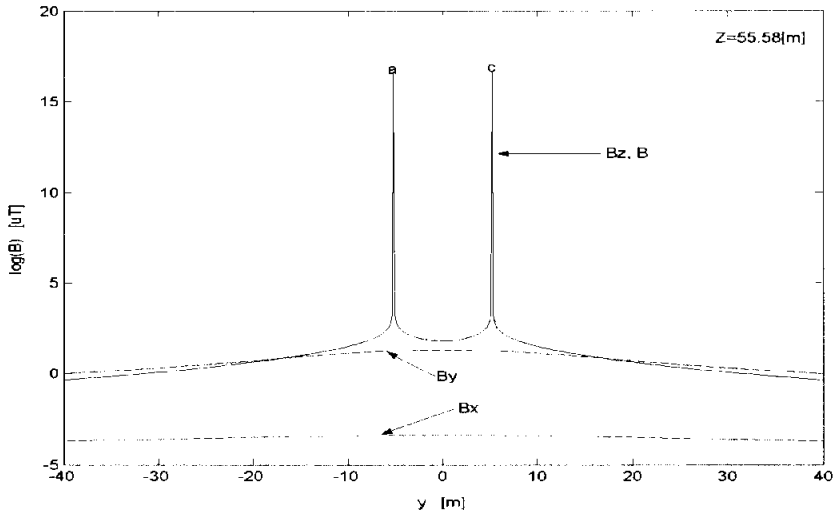


그림 4.29 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선상의 자속 밀도 성분

Fig. 4.29 Components of magnetic flux density on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

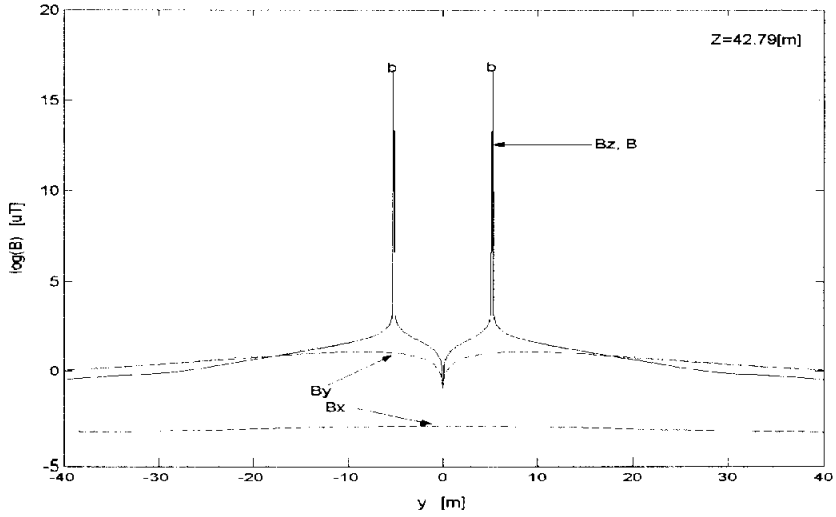


그림 4.30 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선상의 자속 밀도 성분

Fig. 4.30 Components of magnetic flux density on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

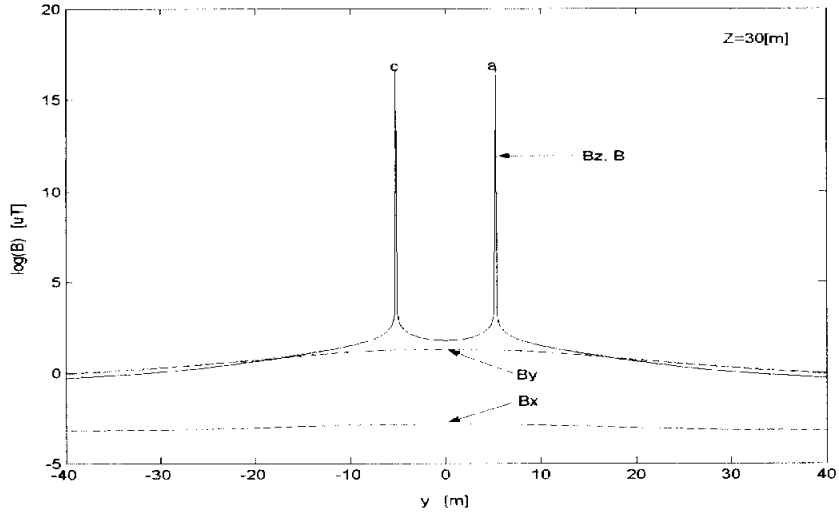


그림 4.31 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선상의 자속 밀도 성분

Fig. 4.31 Components of magnetic flux density on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

