

누설 인덕턴스의 자기포화를 고려한 유도전동기의 시뮬레이션*

구태만
전기공학과

<요 약>

전동기 기동에서, 전동기를 준과도상태로 다루기에는 너무 빨리 가속하기 때문에 일정한 회로정수를 이용하는 방법으로는 기동시 기동전류나 기동 토크 등을 정확히 계산할 수 없다. 이 논문은 자기포화하는 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스를 전류의 함수로 하여 전동기의 과도상태를 시뮬레이션할 수 있는 간단한 한 방법을 제안한다. 시뮬레이션 결과에서 과도상태에서 자기포화를 고려한 경우와 그렇지 아니한 경우에 전류, 토크, 등 전기적 현상들이 크게 다르게 나타남을 볼 수 있었다. 이 방법은 동기전동기 해석에도 적용이 가능할 것이다.

Simulation of Induction Motors with Magnetic Saturation of Leakage Inductances

Koo, Tae-Man
Dept. of Electrical Engineering

<Abstract>

The starting current, torque, and other phenomena of an induction machine can not be calculated exactly with constant circuit parameters, since the machine is accelerated too fast to be considered in the quasi-steady state. This paper presents a simple method to simulate the transient phenomena of induction motors with the saturable

* 이 논문은 1997학년도 울산대학교 학술연구조성비에 의하여 연구되었음

leakage inductance and magnetizing inductance, which are functions of the machine current. In the result, it is found that there are a lot differences in current, torque, and other phenomena between the method with magnetic saturation and the other method with constant circuit parameters. The method is equally applicable to the analysis of synchronous machines.

1. 서 론

산업용 전동기의 수명은 주위온도, 부하의 종류, 내충격성, 그리고 과전압, 저전압, 전압의 불균형에 대한 내력 등을 포함하는 많은 인자들에 의하여 영향을 받는다. 전동기가 손상될 가능성이 높은 운전영역은 기동영역, 많은 전류가 흐르는 제동영역, 그리고 속도변화가 급격히 일어날 때이다. 산업용 대형 전동기는 기동시에 흐르는 대전류로부터 계통을 보호하고, 전동기의 수명이 단축되는 것을 방지하기 위하여 기동전류를 일정치 이하로 제한한다[1]. 전동기의 속도변화가 큰 과도상태에서 전동기의 관성 부하가 크면 나타나는 효과는 그 만큼 심각하다. 즉, 일반적으로 속도변화가 클 때 큰 전류에 의하여 고정자 및 회전자 권선에 많은 열이 발생하는 것 외에, 과도전류는 토오크의 진동을 가져오고, 이것은 때때로 기계적인 부하와 공진을 발생시켜, 결과적으로 기어와 카플링에 손상을 가져올 수 있다. 이와 같이 속도가 변할 때 나타나는 제현상의 중요성 때문에 과도전류와 과도상태를 해소하는데 필요한 시간의 정확한 산출은 필연적으로 중요한 의미를 가진다. 한편 유도전동기의 회로정수들은 속도가 변할 때 자기포화 및 슬립주파수 변화에 따라 그 값이 변할 수 있다. 특히, 큰 과도전류는 고정자와 회전자 내의 슬롯 누설자속을 증가시켜, 전동기의 teeth부분을 자기적으로 포화시킨다. 결과적으로 일반적인 유도전동기 모델에서 일정한 것으로 간주하는 전동기의 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스는 전동기 전류 또는 자속의 함수가 되어야 한다. 또한 전동기의 심구도체에서 나타나는 효과는 기동시에 회전자 전류를 회전자 도체의 상층으로 이동시키고 이것이 회전자 권선저항을 증가시키고 슬립주파수에 비례하는 누설 인덕턴스를 감소시킨다[2-3]. 한편 과도상태의 해는 디지털 또는 아날로그 컴퓨터를 이용한 적절한 적분기술에 의해서만 얻어질 수 있다. 일반적으로 농형 유도전동기의 회전자 슬롯 도체에서 나타나는 심구효과는 회전자 회로에 다른 회로를 추가하는 방법으로 해결할 수 있다. 그런데 자화 인덕턴스의 자기포화 효과와 누설 인덕턴스의 자기포화 효과를 포함시키는 문제는 이보다 번거롭고 난해하다. 그래서 유도전동기의 이러한 누설자속이나 자기포화를 고려한 해석모델들이 제시되고 있다[4-6]. 과도상태에서 토오크와, 과도상태에서 정상상태로 이동하는데 필요한 시간의 정확한 산출은 중요한 의미를 가진다. 그런데 인버터와 함께 제어용으로 사용되는 유도전동기가 마이크로프로세서에 의하여 제어될 때 전동기의 회로정수는 대부분 일정한 상수로 간주되고 있다. 그러나 과도상태일 때 그 회로정수를 일정한 상수로 간주하는 것은 무리가 있고, 이것이 전동기 정밀제어에 장애요인이 될 수 있다. 그런데 실시간 제어를 하는 경우 계산 시간 때문에 회로정수를 비선형으로 하는 제어는 다소 어려움이 따른다[7].

위와 같이 유도전동기의 속도제어는 필연적으로 과도현상 문제를 포함한다. 그러나 일반적으로 과도전류와 토오크를 계산하기 위하여 정상상태에 사용할 수 있는 등가회로 정수

가 사용된다. 이러한 접근은 부하의 관성이 매우 커 회전자의 가속이 충분히 느려 준정상 상태로 간주할 수 있을 때에는 별 문제가 없다. 그러나 이러한 조건하에서의 해석은 과도 상태에서 전자기적으로 발생하는 기동 토오크의 진동과 기계적인 부하 사이의 상호작용에 의한 공진 가능성을 거의 무시한다. 또한 대부분의 실용부분에서 회전자의 가속은 충분히 빠르기 때문에 준과도상태로 다른 해석은 상당한 오차를 포함할 수 있다. 이러한 오차는 회전자의 가속도가 클수록 크다. 그래서 자기포화 현상을 고려한 유도전동기의 실제 회로 정수를 사용한 과도현상을 해석하는 해석방법이 필요하다.

본 연구에서는, 운전영역에 따라 자기회로의 포화 정도가 다르고 이것에 의하여 유도전동기의 누설 인덕턴스 및 자화 인덕턴스가 변화하는데 이러한 변화를 고려하여 과도현상을 규명할 수 있는 간단한 해석 방법을 제시하고자 한다.

