

整流回路를考慮한 變壓器 等價回路

左 宗 根

An Equivalent Circuit of Transformer, Considering Rectifier Circuit.

Chong-keun Jwa

Summary

A steady-state equivalent circuit of transformer using bridge rectifier in the secondary circuit was investigated. In order to determine this equivalent circuit, the current overlap angle u and the effects of current components based on u were considered. From this equivalent circuit, the operation characteristics of this system were described and calculated. Some experimental results were compared with calculated value in graphical form.

緒 言

直流電源으로 半導體 整流器를 變壓器와 結合하여 使用하는 경우가 많아짐에 따라 이 回路의 特性을 解析하기 위한 整流回路를 考慮한 等價回路가 必要하다.

그러나 이에 대한 文獻은 대부분이 變壓器와 整流器 自体特性에 대한 것들 뿐이고 이들이 結合된 경우에 대한 것은 거의 없다.

이에 따라 本 研究에서는 Hori(1967, 1968), Sen (1975), Sakui(1978, 1979, 1980) 등이 發表한 3相 誘導電動機 靜止二次 勵磁方式의 特性을 解析하기 위한 方法을 參考하여 單相全波整流回路에 대한 等價回路를 設定하였다. 特히 整流回路 電流의 重複角은

물론 이에 起因한 電流成分의 影響도 考慮하여 等價回路를 構成하였고, 이로 부터 特性을 算定하였다.

브리지整流回路를 갖는 變壓器

브리지整流回路를 包含한 變壓器 等價回路는 二次 側을 一次側으로 換算하여 <그림1>로 나타낼 수 있다. 그림에 있어서 각 記號는 <表1>에 表示하였고 대시를 붙인 것은 一次側換算值를 나타낸다.

<그림1>과 같은 回路에서 特性을 算定하는 方法으로 勵磁回路와 負荷回路로 나누어 算定한 結果를 重疊시키는 算定法에 따르면 <그림 1>의 回路는 變壓器 回路와 負荷回路를 分離하지 않고 <그림2>(그림에서 E_1 은 V_1 보다 2μ 進相)로 置換할 수 있다.

<그림2>에서 勵磁回路에서는

$$R_s = R_1 + R_s \quad (1)$$

$$X_s = X_1 + X_s \quad (2)$$

이고, 負荷回路에서는

$$m = \sqrt{\frac{(R_1 + R_s)^2 + (X_1 + X_s)^2}{R_s^2 + X_s^2}} \quad (3)$$

$$\mu = \tan^{-1} \frac{X_s}{R_s} - \tan^{-1} \frac{X_1 + X_s}{R_1 + R_s} \quad (4)$$

$$R_p = \frac{R_1 R_s (R_1 + R_s) + R_1 X_s^2 + R_s X_1^2}{(R_1 + R_s)^2 + (X_1 + X_s)^2} \quad (5)$$

$$X_p = \frac{X_1 X_s (X_1 + X_s) + R_1^2 X_s + R_s^2 X_1}{(R_1 + R_s)^2 + (X_1 + X_s)^2} \quad (6)$$

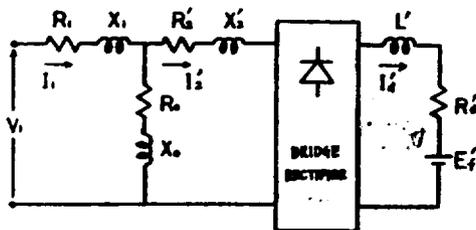


Fig 1. Equivalent circuit of transformer using rectifier circuit.

Table 1. List of symbols

V_1	primary voltage
R_1, R_2	primary and secondary winding resistance
X_1, X_2	primary and secondary leakage reactance
R_o	equivalent resistance of iron loss
X_o	exciting reactance
I_1, I_2	primary and secondary current
a	turn ratio
I_d	dc current
E_f	forward voltage drop of rectifier circuit
R_f	winding resistance of smoothing reactor
L	inductance of smoothing reactor
R_s	sum of R_f and secondary load resistance R_L

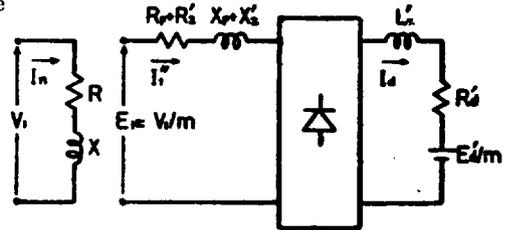


Fig 2. Equivalent circuit for obtaining characteristics

이다. <그림2>의 負荷回路에서 $R=R_f+R_s'$, $X=X_1+X_2'$, $R_o=R_o'$, $E_o=E_o'/m$, $a=1$ 인 경우로 놓으면 <그림3>이 된다.

