

工學碩士 學位論文

Simplorer를 利用한 3相 誘導電動機의 벡터制御



2011年 12月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

張 世 道

工學碩士 學位論文

Simplorer를 利用한 3相 誘導電動機의 벡터制御

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2011 年 12月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

張 世 道

張世道の 工學碩士 學位 論文을 認准함

2011 年 12 月



主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 裴 鍾 一 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

목 차

제 1 장 서 론	1
제 2 장 3상 유도전동기	2
2.1 기본구조	2
2.2 회전자계	3
2.3 운전특성	7
2.4 회전자 형태에 따른 특성	9
제 3 장 유도전동기의 수학적 모델 및 벡터제어	13
3.1 좌표변환	13
3.2 유도전동기의 d-q 등가모델	17
3.3 유도전동기의 벡터제어	20
3.3.1 직접형 벡터제어	21
3.3.2 간접형 벡터제어	24
제 4 장 특성해석 결과 및 고찰	28
4.1 농형 유도 전동기 구동조건	28
4.2 특성해석 및 결과고찰	30
제 5 장 결 론	36
참고문헌	37

Simplorer를 이용한 3相 誘導電動機의 벡터制御

張世道

부경대학교 산업대학원 전기공학과

요약

유도전동기는 낮은 가격, 간단성 그리고 동작의 간편함으로 인해서 가장 중요한 전기기기 중의 하나이다. 이러한 특성과 브러쉬와 정류자가 없는 특징으로 산업체에서 가장 많이 사용되고 있다. 또한 직류전동기보다 좋은 제어 성능을 얻기 위해서 벡터제어가 도입되었다. 벡터제어에 의해 유도전동기의 제어 특성이 직류전동기의 제어특성보다 우수하게 구현되었다. 본 논문에서는 상용 전력전자해석 소프트웨어인 Simplorer를 이용한 3상 농형 유도전동기의 벡터제어에 대하여 서술하였다. 먼저 상용 설계 프로그램인 Rmxpert를 이용하여 유도전동기를 간단하게 설계한 후 회전자 바의 변화에 따른 특성을 파악하였으며, Simplorer를 이용하여 벡터제어의 드라이브를 구성하였고 직접벡터제어와 간접벡터제어를 이용한 속도제어 특성을 파악하였다.

제 1 장 서 론

산업계의 각종 기계 및 플랜트에 있어서 정밀한 속도제어, 위치제어, 급가감속 운전 등을 필요로 하는 용도에는 가변속 구동 시스템으로 계자전류와 전기자전류를 독립적으로 제어가 가능하여 토크제어가 용이한 직류전동기가 사용되어 왔다. 그러나 직류전동기는 정류자와 브러시의 마모에 따른 보수 점검이 필요하다는 단점을 가지고 있다. 또한 직류전동기는 정류자의 정류 한계상 고속화 · 고압화에 한계가 있고 대용량화에도 한계가 있으며 설치 장소에도 제약을 받을 뿐만 아니라 가격이 비싼 단점을 가지고 있다. 그런데 전력용 반도체소자를 이용한 정지형 주파수 변환기기의 소형 · 고성능화와 마이크로프로세서 등의 LSI기술의 현저한 진보에 의해, 교류전동기가 직류전동기를 대체할 수 있게 되었다.

교류전동기 중에서도 농형 유도전동기는 구조가 가장 간단하고 견고하며 브러시리스화가 가능하기 때문에 보수가 거의 필요 없는 등 전동기로서의 장점이 많아서 벡터제어를 이용하여 직류전동기의 동등 이상의 제어성능을 얻을 수 있는 가능성을 보였으며,[1-3] 그 후 이에 대한 연구가 활발히 진행되었다. 그 결과 유도전동기가 직류전동기의 응용범위를 대체해 나가는 추세이다.

따라서 본 논문에서는 상용 전력전자해석 소프트웨어인 Simplorer를 이용한 3상 농형 유도 전동기의 벡터제어에 대하여 서술하였다. 먼저 상용 설계 프로그램인 Rmxpert를 이용하여 유도전동기를 간단하게 설계한 후 회전자 바의 변화에 따른 특성을 파악하였으며, Simplorer를 이용하여 벡터제어의 드라이브를 구성하였고 직접벡터제어와 간접벡터제어를 이용한 속도제어 특성을 파악하였다.