2. 누설 인덕턴스의 포화

일반적으로, 유도전동기의 누설 인덕턴스는 5가지 누설자속 즉, slot, zigzag, belt, skew, 그리고 end winding 누설자속에 의하여 나타난다. 유도전동기에서 대부분의 자속은 철심을 자기통로로 하고 있어 포화될 수 있는 양으로 고려할 수 있다. 그러나 end winding 누설자속은 전부 또는 거의 전부의 자로를 공기 중에 두고 있어 이 성분의 누설자속은 포화하지 아니하므로 철심부분에서 나타나는 자기포화 효과와 무관하다고 할 수 있다.

누설자속의 자기포화 현상을 정확히 나타내기 위해서는 권선단(end winding)과 슬롯에서 자속의 상대적인 양을 먼저 파악해야 한다. 누설자속의 인덕턴스 계산은 권선의 분포와 슬롯의 기하학적 형상을 고려하여 해석적인 방법이나 유한요소법을 이용하면 좋은 결과를 얻을 수 있다[9-10]. 누설자속이 포함되는 철심의 자기포화는 분명히 복잡한 문제이지만 이러한 자기포화를 고려하여 해석한 몇 가지의 방법이 제시되었다. 이러한 방법들은 일반적으로 소위 말하는 포화율에 의하여 산출이 가능한 포화되지 않는 리액턴스를 도출하는데 활용하고 있다. 그래서 이러한 포화율은 실제 인덕턴스와 자기포화가 없을 때 얻을 수 있는 인덕턴스의 비의 관계에서 정의된다. 자세한 설계자료가 없는 경우에도 누설자속의 자기포화 정도는 회전자 구속시험으로 측정이 가능하다.

누설 인덕턴스의 고정자 몫과 회전자 몫의 분리와, 권선단 몫과 슬롯 몫의 분리는 매우 어려워 복잡한 측정과정 없이는 불가능하다. 그러나 실질적으로 누설 인덕턴스의 고정자 몫과 회전자 몫을 균등히 하거나 전동기 구조에 따른 기준에 따른다면 그 오차는 크지 않다. 권선단 누설 인덕턴스와 포화하지 않은 슬롯 철심에 의존하는 누설 인덕턴스의 상대적인 값을 결정하는 것도 역시 어렵다. 권선단의 누설 인덕턴스의 몫을 결정하기 위하여 사용된 한 가지 방법으로는 같은 권선단 구조를 가지면서 철심의 길이가 각각 다른 여러 대의 전동기를 사용하여 회전자 구속시험을 수행하는 방법이다. 그러나 이러한 방법은 많은 실험시설이 필요하므로 매우 번거롭다. 그래서 이러한 시험시설이 없는 경우에 이러한 값들은 일반적으로 근사적인 계산법에 의하여 정해진다. 실제적으로 어떤 운전 조건에 대해서, 권선단 누설 인덕턴스와 슬롯에 의한 누설 인덕턴스의 합이 측정된 전체 누설 인덕턴스와 같게 주어진다면 위와 같은 몫의 선택에 무관하게 전동기 방정식의 해가 효과적으로 주어질 수 있다[4].

3. 유도전동기 모델

d-q축으로 변환한 농형유도전동기의 등가회로는 그림 3.1과 같다[11].

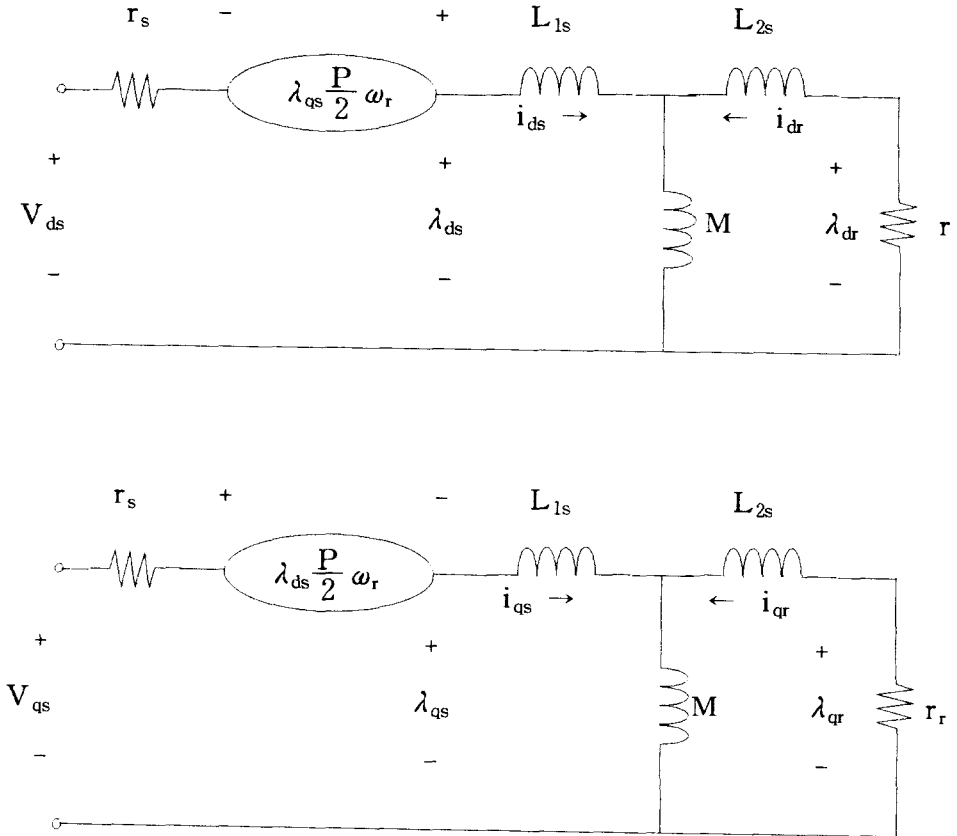


그림 3.1 유도전동기의 d-q 등가회로

Fig. 3.1 d-q Equivalent Circuit for Induction Motor.

그림 3.1의 등가회로에서 다음과 같은 쇠교자속 방정식이 성립한다.

$$\begin{aligned}
 \lambda_{ds} &= L_{1s}i_{ds} + M(i_{ds} + i_{dr}) \\
 \lambda_{qs} &= L_{1s}i_{qs} + M(i_{qs} + i_{qr}) \\
 \lambda_{dr} &= L_{2s}i_{dr} + M(i_{ds} + i_{dr}) \\
 \lambda_{qr} &= L_{2s}i_{qr} + M(i_{qs} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

그리고 농형 유도전동기의 회전자 권선은 단락되어 있어 회전자 전압은 0이므로 전압방정식은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= i_{ds}r_s + p\lambda_{ds} - \frac{P}{2}\lambda_{qs}\omega_r \\
 v_{qs} &= i_{qs}r_s + p\lambda_{qs} + \frac{P}{2}\lambda_{ds}\omega_r \\
 0 &= i_{dr}r_r + p\lambda_{dr} \\
 0 &= i_{qr}r_r + p\lambda_{qr}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

식(3.1)-(3.2)은 d-q축으로 표현한 유도전동기의 기본 방정식이며, 자기포화 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스를 갖는 유도전동기의 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 기본 방정식들이다. 이 식들은 복잡성을 피하기 위하여 회전축이 기준축인 경우를 구현한 것이다. 이 경우에 d, q 성분은 관계적으로 사용하는 α, β 성분과 같은 의미를 가진다. 일반적으로 유도전동기는 평형 3상 전력을 사용하고 평형 3상 전력에는 영상분이 없으므로 여기에서는 영상 성분은 제외하였다.

