

單相變壓器 過渡勵磁電流의 調波分析

金喆煥*, 左宗根*

Harmonic Analysis of Inrush Currents in Single Phase Transformer

Kim Chul-whan*, Jwa Chong-keun*

Summary

This paper describes a method of analyzing harmonics of the transient magnetizing inrush currents in a single phase transformer. An equivalent circuit representation of the transformer, including its magnetic saturation characteristics, is also described. The inrush current waveforms, which are calculated from the voltage equilibrium equation for various switching instants of applied voltage, are deliberately analyzed at each cycle using the fast Fourier transform.

序 論

無負荷의 變壓器에 電壓이 印加될때 흐르는 過渡勵磁電流는 그 尖頭值가 定格值의 수 10배에 달하고 이 電流에 包含된 高調波는 주위의 通信回路와 直流變換시스템에 影響을 주는 중요한 요소가 될뿐더러 鐵共振條件의 研究에 필요한 條件이 된다. 또한 高調波가 電力設備에서 각종 障害의 原因이 되고 있음에 비추어 이의 抑制對策을 위해서도 이 電流의 適切한 시뮬레이션과 調波分析이 요구되고 있다.

이 電流의 波形은 鐵心의 磁化特性에 의해 決定되므로 그 特性이 正確하게 表現되었는가의 여부가 波形시뮬레이션의 結果에 決定的 역할을 한다. 이에따라 鐵心의 飽和曲線을 部分線型線分(Yamashita et al, 1975, Li et al, 1991)이나 指數函數의 級數(Macfadyen et al, 1973) 또는

point by point法(Yacamini et al, 1981) 등에 의해 表現하였으나 本稿에서는 이 曲線을 曲線部分과 直線部分으로 나누어 각각 指數函數와 1次函數로 表現(Jwa et al, 1985) 하였고 過渡勵磁電流를 計算하기 위하여 設計데이터에 의존하지 않고 測定值만에 의한 等價回路를 사용하였다.

現在까지 報告된 이 電流의 高調波分析은 部分的으로만 解析되어 다른 스위칭瞬間이라든지, 각 cycle에 대한 分析等은 未洽하므로 本 研究에서는 위와 같이 構成된 等價回路에서 過渡勵磁電流를 印加電壓 位相에 따라 計算하고 이 電流의 調波成分을 高速푸리에變換(FFT)에 의하여 分析하여 檢討하였다.

過渡勵磁電流의 計算

1. 等價回路와 磁化曲線

* 工科大學 電氣工學科

出力 1.5(KVA), 電壓 120/240(V), 加極性 變壓器에 대하여 1次捲線低抗測定, 開放回路試驗 및 閉回路試驗에서 Fig.1의 等價回路定數를 구한다. 이때 1次捲線低抗은 無負荷狀態를 고려하여 25 (C)로 換算한다. 等價回路에서 L_0 는 電流制御 非線型 인덕턴스로 $\lambda=f(i)$ 의 形으로 磁化曲線에서 決定된다.

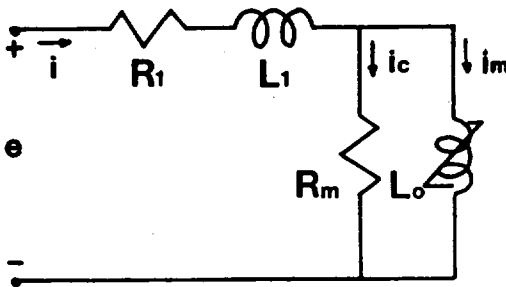


Fig. 1. Equivalent circuit at no load

磁化曲線은 試驗變壓器에 대하여 印加電壓을 定格值의 40(%)에서 150(%)까지 段階的으로 變化시키면서 Hysteresis loop를 CRO로 測定하고 이 loop들의 頂點을 연결하여 얻어진다. 이때 CRO의 水平增幅器의 入力은 變壓器의 勵磁電流에 比例하고 垂直增幅器의 入力은 2次開放回路의 電壓을 積分한 磁束鎖交數에 比例한다.