제 2 장 3상 유도전동기

2.1 기본 구조

3상 유도 전동기의 3상 권선은 전동기 프레임(frame) 내부에 있는 고정자 슬롯 속에 설치되어 있다. 회전자 철심은 성층된 강자성체를 사용하며 철심의 표면에는 슬롯이 절단되어 있다. 회전자 권선의 형식은 농형(squirrel-cage type) 또는 권선형(wound-rotor type) 이다. 그림 1(a) 는 3 상 농형 유도전동기의 단면도이다. 각 상권선 사이의 위상각은 전기적으로 120° 떨어져 있다. 권선 aa' 는 a 상 권선, bb' 는 b 상 권선, cc' 는 c 상 권선으로 표시한다. 이러한 상권선의 끝부분은 3 상 연결 방식을 이루기 위하여 그림 1(b) 와 같이 Y 방식 또는 그림 1(c) 와 같이 델타(Δ) 방식으로 연결되어 있다. 평형 3상 전류가 이러한 3상 권선에 흐를 경우 공극에서는 일정 크기, 일정 속도의 회전자계가 발생하고, 회전자 회로에서는 전류가 유도되어 토크가 발생된다.

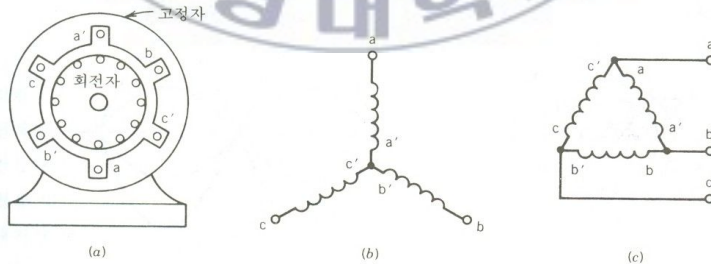


그림 1. 3상 농형유도기.

(a) 단면도, (b) Y결선 고정자 권선, (c) Δ 결선 고정자 권선

2.2 회전 자계

그림 2(a) 에서 aa', bb' 및 cc' 로 표시된 3상 권선은 고정자 내부 표면의 공간에서 서로 전기적으로 $2\pi/3$ 떨어져 설치되어 있다. 전류가 상권선에 흐를 때 상(相) 권선으로 표시 되는 코일의 축에는 정현파 형태로 분포된 기자력이 발생되고 교류 전류가 코일에 흐른다면 이에 따라 발생하는 기자력 파형은 진동한다. 이때 기자력 파형의 크기와 방향은 권선에 흐르는 전류의 순시치에 따라 결정된다. 그림 2(b) 는 기자력의 공간적인 분포도로서 코일 aa' 에 교류 전류가 흐를 때 기자력의 순시치가 변화됨을 보여주고 있다. 각 상권선은 정현파에 가까운 기자력 파형을 발생하며 공간에서 서로 $2\pi/3$ 전기적으로 떨어져 있다.

