

## 압연 방향을 적용한 자체 진단형 고효율 네온관용 변압기

(Development of High Efficiency Self Diagnosis Type Neon Transformer  
using Grain Direction of Non-Oriented Silicon Steel Strip)

변재영\*·김윤호

(Jei - Young Byun · Yoon - Ho Kim)

### 요 약

본 논문에서는 네온 변압기의 효율을 높이기 위하여 주 자속과 누설 자속의 흐름을 분석하고, 이에 따른 압연 방향과 주 자속과의 방향을 최대한 일치 시켜서 자속에 의한 손실을 최소화 하고 역을 항상시킨 고효율의 네온관용 변압기를 제시 하였다. 그리고 정격 부하시, 단락시 및 무부하시의 각각의 자속 분포를 해석하고 이를 응용하여 부하측 이상 발생시 즉시 전원이 차단될 수 있는 전자식 차단 장치를 개발부착 하였다. 즉 네온관의 파손이나 누전으로 인한 화재나 인체 감전의 위험을 사전에 방지 할 수 있는 전자식 보호 기능을 내장한 자체 진단형의 무방향성 코어의 압연 방향성을 고려한 고효율의 네온관용 변압기를 구현하였다.

### Abstract

In this paper, a high efficiency leakage transformer for neon tube is developed to improve its power factor, to reduce its core loss and weight by using a technique of shape optimization and grain direction of non-oriented silicon steel strip. A protection circuit is designed for all types of neon transformer loaded with one or more neon tubes. Whenever the neon tube fails to be started up or comes to the life end, or encounters faults with open-circuits at the output terminals of the neon transformer, the electronic type protection circuit will be initiated to avoid more critical hazards. These neon transformers need a electronic type protection circuit to prevent from current stresses on circuit components by neon tube fail. The input of the transformer is automatically cut off when the abnormal condition occurs, preventing waste of no-load power.

Key Words : Neon tube, Leakage transformer, Non-oriented Silicon steel strip, Shape optimization, Grain direction.

### 1. 서 론

\* 주저자 : 송일전자 기술연구소 소장  
Tel : 032-682-2380, Fax : 032-682-2383  
E-mail : seungil@sontrol.co.kr  
접수일자 : 2002년 9월 6일  
1차심사 : 2002년 9월 9일  
2차심사 : 2002년 12월 20일  
심사완료 : 2003년 1월 13일

조명·전기설비학회논문지 제17권 제1호, 2003년 1월

자기식 네온관용 변압기는 크게 3 부분으로 구성 되어져있다. 자기 회로인 철심 부분과 전기 회로 인 1, 2차 권선 부분 그리고 2차측 고압 절연 시스템 부분으로 크게 나눌 수 있다. 그중에서 네온관용 변압기를 고효율화 하기 위한 가장 핵심적인 요소는 자기 회로 측면에서는 철심의 재질, 그리고 철심의 자속 밀

입력 방향을 적용한 자체 진단형 고효율 네온관용 변압기

도 증감에 의한 코어 손실과 코어 온도 상승이다[1]. 전기적인 측면에서는 동선의 전류 밀도 증가에 따른 온도 상승과 동 손실 증가를 최적화 하는 것이 가장 중요하다. 특히 네온관용 변압기는 고압 방전에 의해 점등되므로 2차측 출력 전압이다. 이에 따르는 1, 2차간과 외함간의 고압 절연 기술이 대단히 중요하다 [2]. 네온 변압기는 출력 전압이 1[kV] ~ 15[kV]이며, 2차 전류는 20[mA] ~ 120[mA]를 흘릴 수 있도록 구성된 고전압 정전류 형식의 누설 전류형 변압기이다. 한편 물리적으로 약한 유리관 구조로 된 네온관은 관 파손시 네온 변압기의 부하 측을 개로 상태로 동작 하게하여 이로 인해 네온 변압기는 열화 되어 소손 될 수 있으며, 또한 파손된 네온관의 전극 부위에서는 고압의 아크 방전으로 인해 화재 또는 감전 사고의 위험성이 있다.