2. 磁化曲線의 表現과 電流計算

磁化曲線의 曲線部分에서는 다음과 같은 指數函數形을 使用한다.

$$\lambda_m = a(1 - e^{-bi_m}) \quad (1)$$

飽和線分(直線部分)의 適當한 表現은 過渡勵磁電流의 計算에 重要하고 이 部分의 特性은 非磁氣媒質을 통한 漏洩徑路의 磁氣低抗에 의해 支配되고 1次式形인

$$\lambda_m = ci_m + d \quad (2)$$

에 의해 近似化한다.

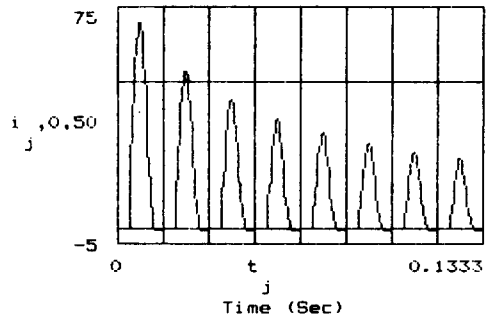
Fig.1의 等價回路에서 電流를 구하기 위한 方程式은 다음과 같다.

$$e = R_1 i + L_1 \frac{di}{dt} + L_0 \frac{di_m}{dt} \quad (3)$$

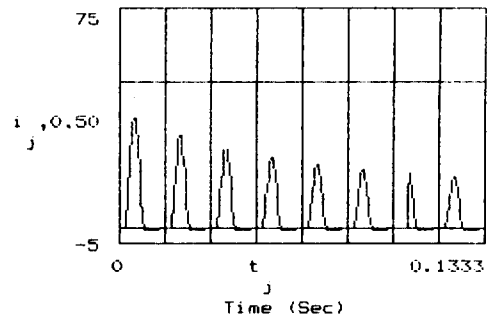
$$R_m i_c = L_0 \frac{di_m}{dt} \quad (4)$$

일반적으로 變壓器의 過渡勵磁電流 波形은 磁化特性曲線에 의해 주어진 函數關係에 따라 調整된 磁化인덕턴스로 電壓方程式의 數值計算에 의해 계산된다. 그러나 本稿에서는 (3), (4)式의 closed form解로 부터 $e = E_m \sin(\omega t + \theta)$ 의 電壓이 印加되었을 때의 i_c 와 i_m 을 구하여 $i = i_c + i_m$ 으로 全電流를 計算한다.

印加電壓의 다른 스위칭瞬間에 대한 計算된 過渡勵磁電流의 8cycle까지의 波形을 Fig.2에 보였고 그림에서 a)와 e), d)와 g)는 각 cycle에서 電流의 크기가 같고 符號만 다르므로 θ 가 180°에서 360°까지의 波形은 0°에서 180°前까지의 反轉시킨 波形으로 보면 된다.