여기서

$$\begin{aligned}
 \lambda_{dm} &= M (i_{ds} + i_{dr}) \\
 \lambda_{qm} &= M (i_{qs} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

라고 두고 식 (3.1)에서 전류에 대하여 정리하면

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &= \frac{1}{L_{1s}} (\lambda_{ds} - \lambda_{dm}) \\
 i_{qs} &= \frac{1}{L_{1s}} (\lambda_{qs} - \lambda_{qm}) \\
 i_{dr} &= \frac{1}{L_{2s}} (\lambda_{dr} - \lambda_{dm}) \\
 i_{qr} &= \frac{1}{L_{2s}} (\lambda_{qr} - \lambda_{qm})
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

식(3.4)를 식(3.2)에 대입하여 정리하면

$$\begin{aligned}
 p\lambda_{ds} &= v_{ds} + r_s \frac{1}{L_{1s}} (\lambda_{dm} - \lambda_{ds}) + \frac{P}{2} \lambda_{qs} \omega_r \\
 p\lambda_{qs} &= v_{qs} + r_s \frac{1}{L_{1s}} (\lambda_{qm} - \lambda_{qs}) - \frac{P}{2} \lambda_{ds} \omega_r \\
 p\lambda_{dr} &= r_r \frac{1}{L_{2s}} (\lambda_{dm} - \lambda_{dr})
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

$$p\lambda_{qr} = r_r \frac{1}{L_{2s}} (\lambda_{qm} - \lambda_{qr})$$

또 토오크 식은

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P}{2} M(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \\ &= \frac{P}{2} \frac{1}{L_{1s}} (\lambda_{dm}\lambda_{qs} - \lambda_{qm}\lambda_{ds}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$J p\omega_r = T + T_e \quad (3.7)$$

식 (3.5), (3.6), (3.7)을 단위(pu) 값으로 바꾸고 시뮬레이션이 용이하도록 나타내면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} p\lambda_{ds} &= \omega_e \left\{ v_{ds} + \frac{r_s}{L_{1s}} (\lambda_{dm} - \lambda_{ds}) + \omega_r i_{qs} \right\} \\ p\lambda_{qs} &= \omega_e \left\{ v_{qs} + \frac{r_s}{L_{1s}} (\lambda_{qm} - \lambda_{qs}) - \omega_r i_{ds} \right\} \\ p\lambda_{dr} &= \omega_e \left\{ \frac{r_r}{L_{2s}} (\lambda_{dm} - \lambda_{dr}) \right\} \\ p\lambda_{qr} &= \omega_e \left\{ \frac{r_r}{L_{2s}} (\lambda_{qm} - \lambda_{qr}) \right\} \\ p\omega_r &= \frac{1}{2H} \left\{ \frac{1}{3} \frac{1}{L_{1s}} (\lambda_{dm}\lambda_{qs} - \lambda_{qm}\lambda_{ds}) + T \right\} \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\text{여기서 } H = \frac{\omega_e}{p} \frac{J}{T_b}$$

식 (3.8)은 디지털 컴퓨터에 의하여 시뮬레이션할 최종 방정식이다.

식 (3.8)에서 L_{1s} , L_{2s} , $\lambda_{dm}(M)$, $\lambda_{qm}(M)$ 는 운전조건에 변화하는 전류에 따라, 즉, 포화 정도에 따라 적합한 값으로 대치된다. 실제 시뮬레이션에서는 각 계산 구간마다 식 (3.4)와

$$\begin{aligned} I_s &= \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \\ I_r &= \sqrt{i_{dr}^2 + i_{qr}^2} \\ I_m &= \sqrt{(i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

식(3.9)에 의하여 고정자 전류(I_s), 회전자 전류(I_r), 자화전류(I_m)가 정해지고, 전류에 따른 포화계수를 나타내는 데이터로부터 이들 전류에 대한 누설 인덕턴스의 포화계수(K_1)와 자화 인덕턴스의 포화계수(K_m)를 얻는다. 그리고 비포화일 때 누설 인덕턴스($L_{1s(unsat)}$, $L_{2s(unsat)}$)와 자화 인덕턴스(M_1)에 이 포화계수를 적용하여 다음 계산 단계에 사용될 누설

인덕턴스 L_{1s} , L_{2s} , 그리고 자화 인덕턴스 M 을 얻는다. 즉, $M = M_1(1-K_m)$ 이다. 전류에 따른 인덕턴스의 포화계수를 제작자 등으로부터 얻을 수 없다면, 전동기의 등가회로 정수를 얻기 위하여 사용하는 무부하시험과 구속시험에 의해서도 구할 수 있다. 즉, 무부하시험으로 K_m 을 구할 수 있으며, 무부하시험과 전류 값을 달리한 수 회에 걸친 구속시험으로 이 전류에 대한 등가회로 정수를 구할 수 있고, 이로부터 K_1 을 구할 수 있다.

여기서는 디지털 컴퓨터에 의한 해석 방법이 적용되었지만 유도된 방정식은 같은 성능을 가진 아날로그 컴퓨터로도 구현이 가능하다. 계산해야 할 방정식들을 간단하게 만드는 것은 당연히 계산시간의 절약을 가져온다.

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 연구에서 제시하는 해석방법의 유용성을 입증하기 위하여 자기포화를 고려한 경우와 고려하지 아니한 경우를 비교하였다. 대부분의 농형 유도전동기는 정격전압 혹은 정격전류 이하에서는 자기포화가 크지는 않다. 그러나 기동시나 속도변화가 크게 나타나는 영역일 때는 과전류가 흐르고, 경우에 따라서는 제한적으로 과전압이 허용되는 경우가 있고 이 때문에 과도상태에서 과전류가 흐르게 된다. 그래서 자기포화가 다소 있는 경우를 예로 시뮬레이션하였다. 본 연구에 사용된 전동기는 3상, 230 V, 출력이 5 hp 인 수중펌프 구동용 농형 유도전동기이다. 이 전동기의 회로정수는, 고정자 권선저항 $r_s = 0.4122 \Omega$, 회전자 권선저항 $r_r = 0.4976 \Omega$, 비포화 자화 인덕턴스 $M_{(unsat)} = 41.6 \text{ mH}$, 비포화 고정자 및 회전자 누설 인덕턴스 $L_{1s(unsat)} = L_{2s(unsat)} = 2.92 \text{ mH}$, 그리고 고정자와 회전자 누설 인덕턴스 중에서 자기포화 특성을 가지는 철심부분의 누설 인덕턴스 $L_{1si(unsat)} = L_{1ri(unsat)} = 2.52 \text{ mH}$, 회전자 관성 $J = 0.11 \text{ kg m}^2$ 이다.