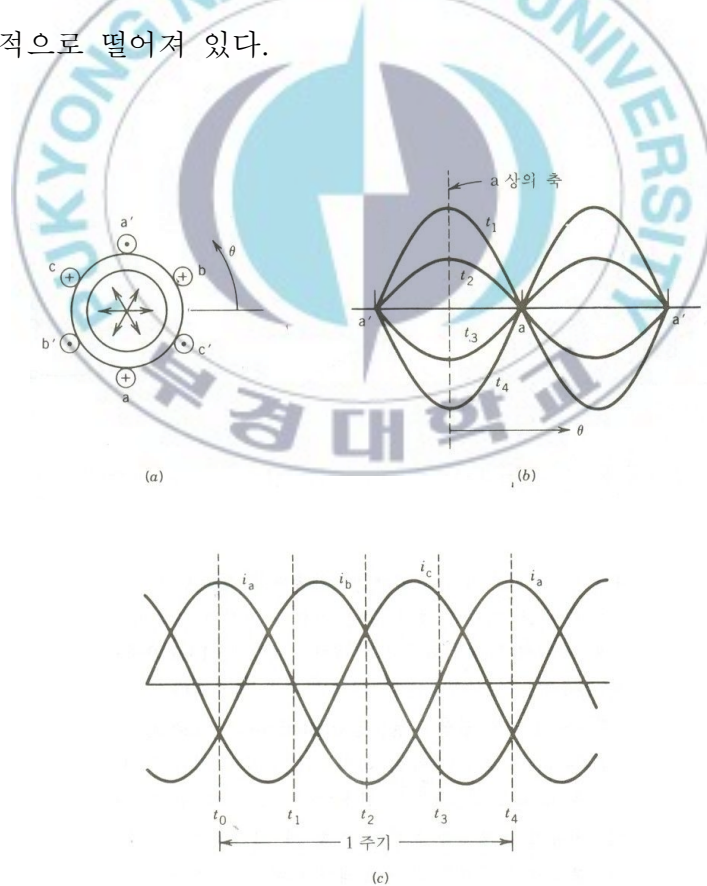


그림 2. 기자력 파형

3상 권선에 평형 3상 전류가 흐른다고 가정하자. 3상 전류는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$i_a = I_m \cos \omega t \quad (1)$$

$$i_b = I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (2)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (3)$$

이러한 순시전류는 그림 2(c) 에서 보여 주고 있다. 그림 2(a) 에서는 각 상의 전류가 권선에서 흐를 때의 기준 방향을 코일 단면에서 점(·) 과 십자(+) 로서 표시하였다. 상 전류가 각각의 상 권선에 흐를 때 각 상 권선은 공간적으로 정현파 형태의 기자력 파형을 발생시킨다.

각 상의 축을 따라서 기자력은 진동하고 상의 축에서 기자력의 최대치가 유지된다. 각 기전력의 파형은 상의 축에 위치하는 공간 벡터로 표시할 수 있으며 그 크기는 전류의 순시치에 비례한다. 기자력의 합성 파형은 3 상 기자력 파형의 각각 성분을 합한 것으로서 이는 그림으로 설명할 수 있다.

각각 순간의 위치와 이 때 합성 기자력 파형의 크기와 위치를 생각해 보자. 그림 2(c) 로부터 $t = t_0$ 인 순간, 상 권선에서 흐르는 전류의 크기는 다음과 같다.

$$i_a = I_m \quad : a \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (4)$$

$$i_b = -\frac{I_m}{2} \quad : b \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (5)$$

$$i_c = -\frac{I_m}{2} \quad : c \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (6)$$

그림 2(a) 에서는 점과 십자로서 각 권선에서 흐르는 전류 방향을 표시하고

있다. a 상 권선에 흐르는 전류가 최대일 때 기자력은 최대치를 가지며 그림 2(a)에서 보는 것과 같이 a 상 축의 정방향으로 벡터 $\vec{F}_a = \vec{F}_{\max}$ 로서 표시된다. b 상과 c 상의 기자력은 각각 벡터 $\vec{F}_b$ 와 $\vec{F}_c$ 로서 표시되며, 그 크기는 $\vec{F}_{\max}/2$ 이며, 그 방향은 각축의 정방향으로 표시된다. 세 벡터의 합성은 a 상 축의 정방향이며 그 크기는 $\vec{F} = \frac{3}{2}\vec{F}_{\max}$ 이다.

그러므로 이 순간 기자력 합성 파형은 a 상 기자력과 같은 정현파 형태로 분포되었으며 크기는 a 상 기자력 파형에 대해 1.5 배이다. 그림 2(b)는 $t = t_0$ 일 때 각 상의 기자력 파형과 합성 파형을 보여주고 있다.