본 논문에서는 2차측 부하 변동 상태에 따른 네온 변압기의 자속의 흐름과 각 부분별로 자속 밀도를 분석하고,[3] 부하 상태에 따라 변화하는 자속분포를 검출하여 부하측의 단선 또는 과부하 등의 고장 상태 발생시 즉시 전원측을 차단할 수 있도록 전자식 GFCI(Ground Fault Circuit Interrupter)보호 회로를 구현하였다. 이와 함께 자기식 네온 변압기를 고효율화하기 위하여, 분석된 자속 분포 상태를 기준으로 최적화된 E.I 코어 형상을 고안해 내고 무 방향성 코어의 압연 방향을 적용한 최적 상태로의 E.I 코어를 조립하여 철손과, 와류손, 및 히스테리시스손을 최소화한 고효율의 자체 진단형 네온변압기를 개발하였다.

2. 네온관용 변압기와 부하특성

네온관 부하의 특징은 초기 방전시에는 높은 전압이 필요하지만 점등이 된 후에는 안정된 낮은 전압과 전류가 요구된다. 만일의 경우 초기 방전 상태로 높은 전압이 계속해서 유지되면 전류가 증가 하게 되고 열이 많이 발생하게 되어 결국에는 방전관의 수명이 줄어든다. 그러므로 특수한 형의 변압기인 누설 변압기를 사용하여 일정한 전압과 전류를 유지시켜 주어야 한다. 철심의 재질중 규소강판의 선정은 경제성 및 생산성 등을 고려하여 주로 무 방향성의 규소 강판을

사용하고 있다. 또한 철 손실을 최소화하기 위하여 코어의 최적 형상 구현과 코어 접합 부위에서 발생하는 와류손을 최소화하기 위한 방법이 연구되고 있다.

코어 접합 방식의 도입은 경제성, 생산성을 고려할 때 E.I 역 용접 접합 방식의 적용이 가장 많이 사용되고 있다. 또한 전기 회로의 구성은 입력 측에는 1차 주 코일 외에 역률을 보상 하여주는 역률 보상을 콘덴서와 코일, 그리고 누설 코어와 2차 권선으로 그림 1과 같이 구성된다.

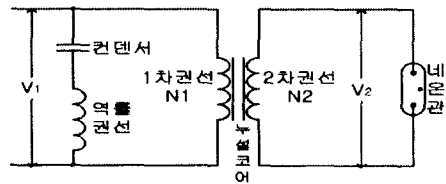


그림 1. 네온관용 변압기의 회로도  
Fig. 1. Circuit diagram of neon transformer

3. 정자계 지배방정식에 의한 자계 해석

네온변압기를 유한요소법에 의한 자계 해석을 통하여 2차측 부하의 단락상태 및 개로상태 그리고 정격 부하 상태에서 각각의 자속선도 변화에 대한 해석 결과를 분석 하였다[3]. 전자장 해석은 일반적으로 주어진 경계 조건을 Maxwell방정식을 이용하여 해석한다. Maxwell 방정식은 모든 광범위한 전자장의 현상을 지배하는 기본 방정식들로 구성되어 있으며 미분형과 적분형으로 구분된다. 지배 방정식을 도출하기 위한 유한요소법에서 이용되는 미분형 Maxwell 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} \tag{1}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{2}$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \tag{3}$$

여기서 각 기호의 의미는 다음과 같다,

$\vec{D}$  는 전속 밀도 [C/m<sup>2</sup>],  $\vec{H}$  는 자계강도[A/m],

$\vec{B}$  는 자속 밀도 [Wb/m<sup>2</sup>],  $\vec{j}$  는 전류 밀도 [A/m<sup>2</sup>]

를 나타낸다. 그리고 보조 방정식은 다음과 같다.