그림 4.1(a)와 4.1(b)는 전동기 전류에 따른 자기포화계수를 나타낸다. 대부분의 유도 전동기는 정격전압 또는 전류 부근에서는 약간의 포화특성을 가지고, 정격치 이상의 전압과 전류에서는 초과하는 정도가 클수록, 그 만큼 포화정도가 크게 나타난다. 그래서 시뮬레이션에 사용된 유도 전동기와 그림 4.1은 특정한 전동기에 한정된다고 하기보다는 일반적인 유도전동기 및 포화특성을 나타낸다고 볼 수 있다. 다만 포화의 정도는 유도전동기 마다 용도, 용량, 기타 특성에 따라 다소 다를 것이다. 그리고 이와 같은 유도전동기의 포화특성은 무부하시험과 구속시험에 의하여 획득이 가능하다. 포화계수가 0 이면 포화현상이 없는 경우이고, 포화계수가 K이면 포화현상이 나타나는 인덕턴스의 크기는 비포화시의 $(1-K)$ 배가 된다. 전류와 포화계수와와의 관계는 표 또는 근사식으로 나타낼 수 있는데, 시뮬레이션에서는 일정한 전류 간격으로 표를 만들고 동일 구간에서는 포화계수가 선형으로 변화하는 것으로 하였다. 그림 4.2-4.11은 정격부하를 걸고 정지상태에서 정격전압을 인가했을 때의 시뮬레이션 결과로 자기포화를 고려한 경우와 회로정수를 상수로 간주한 경우를 비교하였다. 실선은 자기포화를 고려한 경우의 결과이고 점선은 회로 정수를 상수로 간주한 경우의 결과인데 실선 또는 점선이 완전히 수평을 이루는 시점이 정상상태에 도달한 시점이고, 이 때의 값이 정상상태의 값 즉, 정격치를 의미한다.