a) $\theta = 0^\circ$



b) $\theta = 60^\circ$

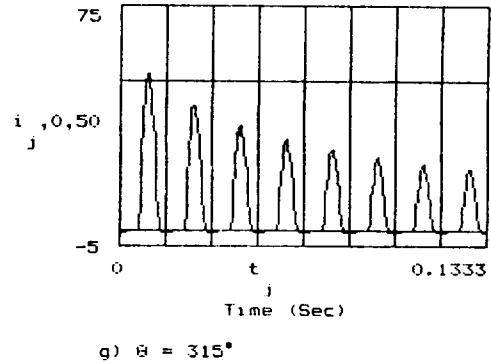
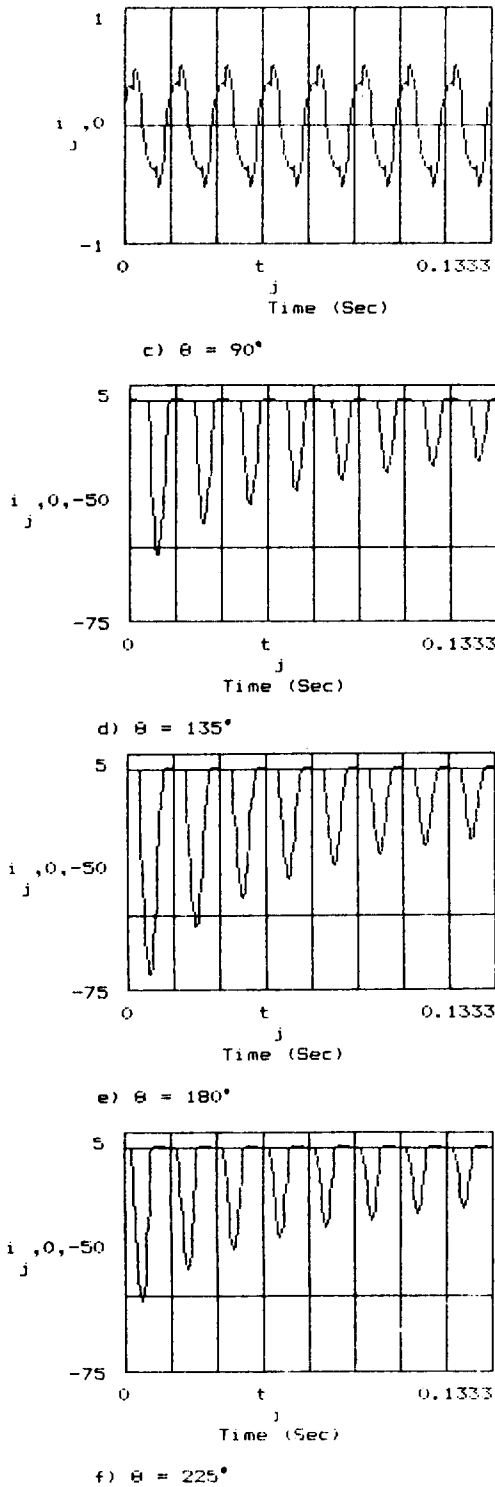


Fig. 2. Computed inrush current waveforms

調波分析 및 檢討

1. 高速푸리에變換

$\{I(m)\}$ 을 帶域幅制限된 信號 $i(t)$ 를 標本化하여 얻어진 데이터數列 $I(m)$, $m=0,1,\dots,N-1$,으로 表現하면 離散푸리에變換(discrete Fourier transform)式은 다음과 같다.

$$C_1(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} I(m) W^{km}, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (5)$$

여기서 $W = e^{-j2\pi/N}$, $j = \sqrt{-1}$ 이고 $N=2^n$, $n=1,2,\dots,n_{max}$ 이다.

(5)式의 計算은 간단한 演算이나 特定한 k 에 대해서 $c_1(k)$ 를 구하려면 $N-1$ 번의 곱셈과 1번의 덧셈 그리고 1번의 나눗셈으로 약 N 번의 곱셈이 되고 모든 k 에 대해서 약 N^2 번의 곱셈이 필요하여 計算時間이 많이 걸린다. Cooley와 Tukey(1965)는 곱셈횟수를 약 $N \log_2 N$ 으로 減小시키는 알고리즘(Ahmet et al, 1975, Cochran et al, 1967)을 發表하였고 이 알고리즘을 高速푸리에變換이라 한다.

2. 調波分析

過渡勵磁電流의 高調波成分을 MathCAD

(Ver. 2.0)에 內藏된 FFT를 사용하여 分析하였다. 標本數 N은 Nyquist 定理에 의해 選定할 수 있지만 例題를 作成하여 時間函數의 高調波成分과 FFT에 의해 計算된 高調波成分을 比較하여 誤差가 가장 적은 32로 하여 계산하였다.

몇개의 다른 스위칭瞬間에 대한 分析 結果가은

데 각 cycle에 包含된 過渡勵磁電流 尖頭值에 대한 각 cycle의 高調波電流의 比율 百分率로 計算한 것이 Fig.3 및 Table 1이다. 그리고 Fig.4는 θ 가 각각 0° , 90° , 225° 일때 電流 각 cycle의 푸리에係數 C_n 의 實數部와 虛數部의 周波數에 따른 變化를 보인 것이다.