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (4)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (5)$$

여기서  $\epsilon, \sigma$ 는 각각 도체의 유전율과, 도전율을 나타낸다. 따라서 식 (2)는 다음과 같이 표현 된다.

$$\vec{H} = \nu \cdot \vec{B} \quad (6)$$

여기서  $\nu = \frac{1}{\mu}$ 이다.

식 (6)을 식 (1)에 대입하면 다음과 같다.

$$\nabla \times (\nu \cdot \vec{B}) = \vec{J} \quad (7)$$

보조 변수로 자기 벡터 크기  $\vec{A}$ 를 정의하면 다음과 같다.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (8)$$

여기서 식 (3)은 다음과 같아진다.

$$\nabla \cdot \vec{B} = \nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \quad (9)$$

식 (8)을 식 (7)에 대입하면 다음과 같아진다.

$$\nabla \times (\nu \cdot (\nabla \times \vec{A})) - \vec{J} = 0 \quad (10)$$

여기서 해의 유일성을 찾기위해 아래와 같은 Coulomb gauge를 사용한다.

$$\nabla \cdot \vec{A} = 0 \quad (11)$$

2 차원 문제에 있어서 식 (11)을 만족하려면 아래의 조건들이 성립한다는 가정들이 전제되어야 한다.

$$\begin{aligned} \vec{A}_x &= 0 \\ \vec{A}_y &= 0 \\ \vec{A}_z &= \vec{A}(x, y) \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)의 가정을 통해서 식(10)의 해는 유일성을 갖는다.

$$\vec{A} = \vec{A}_z \mathbf{z} \quad (13)$$

$$\vec{J} = \vec{J}_z \mathbf{z} \quad (14)$$

여기서  $\vec{A}_z$ 는 자기 벡터크기의 Z축 성분,  $\vec{J}_z$ 는 전류 밀도의 Z 축 성분을 나타낸다. 여기서 식 (10)을 유한요소법으로 정식화하는 방법으로 가중잔차법 (Weighted Residual Formulation Method)을 사용하여 지배 방정식을 정식화 하였다.

그리고 유한요소법에 의하여 해석 영역을 여러개의 삼각 요소로 분할 후, 각 요소에서의 자기 벡터 크기  $\vec{A}^e$ 는 1 차 형상 함수  $\vec{N}_i^e$ 를 사용하여 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\vec{A}^e(x, y) = \sum_{i=1}^n \vec{N}_i^e(x, y) \cdot \vec{A}_i \quad (15)$$

여기서 n는 전체 절점수, 그리고  $\vec{A}_i$ 는 절점에서의 자기 벡터의 크기이다. 여기서

$$\vec{N}_i^e(x_j, y_j) = \begin{cases} 1 : i = j \\ 0 : i \neq j \end{cases}$$

를 각각 나타낸다. 식 (10)에서 잔차를 정의하면 아래와 같다.

$$\vec{R} = \int_{\Omega} [\nabla \times (\nu \cdot (\nabla \times \vec{A})) - \vec{J}] \cdot W_i \cdot \mathbf{z} \, dx \, dy \quad (16)$$

$i = 1, 2, 3, \dots, n$

여기서  $W_i$ 는 가중 함수이다. 가중 잔차법에서는 잔차를 0으로 하는 해를 구하면 이것이 원식에서 구하려고 하는 해라 할 수 있다.

$$\vec{R} = 0 \quad (17)$$

압연 방향을 적용한 짜게 진단명 고표을 네온관용 변압기

식 (16)에 아래와 같은 벡터 항등식을 적용하고 식 (17)에 가중 함수를 형상 함수로 이용하는 Galerkin법을 사용하여 정리하면 식 (21)이 유도된다.