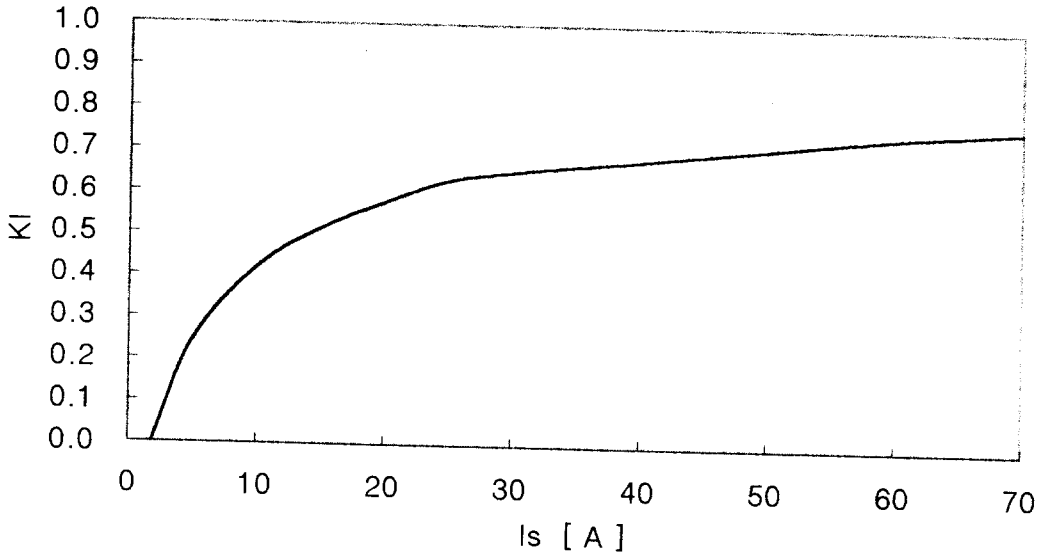


그림 4.1(a) 부하전류와 누설 인덕턴스의 포화계수
Fig. 4.1(a) I_s vs. K_I

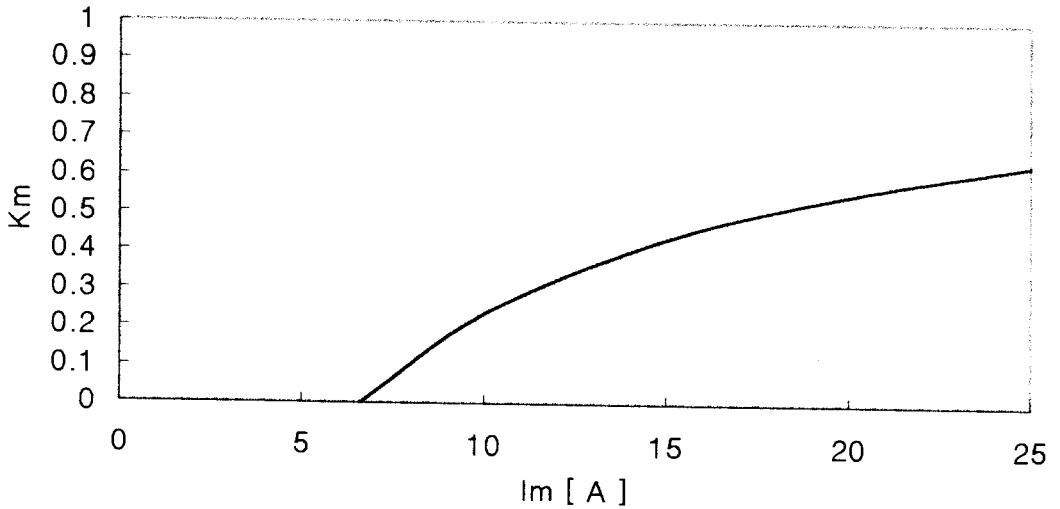


그림 4.1(b) 자화전류와 자화 인덕턴스의 포화계수
Fig. 4.1(b) I_m vs. K_m

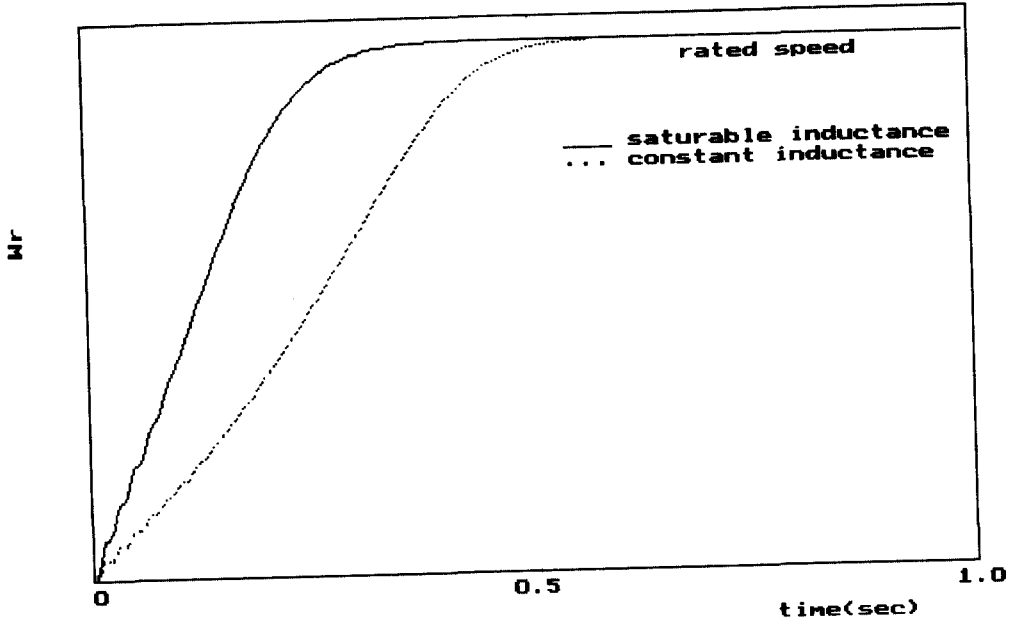


그림 4.2 회전속도(ω_r)

Fig. 4.2 Speed.

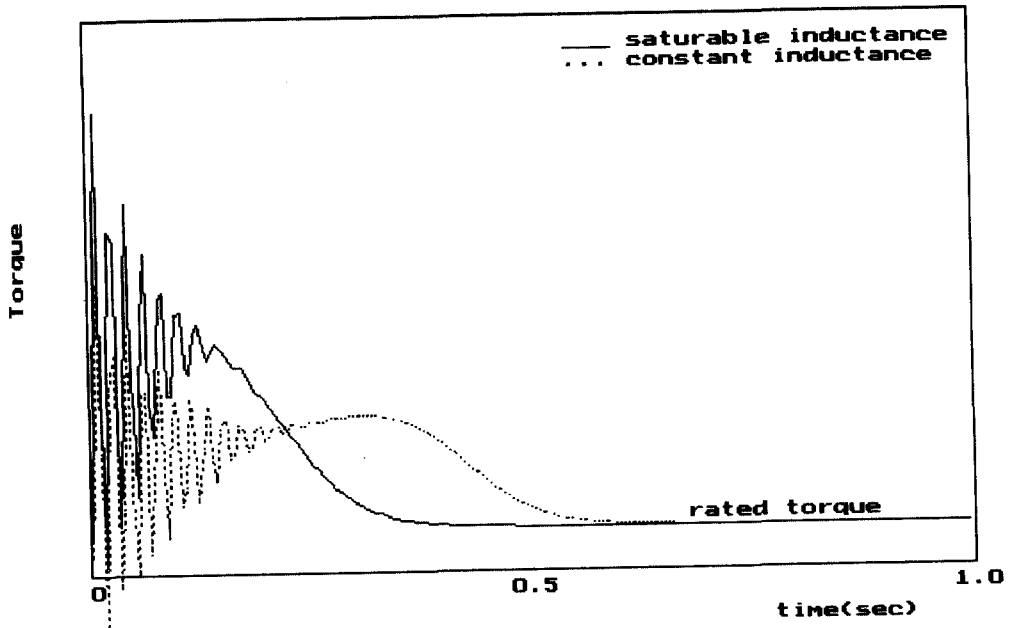


그림 4.3 회전력

Fig. 4.3 Torque.

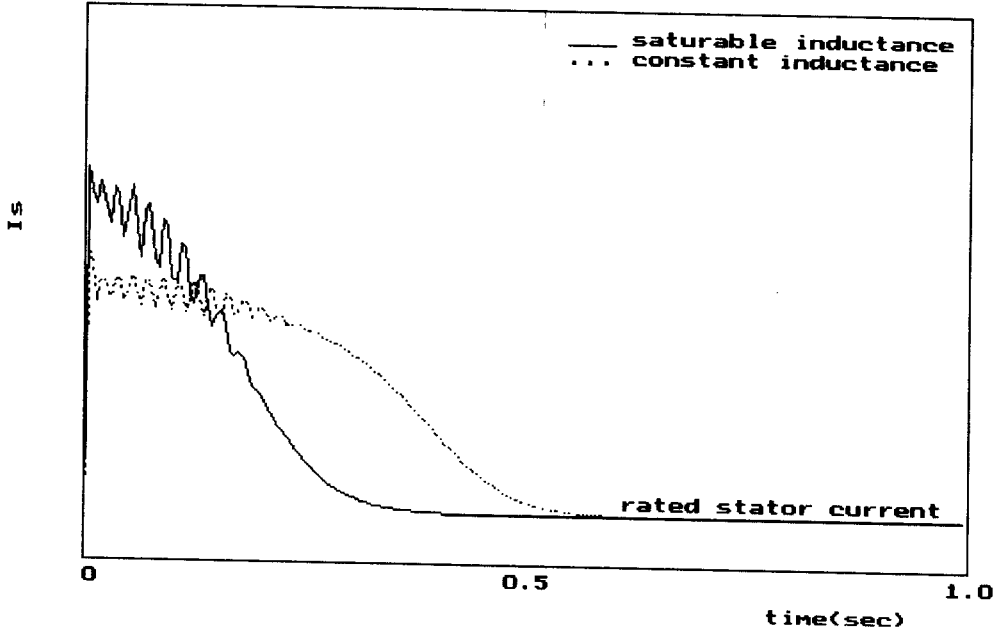


그림 4.4 고정자 전류
Fig. 4.4 Stator Current.