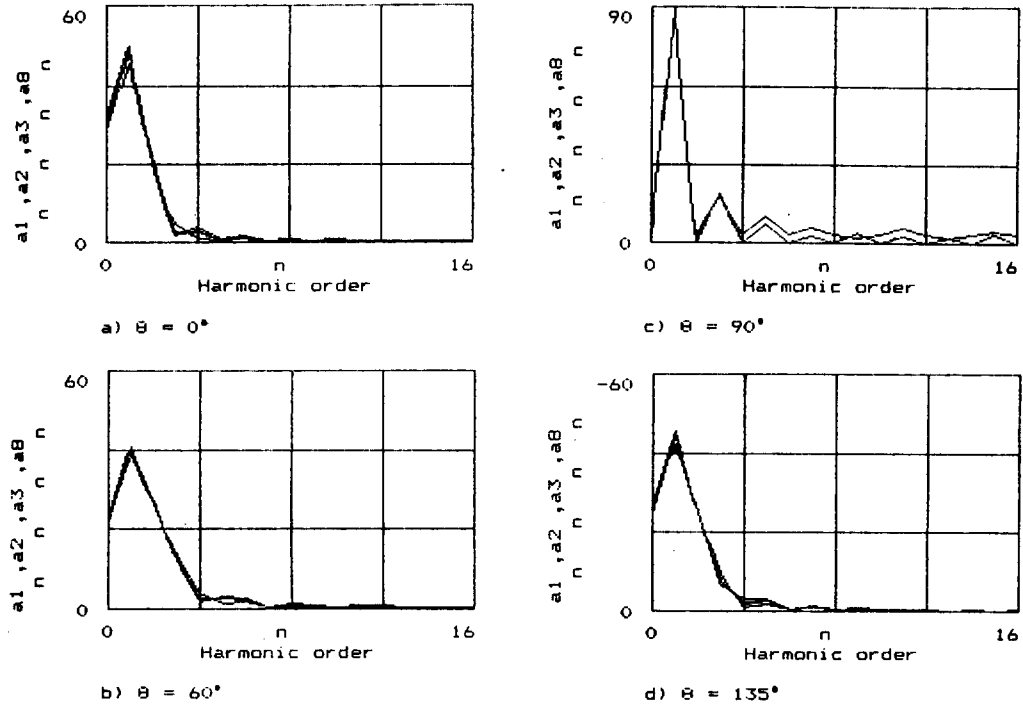


Fig. 3. Harmonics included in several cycles of inrush current

Fig.3과 Table 1에서 n은 高調波의 次數를 a_1, \dots, a_8 에서 a는 각 cycle의 高調波電流/過渡勵磁電流尖頭值이고 1,2,3,8은 cycle番號이다. 그림과 表에서 보는 바와 같이 각 cycle의 電流波形이 거의 類似하므로 여기에 包含된 高調波成分도 거의 같은 比率로 되어 있고 $\theta=90^\circ$ 를 제외한 波形의 調波成分中 直流分과 第2高調波를 包含한 偶數高調波는 cycle數가 커짐에 따라 減小하고 第3高調波는 增加함을 알 수 있다. 또한 θ 變化에 따른 각 cycle의 基本波電流에 대한 直流分 및 各高調波電流의 比率이 다름도 알 수 있다.

$\theta=90^\circ$ 에서는 거의 過渡分은 없으며 잘 알려진 바와 같이 奇數高調波의 影響이 크고 특히 第3高調波가 크며 基本波의 약 21(%)로 等價正弦波의 약 40(%)로 알려진 값에 비해 적은 것은 Hysteresis 效果를 無視했기 때문이다. 이 경우에는 Hysteresis loop를 考慮하여 電流를 計算하여 分析하여야 하고 그림에서 보는 바와 같이 第15高調波의 값도 무시할 수 없을 뿐만아니라 그 이상의 調波成分도 包含될 가능성이 있기 때문에 標本數 N도 調整이 필요하다.