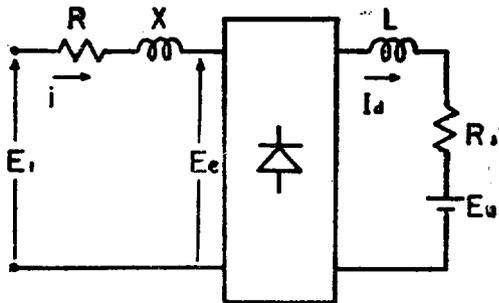


Fig 3. Bridge rectifier circuit treated ac side.

等價回路

<그림3>에서 等價回路를 誘導하는데 L은 충분히 큰 값을 갖고 直流電流 I_d 는 脈動이 없는 것으로 한다.

1. 交流電流의 基本波分과 實効值

交流側 抵抗分 R 때문에 整流回路의 交流電流 i 의 轉流時의 波形은 直線에 가까우므로 이를 近似化하여 i 의 基本波分과 實効值을 <그림4>에서 구하면 <表2>와 같이 된다. 이 表중의 u 는 等價重復角이고 다음 式으로 求解된다.

$$\cos u = 1 - I_d / I_{sm} \tag{7}$$

여기서

$$I_{sm} = \sqrt{2} E_1 / X$$

이다.

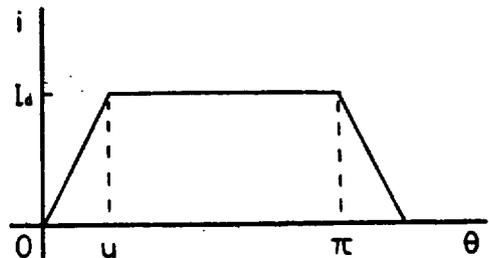


Fig 4. Approximation of Current wave form

2. 等價回路

<表2>와 이것으로 구한 交流側의 電壓平衡式에 의한 等價回路를 誘導한다. 또 電壓平衡式을 구하는 경우에는 重復角의 影響을 리액턴스降下로서 考慮하므로 <表2>의 u 를 零으로 간주한다.

<그림3>에서 交流側의 임피던스가 零인 경우 直流側의 電壓($R_s I_d + E_o$)와 이것을 交流側으로 換算한 電壓의 實効值 E_s 와의 사이에는

$$(R_s I_d + E_o) I_d = E_s I_d \tag{8}$$

의 關係가 成立하고, <表2>로부터 E_s 는

Table 2. Fundamental component and effective value of current in the ac side

$\frac{I_a}{I_s}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sin u}{u}$	I_a : Active component of i
$\frac{I_b}{I_s}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\cos u - 1}{u}$	I_b : Reactive component of i
$\frac{I_c}{I_s}$	$\sqrt{1 - \frac{u}{3\pi}}$	I_c : Effective value of i

$$E_s = \frac{\pi^2}{8} R_s I_a + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_m \quad (9)$$

가 된다. 實際에는 交流側에 임피던스가 있기때문에 電壓降下가 생긴다. 이 降下중에서 I_a 에 의한 抵抗分 R 의 電壓降下 E_R 은 다음식으로 表示된다.

$$E_R = R I_a \quad (10)$$

또 리액턴스分 X 에 의한 電壓降下는 $(1/\pi)X I_a$ 가 되고 直流側에서는 $(1/\pi)X$ 의 假想抵抗으로 간주 된다.