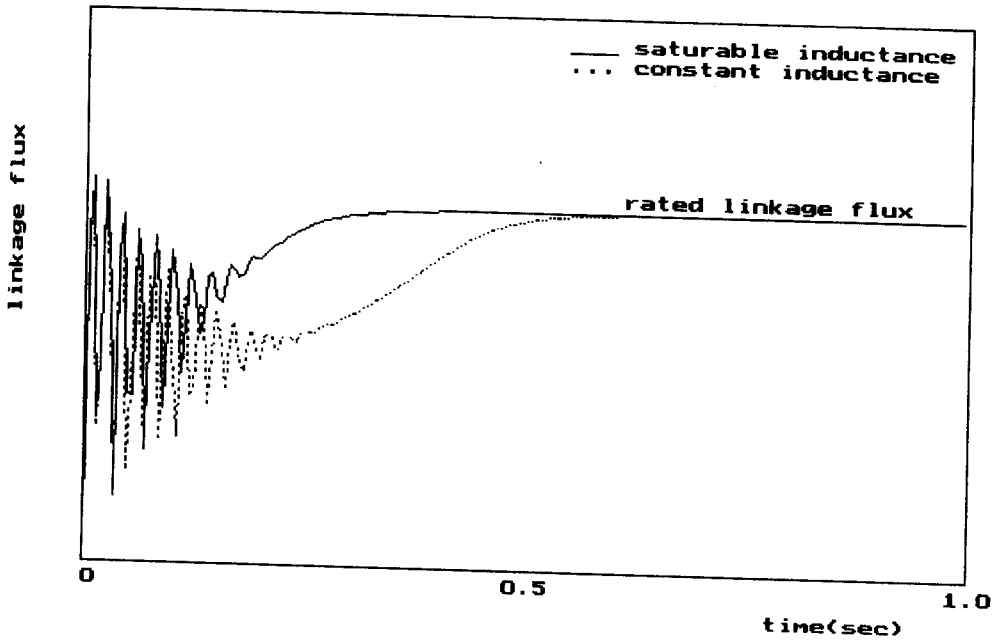


그림 4.5 쇠교자속(자화자속)
Fig. 4.5 Linkage Flux(Magnetizing Flux).

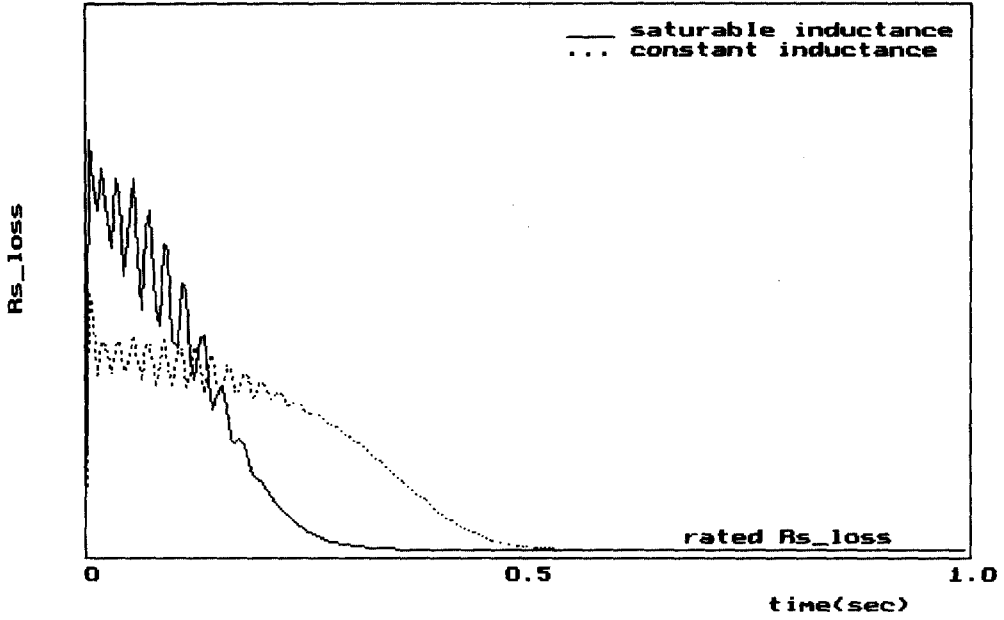


그림 4.6 고정자 동손
Fig. 4.6 Copper Loss of Sator.

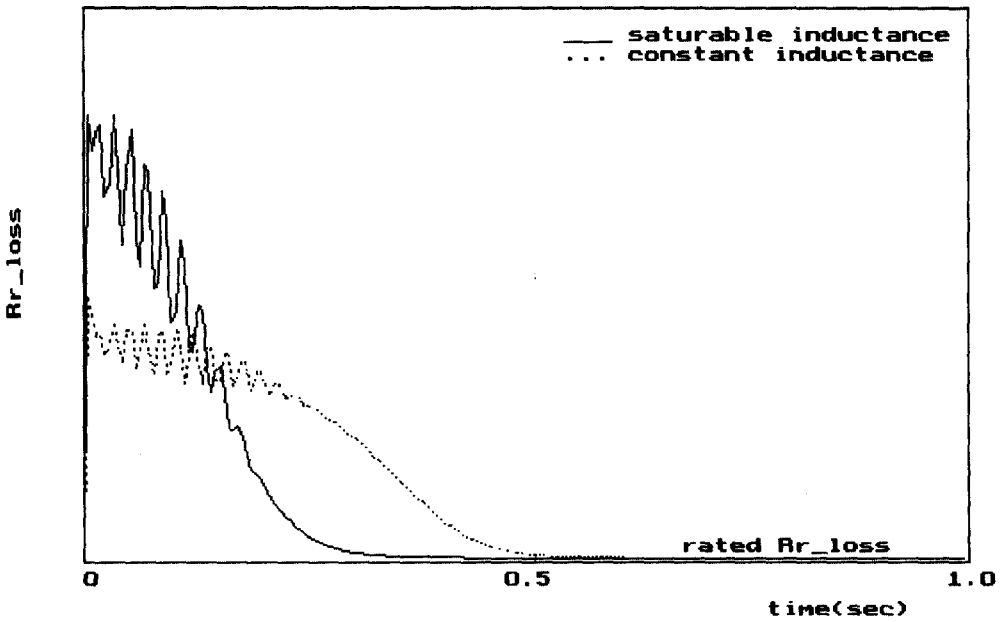


그림 4.7 회전자 동손
Fig. 4.7 Copper Loss of Rotor.