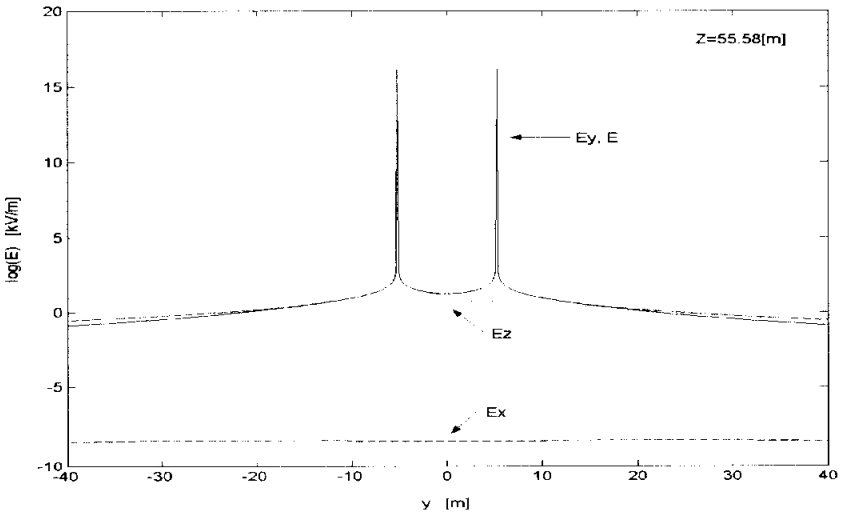


그림 4.32 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선상의 전계 성분

Fig. 4.32 Components of electric field on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

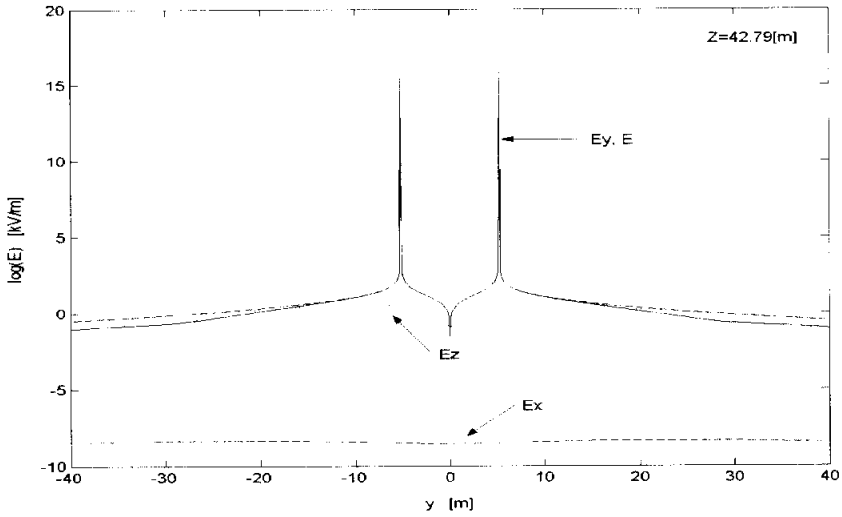


그림 4.33 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선상의 전계 성분

Fig. 4.33 Components of electric field on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