$$\nabla \times (a \cdot \vec{A}) = a \cdot \nabla \times \vec{A} + \nabla \cdot a \times \vec{A} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} [\nabla \times \vec{N}_i^e \cdot (\nu \cdot (\nabla \times \vec{A}))] Z \, dx \, dy \\ & - \int_{\Omega} [\nabla \cdot \vec{N}_i^e \times (\nu \cdot (\nabla \times \vec{A}))] Z \, dx \, dy \\ & - \int_{\Omega} \vec{N}_i^e \cdot \vec{J} \cdot Z \, dx \, dy = 0 \\ & \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)의 좌변 첫 항은 Stoke's의 정리를 이용하여 영역 적분의 형태에서 경계 적분의 형태로 변형할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} [\nabla \times \vec{N}_i^e \cdot (\nu \cdot (\nabla \times \vec{A}))] Z \, dx \, dy \\ & = \int_{\Gamma} [\vec{N}_i^e \cdot (\nu \cdot (\nabla \times \vec{A}))] d\vec{r} \\ & = \int_{\Gamma} [\vec{N}_i^e \cdot \vec{H}] d\vec{r} = 0 \\ & \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned} \quad (20)$$

해석 하고자 하는 시스템에서의 식 (20)의 경계 적분은 아래와 같은 경우 전혀 고려하지 않아도 된다.

1) 고정 경계 조건

$$\vec{A} = \vec{g}(x, y) \quad (21)$$

$$\vec{W}_i = \vec{N}_i^e = 0 \quad (22)$$

2) 자연 경계 조건

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}} = 0 \quad (23)$$

식 (21) ~ (23)의 조건들을 사용하면 식 (20)은 아래와 같아진다.

$$\begin{aligned} & - \int_{\Omega} [\nabla \cdot \vec{N}_i^e \cdot (\nu \cdot (\nabla \times \vec{A}))] Z \, dx \, dy \\ & + \int_{\Omega} [\nabla \cdot \vec{N}_i^e] Z \, dx \, dy \\ & - \int_{\Omega} \vec{N}_i^e \cdot \vec{J} \cdot Z \, dx \, dy = 0 \\ & \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned} \quad (24)$$

식 (24)를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & - \int_{\Omega} \nu \cdot \left[ \frac{\partial \vec{N}_i^e}{\partial x} \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial x} + \frac{\partial \vec{N}_i^e}{\partial y} \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial y} \right] dx \, dy \\ & + \int_{\Omega} \left[ \frac{\partial \vec{N}_i^e}{\partial x} - \frac{\partial \vec{N}_i^e}{\partial x} \right] dx \, dy \\ & - \int_{\Omega} \vec{N}_i^e \cdot \vec{J} \, dx \, dy = 0 \\ & \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned} \quad (25)$$

식 (15)에서

$$\frac{\partial}{\partial x} \vec{A}(x, y) = \sum_{j=1}^n \vec{A}_j \cdot \frac{\partial}{\partial x} \vec{N}_j^e(x, y) \quad (26)$$

$$\frac{\partial}{\partial y} \vec{A}(x, y) = \sum_{j=1}^n \vec{A}_j \cdot \frac{\partial}{\partial y} \vec{N}_j^e(x, y) \quad (27)$$

식 (25) ~ 식 (27)에 의해 각 절점에서의 자기 벡터 크기  $\vec{A}_j$ 를 미지수로 하는 행렬 방정식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$[S_{ij}][A_j] = [F_i] \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad (28)$$

$$S_{ij} = \int_{\Omega} \nu \cdot \left[ \frac{\partial \vec{N}_i^e}{\partial x} \cdot \frac{\partial \vec{N}_j^e}{\partial x} + \frac{\partial \vec{N}_i^e}{\partial y} \cdot \frac{\partial \vec{N}_j^e}{\partial y} \right] dx \, dy \quad (29)$$

$$F_i = \int_{\Omega} \vec{N}_i^e \cdot \vec{J} \, dx \, dy = 0 \quad (30)$$

$i = 1, 2, \dots, n$

#### 4. 부하 특성에 따른 자속분포

네온변압기의 2차원 해석을 위해 FLUX2D 프로그램의 PREFLU를 이용하였다. 모델링 한 네온변압기의 누설 코어 공극은 1[mm]이며, 코어는 등방성 비선형 재료로 모델링 하였다. 2차원의 삼각요소로 네온변압기의 형상을 분할한 결과 그림 2와 같아지며 노드 수는 약 1037개로 분할하여 해석 하였다[4].