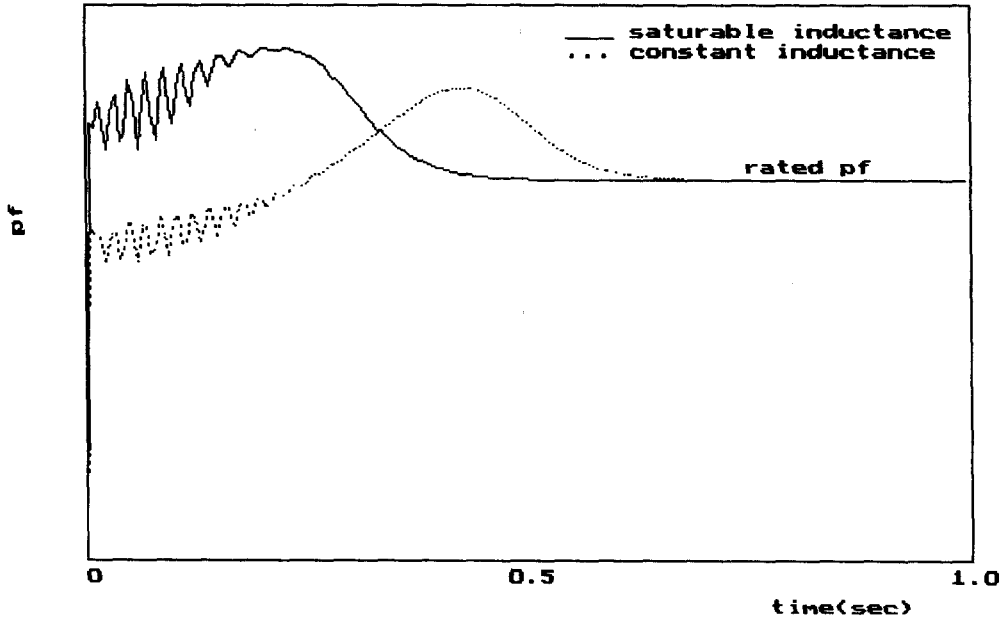


그림 4.8 역률
Fig. 4.8 Power Factor.

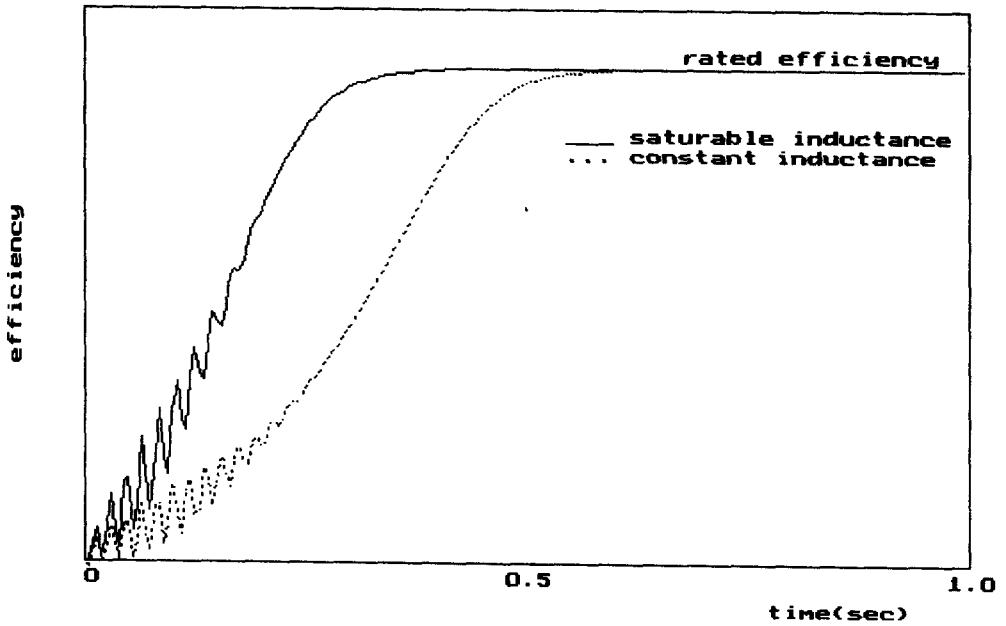


그림 4.9 효율
Fig. 4.9 Efficiency.

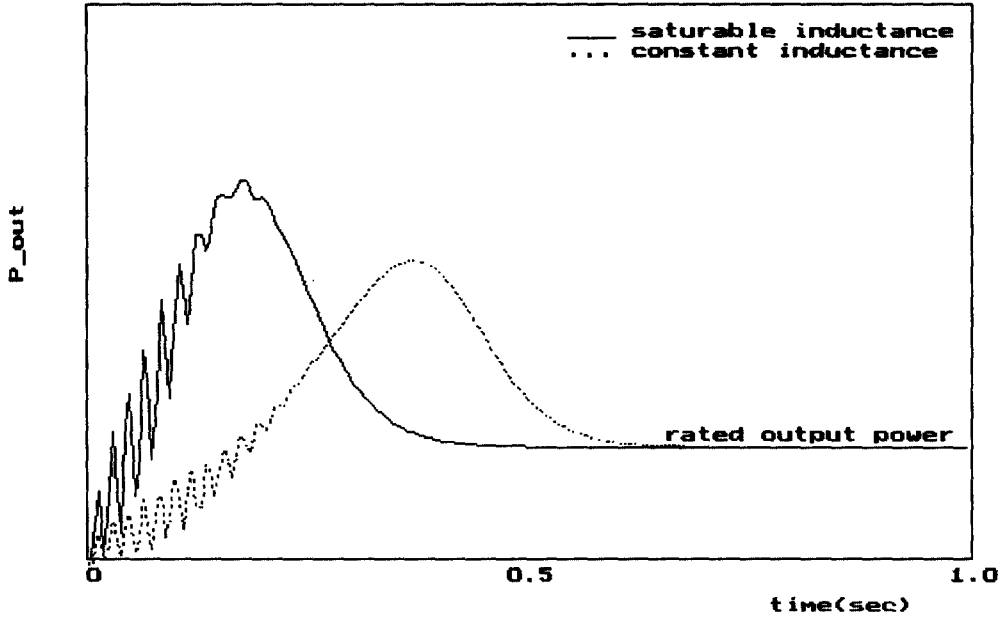


그림 4.10 출력
Fig. 4.10 Output Power.