Fig.4에서 푸리에係數의 實數部와 虛數部는 각

Table 1. Harmonics included in several cycles of inrush current

a) $\theta = 0^\circ$

n	a1	a2	a3	a8
	n	n	n	n
0	32.193915	31.16116	30.411785	28.278732
1	50.124966	48.969449	48.076581	45.373277
2	20.777116	21.363544	21.689802	22.30544
3	1.591495	1.812702	2.49118	4.860027
4	3.916377	3.27407	2.719493	0.997221
5	0.926965	0.625918	0.498259	0.238426
6	1.751611	1.398988	1.155033	0.724957
7	0.651304	0.441087	0.352413	0.120063
8	1.065736	0.833225	0.711532	0.434241
9	0.524955	0.366988	0.280079	0.15144
10	0.768011	0.583215	0.478729	0.283811
11	0.449459	0.313758	0.26792	0.12128
12	0.621607	0.45572	0.398308	0.257455
13	0.41696	0.284974	0.235324	0.113195
14	0.557707	0.400508	0.347949	0.196797
15	0.396879	0.2752	0.221605	0.116296
16	0.532513	0.396734	0.317878	0.223217

b) $\theta = 90^\circ$

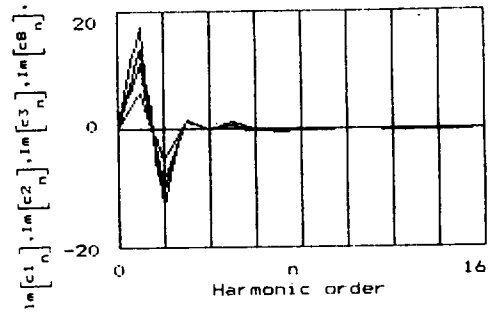
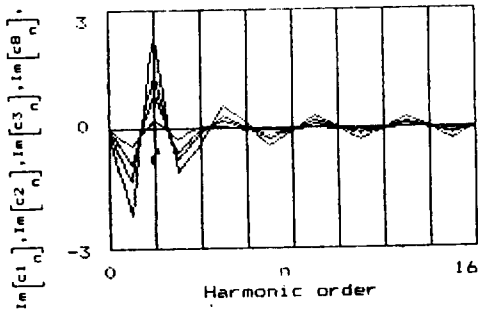
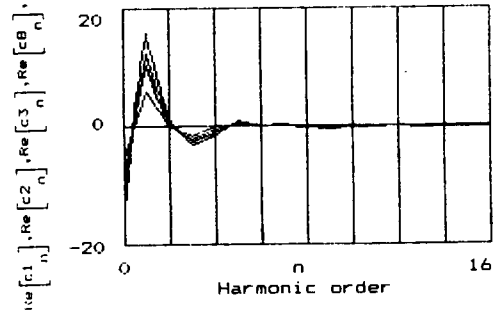
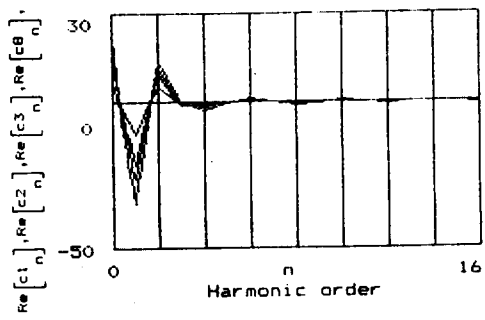
n	a1	a2	a3	a8
	n	n	n	n
0	2.876257	0.081632	0.081277	0.079028
1	88.75408	89.084407	89.084022	89.082029
2	2.417536	0.117343	0.116816	0.113735
3	18.106113	19.20125	19.200943	19.199867
4	3.203952	0.041761	0.041518	0.040904
5	10.350871	7.162747	7.162622	7.162446
6	3.385479	0.003341	0.003373	0.003196
7	5.664398	2.329868	2.32991	2.330139
8	3.214897	0.016295	0.016251	0.015969
9	1.730593	3.73125	3.731133	3.730652
10	3.308014	0.010195	0.010171	0.010118
11	6.210648	2.805229	2.805169	2.80495
12	3.348234	0.010305	0.010262	0.01009
13	2.075931	2.202881	2.202836	2.202539
14	3.263654	0.015038	0.014976	0.014705
15	4.827527	3.593921	3.59387	3.593711
16	3.33814	0.014477	0.014394	0.013985

각 cosine項과 sine項의 係數이고 그림에서 θ 에 따라 각 項係數의 크기가 다름을 알 수 있고 각 cycle에서의 高調波成分構成을 각 項의 係數로把握할 수 있다.