따라서 이것을 交流側으로 換算한 값을 X' 라 하면

$$\frac{1}{\pi} X I_a^2 = X' I_a^2 \left(\frac{I_c}{I_s} \right) \quad (11)$$

의 關係가 成立한다. 이식과 <表2>에서

$$X' = \left(\frac{I_a^2}{\pi I_s I_c} \right) X = \frac{1}{2\sqrt{2}} X \quad (12)$$

가 되기 때문에 I_a 에 의한 電壓降下 E_x 는

$$E_x = \frac{1}{2\sqrt{2}} X I_a \quad (13)$$

가 된다. 以上에서 交流側의 電壓平衡式은

$$E_1 = E_R + E_x + E_e \\ = \left(R + \frac{1}{2\sqrt{2}} X + \frac{\pi^2}{8} R_s \right) I_a + \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_m \quad (14)$$

가 된다.

한편 <表2>의 結果를 (14)式에 代入하여 等價回路 定數를 구하면 다음과 같다.

$$R_a = A^2 \left(R + \frac{1}{2\sqrt{2}} X + \frac{\pi^2}{8} R_s \right) \quad (15)$$

$$X_a = \sqrt{\frac{1}{A^2} - 1} \cdot R_s \quad (16)$$

$$E_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_m \quad (17)$$

여기서

$$A = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sin u}{u}}{\sqrt{1 - \frac{u}{3\pi}}} \quad (18)$$

이다. 이에따라 負荷回路의 等價回路를 構成하면 <그림5>와 같고 여기서 각 電流成分을 구하면 다음과 같다.

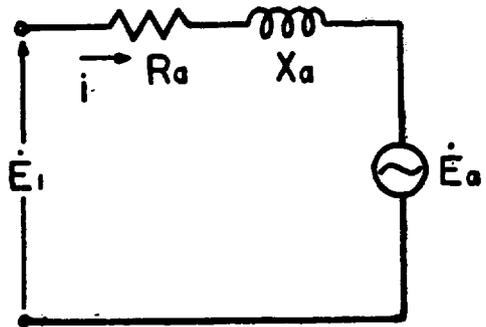


Fig 5. Equivalent circuit of Fig. 3

$$i \text{의 實効值 } I_c = \frac{(E_1 - E_s)}{\sqrt{R_a^2 + X_a^2}} \quad (19)$$

$$\text{基本波有効分 } I_a = A I_c \quad (20)$$

$$\text{基本波無効分 } I_b = \frac{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\cos u - 1}{u}}{\sqrt{1 - \frac{u}{3\pi}}} \quad (21)$$

$$\text{高調波分 } I_b = \sqrt{I_c^2 - I_a^2 - I_b^2} \quad (22)$$

3. 整流회로를考慮한 變壓器의 特性

〈그림2〉의 回路는 負荷回路에 前節의 結果를 適用하면 〈그림6〉(그림에서 E_1 은 V_1 보다 2μ 進相)과 같이 되고 이 等價回路에서 特性을 計算한다.

1) 一次電流

勵磁回路 電流의 實効値는

$$I_m = V_1 / \sqrt{R_m^2 + X_m^2} \quad (23)$$

이고 電壓 V_1 에 對한 I_m 의 有效分을 $I_{m'}$, 無効分을 $I_{m''}$ 라 하면

$$I_{m'} = R_m I_m / \sqrt{R_m^2 + X_m^2} \quad (24)$$

$$I_{m''} = -X_m I_m / \sqrt{R_m^2 + X_m^2} \quad (25)$$

로 나타낼 수 있다.

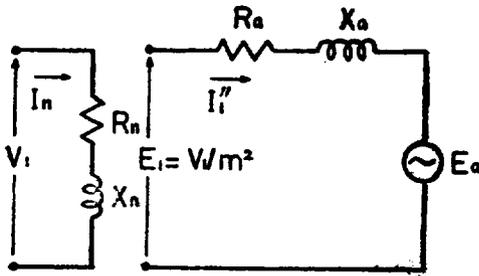


Fig 6. Equivalent circuit of transformer, considering rectifier circuit.

E_1 은 V_1 보다 2μ 進相이므로 V_1 에 對한 負荷回路의 電流 I_1'' 의 有效分 I_1' , 無効分을 I_1'' 라 하면

$$I_1' = I_1 \cos 2\mu - I_2 \sin 2\mu \quad (26)$$

$$I_1'' = I_1 \sin 2\mu + I_2 \cos 2\mu \quad (27)$$

이 된다. 以上에서 一次電流 I_1 은

$$I_1 = \sqrt{(I_{m'} + I_1')^2 + (I_{m''} + I_1'')^2 + I_2^2} \quad (28)$$

으로 구한다.

