

전자장 해석을 통한 보호 계전기용 CT 설계

손 종 만, 송 희 찬, 최 종 웅

LG 산전 전력연구소

Design of CT used Protection Relay by Electromagnetic Field Analysis

Sohn Jong Mahn, Song Hee Chan, Choe Jong Woong
LG INDUSTRIAL SYSTEM ELECTROTECHNOLOGY R&D CENTER

Abstract - In design of current transformer, equivalent circuit parameters is obtained by electromagnetic analysis and used circuit simulation. Precise core section area and turns of coil can be determined by circuit analysis.

Therefore exact design of current transformer is possible by field and circuit analysis.

1. 서 론

CT(Current Transformer)는 전류 Sensing용으로 가장 보편적으로 사용하는 기기로 전자 유도 현상을 이용한다. 종래의 CT설계법은 기본 사양이 결정되면 코일의 턴수 및 코아의 단면적을 계산하여 설계하는데 코일의 턴수 산정과 코아의 단면적의 결정에서 자속밀도, 누설 리액턴스, 코아 손실의 값을 정확히 산출하기가 곤란하다. 그러므로 실제 시작품을 제작하여 특성을 확인하고 권선수를 조정하는 등 부수적인 시간과 노력을 필요로 한다. 이러한 문제점을 보완하기 위해서 전자계 해석을 통하여 CT등가회로의 정수를 계산하고, 구해진 CT의 등가회로를 회로해석 Simulator로 1차 전류를 가변하면서 2차 출력력을 계산하여 정확한 코아 단면적과 권선수를 확정할 수 있다. 그러므로 CT설계시 소요되는 시간을 줄이고, 시제품의 제작없이 원하는 사양의 CT를 모의 실험을 통하여 특성 값을 조정 가능하므로 보다 정확한 CT설계가 가능하다.

2. CT(Current Transformer) 설계

CT 설계시, 코아의 특성은 여자전류(Exciting Current)가 필연적으로 2차 출력전류로 부터 빼어져야 하기 때문에 2차 출력 전류의 변류비와 위상 오차에 영향을 주므로 매우 신중하게 선택해야 한다. 그림(2. 1)은 간략화된 CT의 등가회로이다. 그림(2. 1)에서 여자전류 I_m 은 1차 전류의 일부이고, 자화전류와 코아의 히스테리시스 손 및 와전류

손을 나타낸다. 만약 코아의 투자율이 매우 낮고, 코아 손이 매우 크면 그림(2. 1)에서 L_c 와 R_e 가

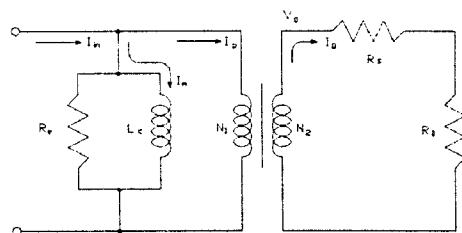


Fig. 2. 1 Simplified Equivalent Circuit For CT

매우 작으므로 2차측 부하저항 R_t 에 흐르는 전류는 매우 작아지게 된다. 그림(2. 2)에 여자전류와 출력력에 대한 관계를 나타내었다. 그림(2. 2)에서 여자전류는 식(2. 1)과 같다.

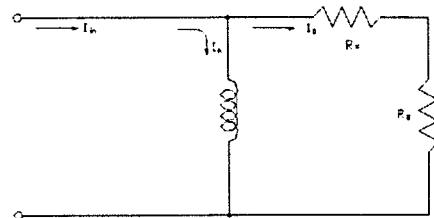


Fig. 2. 2 Input Current - Output Current Relationship

$$I_m = \frac{H l_m}{0.4 \pi N} [A] \quad (2.1)$$

여기서, H 는 자화력(Magnetizing Force), l_m 은 코아의 평균 자로 길이(Core Means Length)이다. 그림(2. 2)에서 입력전류(I_m)는 식(2. 2)와 같이 여자전류(I_m)과 출력전류(I_o)로 이루어 진다.