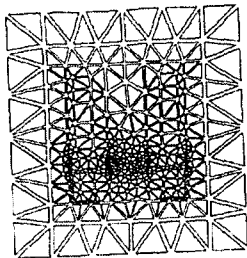


그림 2. 네온변압기의 자계해석을 위한 분할도  
Fig. 2. Node division diagram for magnetic field analysis of neon transformer

자계해석을 위한 입력 파라미터로 코어의 포화자속밀도는 1.85[Wb/m<sup>2</sup>], 초기 선형 비투자율은 6,000으로 가정하였다. 1차 코일은 직경 0.75 [mm]로 515회 감았으며, 역률개선 코일은 직경 0.45 [mm]로 386 회 감았다. 2차 코일은 직경 0.08 [mm]이며 20,000 회의 권선 2개를 직렬로 연결하였다.

그림 3에 과도 자계해석에 사용한 외부회로를 나타내었다. 220[V], 60[Hz]의 1차 전압원, 3.8[μF]의 역률개선을 콘덴서, 1차 및 2차 권선의 저항과 부하저항 등으로 구성된다. 그림 3과 같이 전기적 회로상수를 입력하여 FEM 해석영역과 연결함으로써 보다 정확한 과도자계 해석이 가능하고 순간순간의 전기적 특성 분석도 가능하다.

##### 4.1 단락시 자속분포

단락시의 자속 분포 해석을 위하여 그림 3의 외부회로의 부하 측에 극소의 저항을 가정하여 삽입하였

조명 · 전기설비학회논문지 제17권 제1호, 2003년 1월

다.

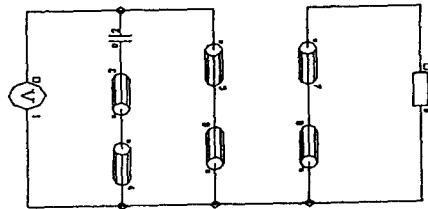
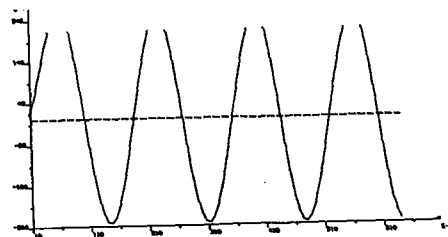
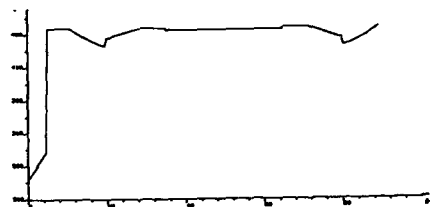


그림 3. 네온변압기의 자계해석을 위한 외부회로  
Fig. 3. Out-side circuit diagram for magnetic field analysis of neon transformer

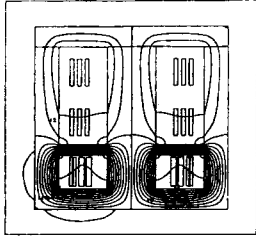
그 수치는  $0.1 \times 10^{-30}[\Omega]$ 으로 사용 할 수 있는 가장 적은 값을 택했다. 이 경우 그림 4의(a)는 2차 측에서의 전류의 변화를 나타내고, 그림 4의(b)는 단락 해석 시 공극 부분의 자속밀도 분포를 보여주고 있다. 평균 약 74.5[%]인 395.58 [Gauss]의 자속이 누설 코어를 통하여 흐르고 있음을 알 수 있고, 그림 4의(c)는 단락 해석시의 네온 변압기의 전체 자속 선도를 보여주고 있다.