그림 2(c)에서 $t = t_1$ 일 때, 각 상전류와 기자력은 다음과 같다.

$$i_a = 0, \quad F_a = 0 \quad (7)$$

$$i_b = \frac{\sqrt{3}}{2}I_m, \quad F_b = \frac{\sqrt{3}}{2}F_{\max} \quad (8)$$

$$i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2}I_m, \quad F_c = -\frac{\sqrt{3}}{2}F_{\max} \quad (9)$$

그림 2(c)는 $t = t_1$ 일 때 각 상전류의 방향, 기자력의 벡터의 성분 및 기자력의 합성 벡터를 보여주고 있다. 여기서 기자력 합성 벡터는 $t = t_0$ 에서와 같이 그 크기가 1.5배이다. 그러나 그 방향은 공간에서 시계 반대 방향으로 90° (전기각) 회전하였다. $t = t_2$ 와 $t = t_3$ 일 때 전류와 합성 기자력은 각각 그림 3(d)와 3(e)에서 보여주고 있다.

시간에 대한 합성 기자력 파형은 공간적으로 같은 크기의 정현파 모양으로 분포하며 공극을 통하여 이동한다. 전류 변화의 한 주기에서 합성 기자력 파형은 그림 3(a)의 위치로 되돌아온다.

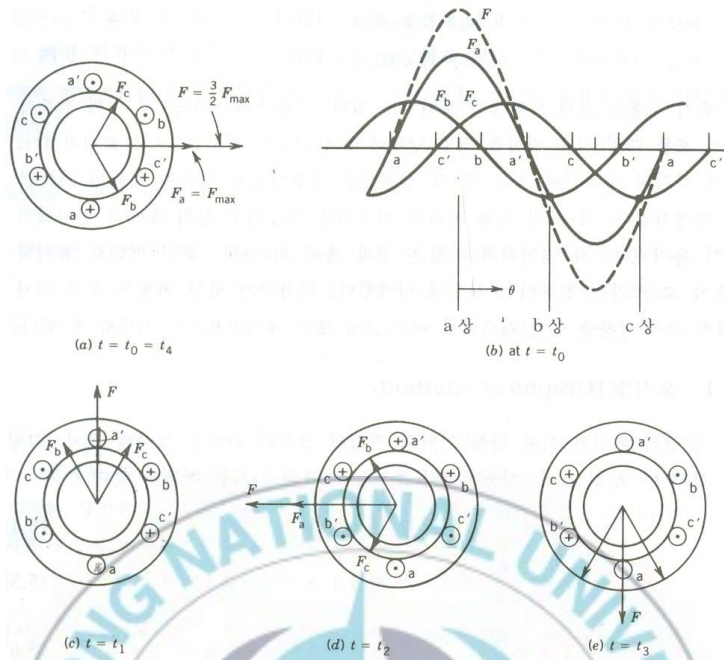


그림 3. 그림 형식으로 보여주는 회전 자계:
여러 순간의 기자력

그러므로 합성 기자력 파형은 양극기에서 전류 변화의 한 주기에 대해 1회전하게 된다. p 극기에서 전류가 한 주기 동안 변화 할때 기자력 파형은 $2/p$ 동안 회전하게 된다. 입력 전류의 초당 주파수가 f 인 p 극기에서 회전 기자력 파형 (rotating mmf wave) 의 분당 회전수 (rpm: revolution per minute; rpm) 는 다음과 같다.

$$N = \frac{2}{p} f 60 = \frac{120f}{p} [rpm] \quad (10)$$

만약 i_a 가 a 상 권선에 흐르고, i_b 는 c 상 권선에 흐르고, i_c 는 b 상 권선에 흐른다면 회전 기자력 파형은 시계 방향으로 회전하게 된다. 즉, 권선에서 상의 순서 (phase sequence) 를 반전하게 되면 이에 따라 회전 기자력 파형도 반대 방향으로 회전하게 된다.

2.3 운전 특성

고정자 권선이 3상 전원에 연결되고 회전자 회로가 단락될 경우, 회전자 권선에서는 기전력이 유기되며 이 기전력에 의하여 회전자 전류가 발생한다. 이 회전자 전류는 공극 속의 회전 자계와의 상호 작용에 의하여 토크를 발생시킨다. 이에 따라 회전자는 회전하기 시작한다. 렌츠의 법칙 (Lenz's law) 에 의해 회전 자계와 회전자 권선 사이의 상대 속도를 감소시키기 위하여 회전자는 회전 자계의 방향으로 회전한다.