$$I_{in}^2 = I_m^2 + I_o^2 \quad (2. 2)$$

$$I_m^2 = I_{in}^2 - I_o^2 \quad (2. 3)$$

그러므로 여자전류, I_m 은 식(2. 3)과 같이 나타낼 수 있고, 2차측 부하저항(R_0), 권선저항(R_s) 및 2차 전류(I_s)에 의해서 CT의 유기된 전압은 식(2. 4)와 같다.

$$V_0 = I_s(R_s + R_0) \quad (2. 4)$$

식(2. 4)에 전압은 CT의 권수를 결정하고 2차 회로 측에서 이와 같은 전압을 유기하기 위하여 필요로 하는 코아 단면적은 식(2. 5)과 같다.[1]

$$A_c = \frac{I_s(R_s + R_0) \times 10^4}{K N^2 f B_m} \quad [cm^2] \quad (2. 5)$$

여기서, K 는 과정계수, B_m 은 출력전압을 유기하기 위한 최대 자속밀도이다. 식(2. 5)에 의해서 원하는 사양의 조건을 만족 시키는 코아 단면적을 구할 수 있다. 하지만 CT의 크기, 선형성 등의 조건에 의해서 권수, 권선저항 및 자속밀도의 각각적인 변화를 고려해야 하고, 식(2. 5)은 코아 자체에 대한 특성을 나타내는 식은 아니며 단지 코일의 유기되는 전압 관계식에서 출발한 식이기 때문에 정확한 특성을 나타내기는 어렵다. 그러므로 식(2. 5)에 의해서 구해진 CT 코아 단면적은 근사적인 값이라고 할 수 있다.

3. 전자장 해석을 이용한 CT설계법

3.1 인덕턴스 계산법

전자장 해석을 통해서 자기 벡터 포텐셜 A 를 구하므로서 자계, 자속 및 계의 에너지를 다음 식으로부터 구해질 수 있다.

$$B = \nabla \times A \quad (3. 1)$$

$$H = \frac{1}{\mu} B \quad (3. 2)$$

$$W = \frac{1}{2} \int_v B \cdot H dv \quad (3. 3)$$

해석 모델에서의 자성체의 비자율이 선형적이라고 가정하면, 단일 코일에 대해서 인덕턴스는 식(3. 4)에 의해서 쉽게 구해질 수 있다.

$$L = \frac{2W}{i^2} = \int_v B_i \cdot H_j dv \quad (3. 4)$$

식(3. 4)에서 코일의 전류는 $I[A]$, 권수는 1회라고

가정한다. 실질적으로 코일의 권선수가 N 회라고 하면, 코일의 인덕턴스는 $N^2 L$ 이고 코일의 전류는 i/N 가 된다. 만일 n 개의 코일이 존재한다면 인덕턴스의 값은 행렬의 형태로 구해진다. 어느 한 코일이 $i[A]$ 로 여자될 때 다른 모든 코일은 여자시키지 않는다. n 개의 코일에 대하여 n 계의 해석과 각 해석에서의 B 값과 H 값을 알고 있을 때 인덕턴스는 식(3. 5)과 같이 구해진다.

$$L_{ij} = \int_v B_i \cdot H_j dv \quad (3. 5)$$

여기서, B_i 는 $i[A]$ 로 여자된 i 번째 코일에 의한 자속밀도이고, H_j 는 $j[A]$ 로 여자된 j 번째 코일에 의한 자계이다. $i = j$ 시에 인덕턴스는 자기 인덕턴스이고, $i \neq j$ 시의 인덕턴스는 상호 인덕턴스이다.[4]

3.2 비선형 해석에서의 인덕턴스 계산법

자성체의 비투자율이 비선형으로 변화하는 경우에 인덕턴스의 정의는 선형일 때 보다 복잡하다. 그럼 3.1은 일반적으로 사용하는 4종류의 인덕턴스의 정의를 설명한다. 각각의 인덕턴스는 사용되는 분야와 의미가 각각 다르다. 본 논문에서는 전류변화에 따라서 물질 특성이 변화하기 때문에 이 변화 추이에 따른 인덕턴스의 변화를 가장 잘 표현할 수 있는 걸보기 인덕턴스를 비선형 해석을 통하여 계산하였다.