(a) 단락시 2차측 전류변화



(b) 단락시 에어갭에서의 자속 밀도 분포



(c) 단락시 전체 자속선도

그림 4. 단락시 자속 분포  
Fig. 4. Line of magnetic flux at short circuit condition

#### 4.2 무 부하시 자속 분포

무 부하시 자속 분포 해석을 위해서 외부 회로의 저항에 극대의 저항을 가정하여 삽입하였으며 이것은 개방 회로를 실험하기 위한 최대치인  $10 \times 10^{30} [\Omega]$ 을 삽입하였다. 단락시와 동일한 방법으로 측정결과 무 부하 해석시의 자속밀도 분포는 평균 약 1.7[%]인 72.77 [Gauss]의 자속이 누설 코어를 통하여 흐르고 있음을 알 수 있었다. 그림 5는 무 부하시의 자속 선도를 나타내고 있다.

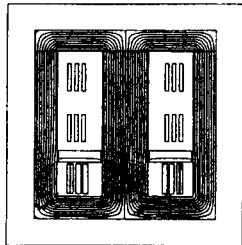


그림 5. 무 부하시 자속 분포  
Fig. 5. Line of magnetic flux at open circuit condition

#### 4.3 정격 부하시의 자속 분포

정격부하시 자속분포 해석을 위해 외부회로의 부하 저항으로 500[K $\Omega$ ]의 저항을 가정하여 삽입하고, 콘덴서의 초기 충전전압은 0 [V]으로 하였다. 그림 6은 정격부하시의 자속밀도 분포를 보여주고 있으며 평균 약 51.1[%]인 2689 [Gauss]의 자속이 누설 코어를 통하여 흐르고 있음을 알 수 있다.

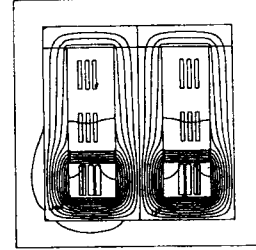


그림 6. 정격부하시 자속 분포선도  
Fig. 6. Line of magnetic flux at normal load circuit condition

이상과 같은 대표적인 3가지 조건에 대한 자속 분포를 정리하면 표 1과 같은 결과를 얻을 수 있다. 즉 2차측 권선 상단부의 자속의 변화량이 정격 부하시와 무 부하시에 크게 차이가 있음을 알 수 있다. 이 자속의 변화를 감지하여 보호 회로를 구성하였다.

표 1. 네온변압기의 부하변동에 따른 자속특성  
Table 1. Magnetic flux characteristic with load condition of neon transformer.

부하측 상태	측정위치(2 차측 상단부) [Gauss]
정격부하상태	2080
무 부하 상태	16120
단락 상태	1108

### 5. 입연방향을 적용한 코어형상 구현

무 방향성 코어의 입연 방향 적용 사용시의 자속 분포 및 이 경우 네온관 변압기의 특성에 미치는 영향을 분석하였다. 여러 유형의 코어 형상을 해석 결과 코어의 자속선도는 철심의 구조가 대칭형일 경우가 가장 최적이었다[4]. 최적의 코어 형상을 구현하기 위하여 그림 7에서 나타난 바와 같이 자속선이 지나 가지 않는 부위는 코어의 구조상 필요 없는 부분으로 해석되어, 이 부분 제거한 형태 구조를 도출 하였다. 그리고 무 방향성 코어의 입연 방향 적용에 따른 효율성을 비교하기 위하여 표 3에서와 같이 3가지 모델로 모델링 하여 비교 검토 하였다.

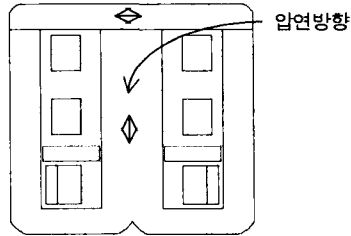


그림 7. 네온변압기의 최적형 E.I 코어형상도  
Fig. 7. Optimization E.I Magnetic core of Neon Transformer

해석 모델 별 특징으로는 모델 2를 기준으로 하여 모델 1은 압연 방향을 전혀 고려하지 않았다. 모델 3은 모델 2의 모서리 부분을 곡선 처리하였고, 이 경우 해석모델 2 와 같이 압연 방향을 고려하였다. 최적형인 해석 모델 3의 자속밀도를 분석하면 자속의 방향과 코어 압연 방향을 일치시켜 철손을 줄였으며 모서리 부분을 곡선 으로 처리함으로써 불필요한 코어를 제거하여 전체적인 코어 감량의 효과를 얻었다.