2) 一次入力과 力率

一次入力 P_1 은

$$P_1 = V_1 (I_{m'} + I_1') \quad (29)$$

이 된다. 또 一次力率 $\cos \phi$ 는

$$\cos \phi = \frac{P_1}{V_1 I_1} \quad (30)$$

으로 구한다.

計算 및 實驗結果

等價回路의 妥當性 與否를 檢討하기 위하여 〈表3〉의 定格과 等價回路 定數를 가진 變壓器 二次側에

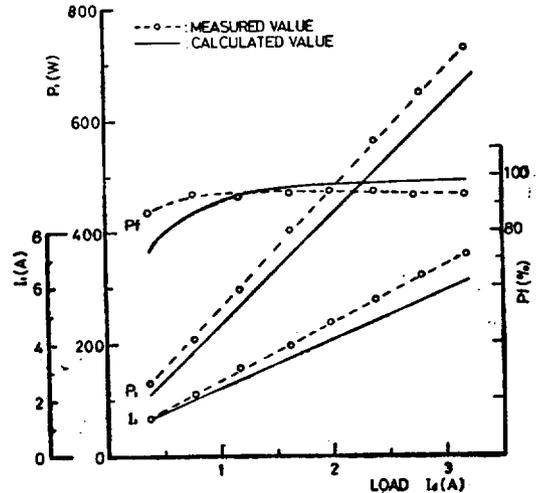


Fig 7. Characteristic curves

Table 3. Specifications and circuit constants of tested transformer

Specifications	Circuits constants		
Out put	1 KVA	R_1 0.216 Ω	R_2 63.062 Ω
Primary voltage	110V	R_1 0.144 Ω	X_2 148.967 Ω
Secondary volage	220V	X_1 0.122 Ω	R_f 1.234 Ω
Polarity	additive	X_2 0.122 Ω	E_f 4.8V
Type	shell		

브리지整流회로를 構成하고 負荷를 變化시켜 一次電流, 入力 및 力率을 測定하여 等價回路에 의해 算定한 特性値와 比較하면 <그림7>과 같다.

그림에서 보는 바와 같이 實驗範圍內에서 入力(P_1)과 一次電流(I_1)는 實測値에 대한 誤差의 平均이 12 [%], 力率(Pf)은 5.8[%]로 實測値와 計算値가 잘 一致하고 있음을 알 수 있다.

摘 要

整流회로를 考慮한 單相變壓器 等價회로를

- 1) 電流의 重複角과
- 2) 重複角에 의한 電流成分의 影響도 考慮하여
- 3) 交流側에서 特性을 算定할 수 있도록 構成하였

다. 이 等價回路에서 特性을 算定하여 實驗値와 比較한 結果 잘 一致하고 있으므로 整流회로를 가진 變壓器의 特性解析에 有用한 資料가 될 것이다.

引 用 文 獻

- Hori, T., 1967. Characteristics of Secondary Excitation of Induction Motor with Rectifier Circuit, IEEJ, 87 (9), 175~183
- Hori, T., 1968. Characteristics of Secondary-Excited Induction Motor using Three-phase Bridge Thyristor Rectifier Circuit, IEEJ, 88 (7), 173~182
- Jones, V. H., Bonwick, W. J., 1975. Three-phase Bridge rectifiers with Complex source impedances, Proc. IEE, 122(6), 630~636
- Sakui, M., Fujita, H., 1978. Characteristics of wound Rotor Induction Motor using Rotor Chopper Control, IEEJ-B, 98 (12), 1~8
- Sakui, M., Yanase, A., Fujita, H., 1979. A Method for Determining Equivalent Circuit of Induction Motor, Considering Rectifier Circuit, IEEJ-B, 99(10), 67
- Sakui, M., Fujita, H., 1980. A Simplified Steady State Analysis of Induction Motor using Rectifier Circuit in the Rotor Circuit by Equivalent circuit Method, IEEJ-B, 100 (11), 49~56
- Sen, Paresh C., Ma, K. H., 1975. Rotor Chopper Control for Induction Motor Drive; TRC Strategy, IEEE Trans. Industry Applications, IA-11(1), 43~49