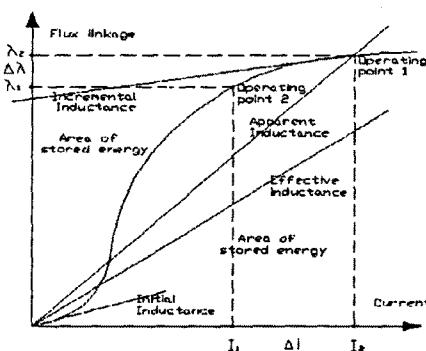


Fig. 3. 1 Nonlinear Inductance

그림 3.1에 걸보기 인덕턴스를 유한 요소법에 의한 자계 분포 특성해석 결과로 부터 수치적으로 산정하는 경우 동작전류가 $I_0[A]$ 일 때의 유효 인덕턴스는 계의 저장에너지와 알맞게 일치하는지 알 수 있다. 그러나 이때의 미분 인덕턴스는 전류가 $I_0 + \Delta i[A]$ 일 때의 저장에너지를 알아야 산정할 수 있으며, 걸보기 인덕턴스는 동작전류가 $I_0[A]$ 일 때의 걸보기 인덕턴스를 알아야 $I_0 + \Delta i$

[A]일때의 결보기 인덕턴스를 산정할 수 있다. 즉, 그림(3. 1)에서 입력전류가 $I_1[A]$, $I_2(=I_1 + \Delta i)[A]$ 일 경우에 계산된 전자계의 저항 에너지가 각각 $W_1[J]$, $W_2[J]$ 이고, 동작전류가 $I_1[A]$ 일때의 결보기 인덕턴스가 $L_a|_{i=I_1}[H]$ 로 주어졌을 경우의 인덕턴스를 계산하면, 먼저 동작전류 $I_1[A]$ (동작점 1)에 대한 미분 인덕턴스는 전류가 I_1 로부터 I_2 로 변화하는 동안의 에너지 변화분 ΔW_m 은 식(3. 6)과 같으므로 식(3. 7)과 같이 유도 될 수 있다.

$$\Delta W_m = W_2 - W_1 [J] \quad (3. 6)$$

$$L_d|_{i=I_1} = \frac{2(W_2 - W_1)}{(2I_1 + \Delta i)\Delta i} \quad (3. 7)$$

그리고 동작전류 I_2 (동작점 2)에 대한 결보기 인덕턴스를 유도하기 위하여 동작점 1의 자속쇄교수 λ_1 을 구하면 식(3. 8)과 같고, 식(3. 8)로 부터 충분 자속쇄교수 $\Delta\lambda$ 는 식(3. 9)과 같으므로 동작점 2의 자속쇄교수 λ_2 는 식(3.10)과 같이 표현된다.

$$\lambda_1 = L_a|_{i=I_1} \cdot I_1 \quad (3. 8)$$

$$\Delta\lambda = L_d|_{i=I_1} \cdot \Delta i = \frac{2(W_2 - W_1)}{(2I_1 + \Delta i)} \quad (3. 9)$$

$$\lambda_2 = \lambda_1 + \Delta\lambda = L_a|_{i=I_1} \cdot I_1 + \frac{2(W_2 - W_1)}{(2I_1 + \Delta i)} \quad (3.10)$$

그러므로 동작점 2의 결보기 인덕턴스는 식(3.11)과 같이 나타낼 수 있다.[3]

$$L_a|_{i=I_2} = \frac{\lambda_2}{I_2} \quad (3.11)$$

$$= \left\{ L_a|_{i=I_1} \cdot I_1 + \frac{2(W_2 - W_1)}{(2I_1 + \Delta i)} \right\} / I_2$$

3.3 전자장 해석을 이용한 CT 설계

CT설계 시 고려해야 할 중요한 요소는 누설 리액턴스, 포화, Capacitance Coupling 및 코아 손실 등이다. 그림 3.2는 이러한 특성을 고려한 일반적인 변압기의 등가회로이다.