1차측 전류의 [rms]값은 해석 모델 2와 비슷한 0.875 [A] 로서 여자전류는 감소하였다. 또한 모델 3의 경우 누설 코어 겹에서의 자속밀도의 평균값은 3380 [Gauss] 이다.

압연 방향 적용에 따른 특성을 표 2에 나타냈다. 모델 2와 3에서 보듯이 압연 방향의 영향으로 모델 1의 경우보다 적은 양의 자속선이 누설 코어 쪽으로 흐르는 것을 알 수 있으며 외부 회로를 사용한 여자전류의 비교에서는 모델 1의 경우가 가장 적은 양의 전류가 1차측으로 흐르며, 모델 3은 압연 방향과 모서리 부분의 곡선처리가 고려되었기 때문에 모델 2 보다 여자 전류가 작았다. 이것은 코어의 형상에 따라 자로의 자기저항이 다르기 때문이다[5].

압연 방향을 고려한 모델 3타입과 고려하지 않은 E/I형 코어를 비교하기 위하여 압연 방향성을 적용한 철심 단면적과 기타 권 횟수 등의 설계 변수를 동일하게 하여 제작후 특성을 측정 분석한 결과 전기적 동일 특성 하에서의 압연 방향성을 적용한 코어의 단면적당 자속계수가 기존의 자속밀도에 비해 약 20[%]정도 높게 사용 할 수 있기 때문에 코어의 단면

조명 · 전기설비학회논문지 제17권 제1호, 2003년 1월

표 2. 압연방향 적용에 따른 자속 특성  
Table 2. Magnetic flux characteristic with grain direction

	공극자속밀도 [Gauss]	여자전류 [A]	비 고
model 1	3430	0.8778	압연 방향무시
model 2	3310	0.8912	압연 방향고려
model 3	3380	0.8753	압연방향,및 코아형상고려

적을 줄여 제품의 중량을 줄일 수 있었다. 특성실험 결과를 표 3에 나타내었다.

## 6. GFCI 보호회로의 구성

전기네온 변압기의 1차권선, 2차권선 및 감지부 감지코일에 의한 유기전압을 각각 측정 하였다.그 결과 출력측 개로 상태에서는 분석 자료와 같이 누설자속이 최대가 되어 가장 높은 유기 전력이 발생함이 입증되었다. 이를 응용하여, 네온관 이상시의 고장검출 회로장치를 그림 8과 같이 구성하고 동작 상태를 확인하였다. 즉 출력측 이상 발생시 감지코일에 의하여 감지된 교류 신호를 직류로 변환 하고 이 신호에 의하여 발광 다이오드가 동작되면 릴레이의 홀딩 코일이 여자되어 릴레이가 동작하게 된다.

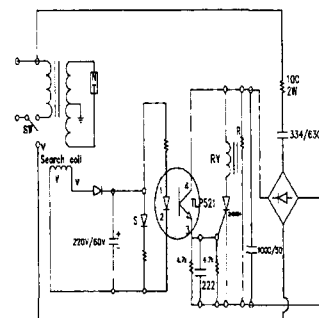


그림 8. 네온 변압기의 보호회로  
Fig. 8. Protection circuit of neon transformer at abnormal load

### 7. 특성 실험 결과

표 3.의 특성실험 결과를 보면 동일한 정격 입력에서 부하는 적색 네온관 직경 14[mm], 봉입 가스압력 11[Torr], 관길이 12[m] 를 직렬로 연결하여 실험하였다. 정격시 입력전류의 경우 약15[%] 감소되었고, 역률도 크게 향상되었다. 또한 동일한 출력전압 상태에서 단락전류도 기준치 20[mA]의 10[%] 이내로 모두 적합하였다. 제품의 효율을 나타내는 정격 부하시 관 전류도 제한된 제품의 경우 16.2[mA]로 가장 이상적 이었으며 (정격 부하시 정격 전류의 80[%]가 가장 이상적임)중요한 기능인 GFCI(Ground Fault Circuit Interrupter) 기능도 기준치 15[mA]에 도달하기 전 0.5 [sec] 이내에 출력 전압을 차단하였다.