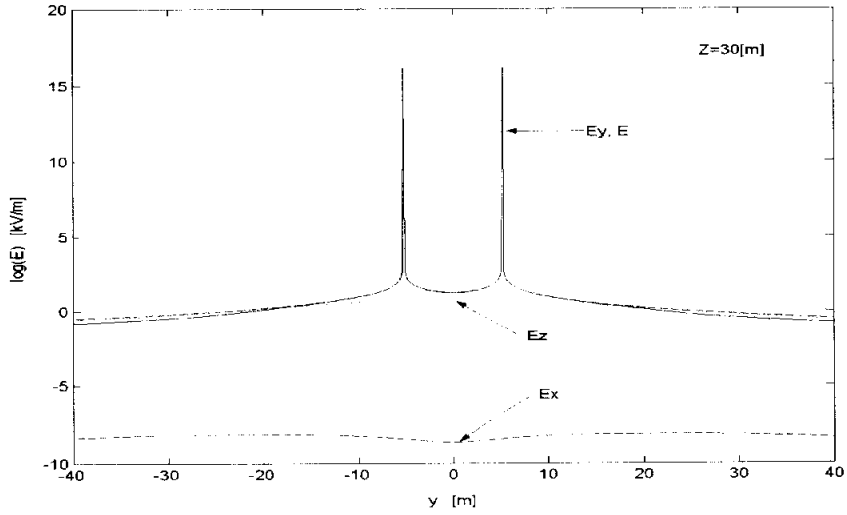


그림4.34 765[Kv] 수직 전선 배열 전력선상의 전계 성분

Fig.4.34 Components of electric field on 765[Kv] 3 phase power line with a vertical configuration of three wires(2circuits)

이상에서 전력선에 의한 전자파 전자계에 관한 식을 유도하여 실제의 송전선에 적용하여 보았다. 이 전자파 전자계 식들은 대지의 영향을 고려한 완전해라고 할 수 있으며 전자파의 인체에 대한 노출량 및 각종 통신기기에 대한 유도장해의 해석에 도움이 될 것으로 기대된다. 계산 예로서 단도체 방식의 송전선로에 적용하였으나 실제로는 345[Kv] 송전선로는 4도체 방식, 765[Kv] 송전선로는 6도체 방식을 채용하고 있으므로 이러한 다도체 방식에 대한 적용이 추후의 연구과제 이다. 또한 여러 각도로 교차하고 있는 다선로 전력선의 경우에 있어도 적용 가능하리라 생각되며 추후의 연구과제로 남겨둔다.

제 5장 결 론

본 연구에서는 쌍극자 안테나 이론에 의하여 전력선 근방의 전자파 전자계를 유도하고 3상 전력선로의 수평배열 및 수직배열에 대한 전자계 식을 정식화하였다. 이 식의 타당성을 확인하기 위하여 기존의 문헌[11]에서 사용한 조건을 적용한 결과 그 데이터와 완전 일치하였다.

이상의 식을 실제의 345[Kv] 수평전선배열 송전선과 765[Kv] 수직전선배열 송전선에 적용하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

1) 전선 방향을 x축으로 한 직각 좌표계에서 전자계의 x 방향성분 즉, B_x 및 E_x는 무시할 수 있을 정도의 작은 값을 나타냈으며 대지내의 반사파에 의한 영향만을 반영한다.

2) 전자계의 성분 E_y 와 B_z 및 B_y 와 E_z 의 수평거리 변화에 대한 윤곽이 거의 같으며 합성전계 E 및 합성자속밀도 B의 윤곽도 거의 같다. 이와 같은 사실은 전계와 자계의 결합요소가 서로 직각으로서 $x \rightarrow E_y \rightarrow B_z$ 와 같은 우수계의 전파방향을 반영하고 있음을 의미한다.

3) 합성전자계 E 및 B는 각 상의 전선위치에서 최대가 되며, 이 경우 합성전계 E는 E_y의 요소가 지배적으로 작용하며 합성자속밀도 B는 B_z의 요소가 지배적으로 작용한다.

4) 본 연구에서 유도된 전자파 전자계 식은 전력선로로부터 발생하는 전자파의 유해성 분석 및 각종 통신기기에 미치는 유도장해 분석에도 도움이 될 것으로 생각된다.