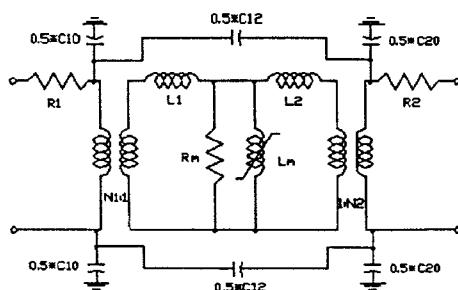


Fig. 3. 2 Transformer Equivalent Circuit

CT 역시 변압기의 일종이므로 그림 3.2와 같은 등가회로로서 모델링이 가능하다. 그림 3.2에서 가장 중요한 정수는 L_m (자화 인덕턴스)과 L_1 , L_2 (누설 인덕턴스)이다. 입력전류에 따라서 코아의 특성이 변화하는 경우, L_m 도 변화하게 된다. 그러므로 전자장 해석을 통하여 각 전류에 따른 L_m 값을 구해야 한다. 일반적으로 L_m 값은 저전류 영역(자계의 크기가 작은 경우)에서 코아의 특성변화와 대전류 영역에서의 포화현상과 매우 밀접한 관계가 있다. 그림 3.3은 전자장 해석을 이용한 CT설계의 과정을 Flow Chart로 나타낸 것이다.

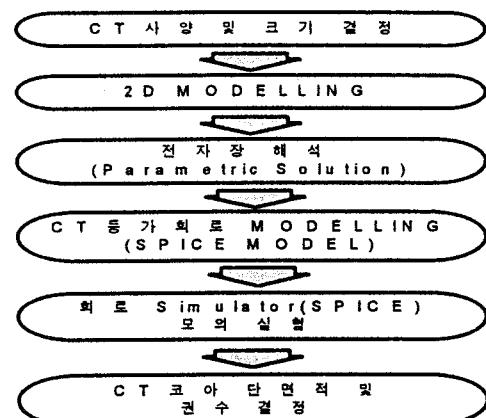


Fig. 3. 3 Process of CT Design in FEM

4. 모의 실험 및 비교 검토

그림(4. 1)은 1차 전류를 가변하면서 자화 리액턴스(L_m)을 전자장 해석을 통하여 구한 결과이다. 전류가 증가하면서 자기 저항의 증가로 인해서 자화 리액턴스가 감소하다가 포화영역에 들어서면 자화리액턴스의 값이 거의 일정해 점을 알 수 있다.[2]

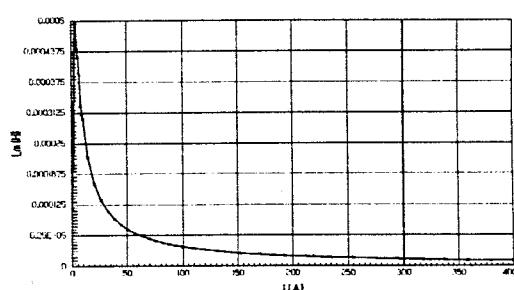


Fig 4.1 Apparent Inductance due to DC Excitation

그림 (4. 2)는 전자장 해석에서 전류를 가변하면서 자화 인덕턴스 값의 변화를 고려한 SPICE 모델이다. 부하 저항은 $68 [\Omega]$ 을 사용하였다.

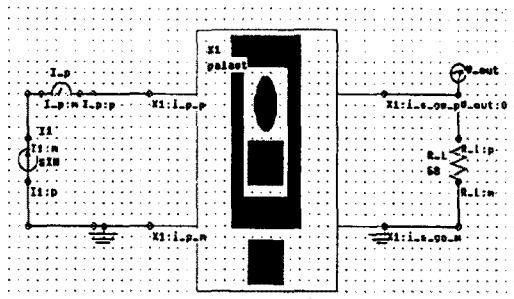


Fig 4.2 SPICE Model of CT

그림 (4. 3), (4. 4), (4. 5)는 1차 전류를 저전류 0.5[A], 정격전류 15[A], 포화전류 160[A] 일때의 모의실험 파형과 실측파형이다. 저전류와 정격전류 시에는 모의실험 파형과 실측파형이 잘 일치하지만, 포화전류에서는 모의실험 값이 더 크게 나타났다. 이는 자속밀도가 높아 코아 손이 커졌고, 실제 제작된 시제품은 적층 코아이기 때문에 제작상에서 자기저항이 증가했기 때문일 것이라고 생각된다.