표 3. 자체 진단형 고효율 네온변압기의 특성 실험 결과

Table 3. Measured results of high efficiency type neon transformer with interrupting circuit.

구분 내용	기준(IEC)	압연방향 적용	기준품
입력전압	220V/60Hz	220V/60Hz	220V/60Hz
입력전류(부하)	측정±15%	0.66A	0.75A
입력전력(부하)	기준없음	138W	143W
역률(부하)	85%	95%	87%
출력 2차전압	15kV±15%	15kV	15kV
단락 2차전류	20mA±15%	19.8mA	19.6mA
정격부하길이	Ø14, 11torr 12m	Ø14, 11torr 12m	Ø14, 11torr 12m
정격부하2차전류	16mA	16.2mA	15.3mA
SGFP기능	PL법	양호	없음
OCP 기능	PL법	양호	없음
온도시험(B종)	80℃	73℃	78.5℃
내전압 시험	22.5Kv	양호	일부 파손
중량	기준없음	6500g	7800g

### 8. 결 론

자기식 네온변압기의 소형화 및 고 효율화를 추진키 위해 무 방향성 코어의 압연 방향성 적용과 최

적의 코아 형상을 적용한 고효율 자기식 자체 진단형 네온변압기를 구현하였다.

또한 네온방전관의 물리적 취약성에 따른 네온관 파손과 이에 따른 누전 및 과부하로 인한 화재를 사전에 방지하기 위하여 철심의 자속 분포를 해석하여 네온관의 파손과, 출력 고압선의 단선 및 과부하에 따른 부하측 고장 검출 방법을 전자식으로 고안해 내어 이상 발생시 즉시 입력을 차단 할 수 있도록 자체 진단형 보호 회로를 개발 하였다. 최근 에너지 관리법과 제조물 책임 법인 PL( Product Liability)법의 확대 시행으로 인하여 보호기능 내장형의 에너지 절약 제품이 필수적으로 요구되고 있어 본 논문의 결과를 토대로 한 신뢰성 있는 회로의 설계와 연구 개발이 더욱더 활성화 되리라 생각된다.

### References

- (1) Moses AJ, "Comparison of transformer Loss Prediction from computed and Measured flux density distribution", IEEE Transactions on Magnetics, V.34 N.4 PP,1186-1188, 1998.
- (2) Shikaze Y, Imori M, Fuke H, Matsumoto H.,Taniguchi T, "A high-voltage power supply operating under a magnetic field" IEEE V.48 N.3, 535-540, 2000.
- (3) Waeckerle T, Rouve LL, Talowski C, "Study of Anisotropic B-H Models for Transformer Cores", IEEE Transactions on Magnetics, V.31 N.6 , PP.3991-3993 1995.
- (4) Krell C, Baumgartinger N, "Stress effects on the multidirectional magnetic behaviour of grain-oriented silicon iron sheets", Journal of Magnetism & Magnetic Materials. V 215-216 , pp63-65 2000.
- (5) A. L. J. Janssen, L. H. te Paske, W. A. van der Linden, R. P. R. Smeets "Magnetic Saturation at Short-Circuit Tests on Power Transformers" IEEE, V 3, pp.1830-1835, 2001.

### ◇저자소개◇

#### 변재영 (邊在永)

1951년 9월 11일생. 1974년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 83년 동 대학원(석사). 2003년 동 대학원 졸업(박사). 현재 승일전자 기술연구소 소장.

#### 김윤호 (金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학졸업(박사). 현재 중앙대공대 전기공학과 교수.