以上的 檢討에서 過渡勵磁電流의 高調波分析은 印加電壓의 位相뿐만 아니라 각 cycle別로 나누어 分析하여야 함을 알 수 있다.

摘 要

實測데이터 만으로 構成된 變壓器 等價回路와 鐵心の 磁化特性을 曲線部分은 指數函數로 直線部分은 1次函數로 表現한 모델에서 印加電壓의 位相



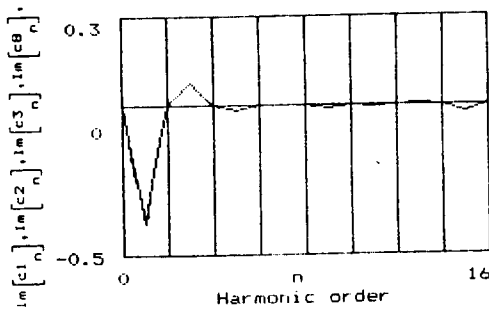
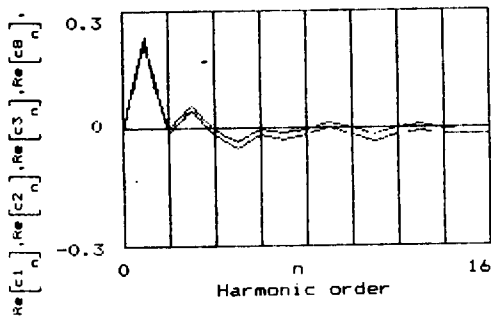
a) $\theta = 0^\circ$

c) $\theta = 225^\circ$

Fig. 4. Real and imaginary part of Fourier coefficients

變化에 따른 過渡勵磁電流를 계산하여 각 cycle의 高調波를 FFT에 의해 分析하였다.

이 電流에 包含된 高調波成分을 각 cycle別로 高調波電流/過渡勵磁電流尖頭值에 대한 變化를 分析하였고 푸리에係數의 變化도 檢討하였다.



b) $\theta = 90^\circ$

參 考 文 獻

- Ahmed, N. and K.R. Rao, 1975. Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing, Spring-Verlag
- Cochran, W.T. J.W. Cooley, D.L. Favon, H. D. Helms, R.A. Kaenel, W.W. Lang, G.C. Maling, D.E. Nelson, C.M. Rader, and Welch, P.D. 1967. What is the Fast Fourier Transform?, *Proc IEEE*, Vol.55, No.10, 1664~1674.
- Jwa, C.K. and C.M. Ong, 1985. Method of Predicting Inrush Currents in Transformers, IEEE-IAS-1985 Annual Meeting, 302-305.
- Li, J.C. and Y.P. Wu, 1991. FFT Algorithms for the Harmonic analysis of Three-Phase Transformer Banks with Magnetic Saturation, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.6, No.1, 158~165.
- Macfadyen, W.K. R.R.S. Simpson, R.D. Salter, and W.S. Wood, 1973. Method of Predicting Transient Current Patterns in Transformers, *Proc IEEE*, Vol.120, No.11, 1393~1396.
- Yacamini, R. and A. Abu-Nasser 1981. Numerical Calculation of Inrush Current in Single Phase Transformers, *Proc IEEE*, Vol.128, Pt.B, No.6, 327~334.
- Yamshita, H. E. Nakamae, M.S.A. Hamman, and K. Wakisho, 1975. A Program to Analyze Transient Phenomena of Circuits Including Precisely Represented Transformers, *IEEE/PES Summer Meeting*, Vol.475, Paper 403-6.