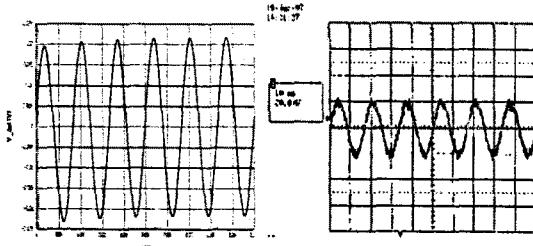


Fig 4.3 V_{out} Simulated and Mesured at $I=0.5[A]$

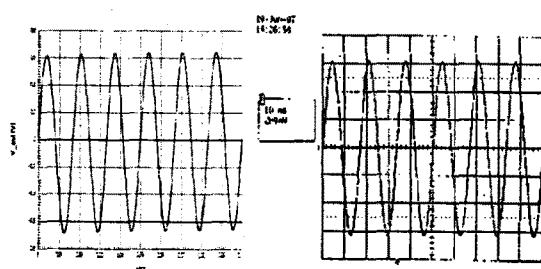


Fig 4.4 V_{out} Simulated and Mesured at $I=15[A]$

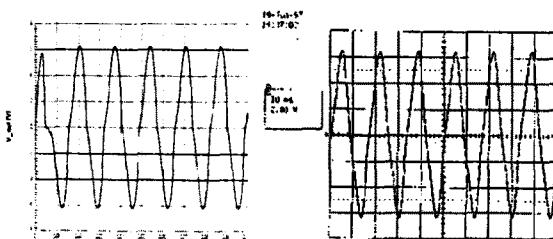


Fig 4.5 V_{out} Simulated and Mesured at $I=160[A]$

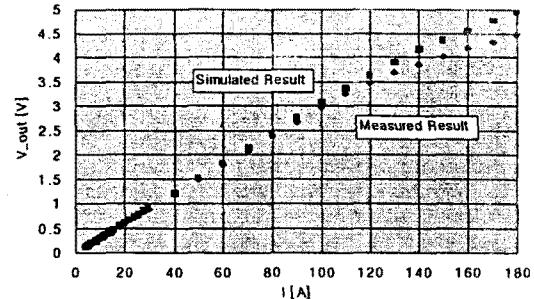


Fig 4.6 Characteristic of Output in all range

그림 (4. 6)은 CT의 선형성을 확인하기 위해서 저전류에서 설계치인 정격전류의 8배의 전류 범위까지 모의실험 결과와 실측결과를 비교한 것이다. 저전류와 정격 전류에서는 거의 일치하지만 포화 시점과 포화된 후의 값은 약간의 차이가 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

종래의 CT 설계법은 코일의 유기되는 전압식에서 코아 단면적을 계산하고 권수를 결정하였다. 이 방법은 비교적 간단하지만 정확한 코아 단면적과 권선수를 결정하는데는 한계가 있다. 이러한 문제점을 보완하기 위해서 기본적인 설계는 종래의 CT 설계법을 이용하여 구하고 전자장 해석과 회로해석을 통하여 1차 전류를 가변하면서 2차 출력을 계산하여 코아 단면적과 권선수를 결정할 수 있었다.

전자장 해석을 통하여 설계된 CT의 시제품을 제작하여 측정해 본 결과 모의실험 값과 실측치가 비교적 잘 일치하였다. 전자장 해석을 통하여 CT를 설계함으로 설계시간이 단축되고 보다 정확한 CT의 설계가 가능하다.

본 논문에서 보호 계전기용 CT를 대상으로 하였으나, 향후 정밀급 CT나 대 전류용 CT에도 적용할 수 있을 것으로 사료된다.

[참 고 문 헌]

- [1] Colonel Wm. T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook", Marcel Dekker, Inc., 1988.
- [2] F.A. Fouad, et al, "Saturated Transformer Inductance Determined by Energy Perturbation Techniques", IEEE Trans., Vol. PAS-101, No. 11, pp. 4185-4139, 1982.
- [3] 辛興教, 有限要素法에 의한 인덕턴스의 算定法에 관한 研究, 한양대학교 박사학위 논문, 1989.
- [4] Maxwell Application Guide, Ansoft Corp. 1996.