References

[1] N.W.Wertheimer, E.Leeper, " Electrical wiring configurations and childhood cancer ", Am.J.Epidemiology, Vol.109, PP.273~284, 1979

[2] Isaka K.etal, " ELF electric and magnetic fields with human body ", Proc.1988 U.S- Japan Seminar on Eletromagnetic-Interference in Highly Advanced Social Systems(Modeling, Characterization, Evaluation and Protection), No.7, PP.21~30, Hawaii

[3] Xi W., Stuchly MA., Gandhi OP., " High resolution organ dosimetry for human exposure to low-frequency electric fields ", IEEE Trans. Biomed. Eng. Vol.41, PP.1018~1023, 1994

[4] Dawson TW., Caputa K., Stuchly MA., " Influence of human model resolution on computed currents induced in organs by 60Hz magnetic fields ", Bioelectromagnetics, Vol.18, PP.478~490, 1997

[5] Olsen R.G., Wong P.S., " Characteristics of low frequency electric and magnetic fields in the vicinity of electric power lines ", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol.7, No.4, PP.2046~2055, 1992

[6] Dawalibi F., Selby A., "Electromagnetic fields of energized conductors ", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, No.3, PP.1275~1284, 1993

[7] Sarma Maruvada P., "Characterization of power frequency magnetic fields in different environments", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, No.3, PP.598~605, 1993

[8] Deno D.W., " Transmission line fields", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.pas-95/5, PP.1600~1611, 1976

[9] Steward J.R., Dale S.J., Klein K.W., "Magnetic field reduction using high phase order lines", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, No.2, PP.628~636, 1993

[10] Ronald W.P.King, "The electromagnetic field of a horizontal electric dipole in the presence of a three-layered region", J.Appl.Phys. Vol.89, No.12, PP.7987~7995, 1991

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

[12] 김문덕, "전력선 전자계에 대한 인체노출기준설정", 전기전자재료, 제8권, PP.313~317, 1998

Calculation of the electromagnetic wave fields near 3 phase power lines over the earth by dipole antenna theory

Park, Jung-Eun

Department of Electrical Engineering
Graduate School Industry
Pukyong National University

Abstract

In this study electromagnetic wave fields under power lines are derived by dipole antenna theory and electromagnetic fields under 3 phases power lines with horizontal and vertical are formulated. The calculation results by those formulas were consistent with the results of reference[11]. The formulas were applied to 345[Kv] and 765[Kv] transmission lines constructed in our country and the results are as follows.

1) When direction of electric wire is faced toward x axis in coordinate system, X direction of component of electromagnetic field that is B_x and E_x are expressed small value that can ignore and that reflect a effect for reflected wave in earth.

2) Contour of horizontal distance change at ingredient E_y and B_z and B_y and E_z of electromagnetic field is almost same and also similar to contour of the resultant electric field E and the resultant magnetic flux density B. It means that combination factor of electric and magnetic field as being at right angle mutually reflect electric wave direction of even-numbered field like $x \rightarrow E_y \rightarrow B_z$.

3) The resultent electric and magnetic field E and B is maximum on the electric wire location of each phase, in this case ingredient of E_y acts predominant at the resultant electric field E and ingredient of B_z acts predominant at the resultant magnetic flux density B.

4) The electric waves field formula induced by this study will be helpful to harmfulness analysis of electromagnetic waves generated from electric power lines and induction obstacle analysis which affects communication equipment of various kinds

감사의 글

본 논문이 완성되기까지 부족함이 많은 저에게 많은 관심과 학문적 지도를 해주신 강대하 지도교수님께 감사를 드립니다. 또한 본 논문의 세심한 심사와 조언을 통해서 본 논문이 완성되도록 지도해 주신 홍순일 교수님, 권성렬 교수님, 김영학 교수님께 감사를 드립니다.

그리고 석사과정 동안 많은 가르침과 격려 그리고 충고를 주신 전기공학과 교수님들께도 감사를 드립니다. 또한 본 논문완성에 많은 도움을 주신 한국전기안전공사 이영식 대리를 비롯한 부산 북부지사 직원분들께도 감사를드립니다.

그리고 논문이 완성되기까지 아낌없는 격려와 조언을 주신 고전압, 전기재료 실험실 선후배님께도 감사를 드리며 논문완성에 도움을 준 정인하 후배님에게도 감사를 드립니다.

그리고 정말 물심 양면으로 도움을 많이 주신 부모님과 동생 정호에게도 감사드립니다.

끝으로 옆에서 성심껏 내조를 해준 사랑스런 아내에게도 감사를 드립니다.

앞으로 생활함에 있어 항상 배우고 노력하며 성실한 자세로 열심히 살아가고자 합니다.

박정은 올림