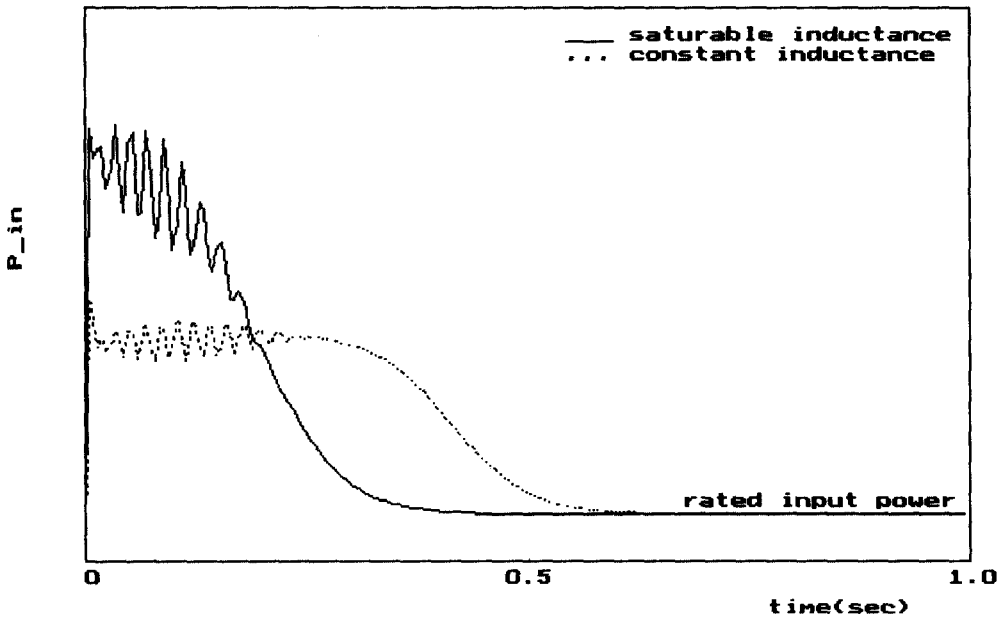


그림 4.11 입력
Fig. 4.11 Input Power.

그림 4.2에서 전동기 속도는 포화를 고려한 경우에, 회로정수를 상수로 간주한 경우보다 정격속도에 빨리 도달하는 것을 볼 수 있다. 그림 4.3에서 회전력은 자기포화를 고려한 경우에서 초기 회전력이 더 크고, 또 그림 4.4에서 전동기 유입전류는 자기포화를 고려하는 경우 초기전류 및 최대전류가 더 큰 것을 볼 수 있다. 또 그림 4.6과 4.7에서 전동기 고정자 및 회전자 동손은 자기포화를 고려한 경우의 초기치가 회로정수를 상수로 한 경우의 초기치보다 거의 2배에 달함을 볼 수 있다. 전동기 입력도 그림 4.11에서와 같이 자기포화를 고려한 경우가 회로정수를 상수로 본 경우보다 초기치가 거의 2배에 달함을 볼 수 있다. 기동시 전동기 최대 유입 전류, 전력, 회전력, 동손이 더 크다는 것은 그 만큼 전동기 및 배전계통에 가해지는 충격이 더 크다는 것을 의미한다. 따라서 과도상태에서 자기포화를 고려하지 아니하고 회로정수를 상수로 두고 초기 최대 기동전류, 전력, 회전력, 동손을 선정하면 전동기 및 계통 보호, 그리고 전동기 제어에 오류를 범할 수 있다. 한편 역률, 효율 및 출력은 그림 7, 8 그리고 9에서 자기포화를 고려한 경우가 회로정수를 상수로 본 경우보다 양호한 것으로 나타났다. 그리고 자기포화를 고려한 경우의 결과와 회로정수를 상수로 간주한 경우의 결과에서 그 차이는 포화 정도가 클수록 크게 나타날 것이다.

5. 결 론

대부분의 전동기 기동에서, 전동기를 준과도상태로 다루기에는 너무 빨리 가속하기 때문에 일정한 회로정수를 사용하는 해석방법으로는 기동시 돌발전류나 기동시간을 정확히 계산할 수 없다. 그래서 가속기간 동안에 충실한 전기적 현상을 나타내기 위해서 자기포화하는 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스를 전류의 함수로 해서 전동기의 정확한 과도상태 시뮬레이션을 할 수 있는 간단한 한 방법을 제안하였다. 시뮬레이션 결과에서 과도상태에서 자기포화를 고려한 경우가 회로정수를 상수로 본 경우보다 회전력, 전류, 동손, 출력, 입력에서 그 초기치들이 매우 크게 나타났고, 속도, 역률, 효율, 등 전기적 현상들이 다르게 나타남을 볼 수 있었다. 과도상태에서 전동기 최대 유입 전류, 전력, 회전력, 동손이 더 크다는 것은 그 만큼 전동기 및 배전계통에 가해지는 충격이 더 크다는 것을 의미한다. 따라서 회로정수를 상수로 두고 초기 최대 기동전류, 전력, 회전력, 동손을 선정하면 전동기 및 계통 보호, 그리고 전동기 제어에 오류를 범할 수 있다. 오류의 정도는 포화의 정도가 클수록 크게 나타날 것이다. 이 연구에서는 유도전동기에 적용하였지만 이 해석방법은 동기기의 기동을 포함한 과도해석에도 적용이 가능하다.

6. 참고문헌

1. Francis A. Sceda, "Transient inrush current in high-efficiency and standard motors". IEEE, Vol. IA-22, No.1, pp.145-147, 1986.
2. Alexander C. Smith, et al., "A transient induction motor model including saturation and deep bar effect", IEEE, Vol. EC-11, No.1, pp.8-15, 1996.
3. Levi, E., "General method of magnetizing flux saturation modelling in d-q axis models of double-cage induction machines", IEE Proc.-Electr, Power Appl, Vol. 144, No.2, pp.101-109, 1997.
4. Thomas A.Lipo, and Alfio Consoli, "Modeling and simulation of induction motors with saturable leakage reactances", IEEE, Vol. IA-20, No.1, pp.180-189, 1984.
5. Mahmoud, A.M.A, and Menzies, R.W., "A complete time domain model of the induction motor for efficiency evaluation", IEEE, Vol. EC-1, No.1, pp.68-76, 1986.
6. G.R.Slemon, "Modelling of induction machines for electric drives", IEEE, Vol. IA-25, No.6, pp.1126-1131, 1989.
7. Syed Mofizul Islam, et al., "Improved speed regulation of an excitation controlled induction motor", IEEE. Vol. IA-28, No.3, pp.694-701, 1992.
8. T. W. Nehl, F. A. Fouad, and N. A. Demerdash, "Determination of saturated values of rotating machinery incremental and apparent inductances by an energy perturbation method", IEEE, Vol. PAS-101, pp.4441-4451, 1982.
9. Stephen Williamson and Danielle R. Gersh, "Finite element calculation of double-cage rotor equivalent circuit parameters", IEEE, Vol. EC-11, pp.41-48, 1996.
10. Liuchen Chang, "An improved FE inductance calculation for electrical machines", IEEE, Vol. MAG-32, No.4, pp.3237-3245, 1996.
11. P. C. Krause, and C. H. Thomas, "Simulation of symmetrical induction machinery", IEEE, Vol. PAS-84, No.11, pp.1038-1051, 1965.