공극에서 회전 자계의 속도를 동기 속도 N_s 라고 하며, 회전자속도는 동기 속도 N_s 보다는 작지만 안정된 속도 N 에 도달하게 된다. 회전자속도가 동기 속도와 같을 경우 회전자 회로에서는 기전력과 전류가 발생하지 않으며 따라서 토크도 발생하지 않는다.

회전자 속도 N 과 회전 자계의 동기 속도 N_s 와의 차이를 슬립(slip) s 라고 하며, 이를 정의하면

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (11)$$

만약 당신이 회전자 위에 앉아 있다면 당신은 회전자속도가 회전 자계에 대해 슬립 회전수는 $slip \text{ rpm} = N_s - N = sN_s$ 로서 미끄러지는 것을 알 수 있을 것이다. 회전자 회로에서 유기되는 기전력과 전류의 주파수 f_2 는 이러한 슬립 회전수 (slip rpm) 에 대응하게 된다. 왜냐하면 슬립 회전수는 회전 자계와 회전자 권선 사이의 상대 속도이기 때문이다. 식 (10) 으로부터

$$\begin{aligned}
f_2 &= \frac{p}{120}(N_s - N) \\
&= \frac{p}{120}sN_s \\
&= sf_1
\end{aligned} \tag{12}$$

이러한 회전자 회로의 주파수 f_2 를 슬립 주파수 (slip frequency) 라고 한다. 슬립 s 의 회전자 회로에서 유기되는 기전력은

$$\begin{aligned}
E_{2s} &= 4.44f_2N_2\Phi_pK_{w2} \\
&= 4.44sf_1N_2\Phi_pK_{w2} \\
&= sE_2
\end{aligned} \tag{13}$$

여기서 E_2 는 회전자가 정지할 때 회전자 회로에서 유기되는 기전력으로서, 이때의 주파수는 고정자 주파수 f_1 과 같다.

3상 회전자 권선에서 유기된 전류는 회전 자계를 발생시킨다. 이때 회전자측의 상대 속도 N_2 는

$$\begin{aligned}
N_2 &= \frac{120f_2}{p} \\
&= \frac{120sf_1}{p} \\
&= sN_s
\end{aligned} \tag{14}$$

회전자는 N [rpm] 의 속도로 회전하므로 공극 내의 회전자 자계의 속도는 $N_1 + N_2 = (1 - s)N_s + sN_s = N_s$ [rpm]가 된다. 그러므로 고정자 자계와 회전자 자계는 공극에서 같은 동기 속도 N_s 로 회전한다. 이러한 두 자계의 상호 작용이 토크를 발생한다.

2.4 회전자 형태에 따른 특성

유도전동기의 특성은 회전자의 형태에 따라 달라진다. 회전자를 고저항으로 설계하면 전동기의 기동 토크가 상당히 높아지지만, 정상 동작 상태에서 슬립도 아주 높아진다는 것이다. 높은 회전자저항을 가진 전동기는 좋은 기동 토크를 가지지만 정상 동작 상태에서의 효율이 나빠진다. 반면에, 낮은 회전자저항을 가진 전동기는 낮은 기동 토크를 가지지만 정상 동작 상태에서 높은 효율을 가진다. 유도전동기 설계자는 높은 기동 토크와 좋은 효율의 상충되는 요구사이에서 절충할 수밖에 없다. 그림 4는 바람직한 유도전동기 특성을 나타내고 있다. 이 그림은 두개의 권선형 유도전동기의 특성을 보여주고 있다. 하나는 고 저항을 가진 것이고 다른 하나는 저 저항을 가진 것이다. 고 슬립에서, 바람직한 전동기는 고 저항 권선형 유도전동기 곡선에서처럼 동작하고 저 슬립에서는 저 저항 권선형 유도전동기 곡선에서처럼 동작한다. 다행스럽게도, 농형 유도전동기 회전자설계에서 누설리액턴스를 이용함으로써 이 효과를 얻을 수 있다.

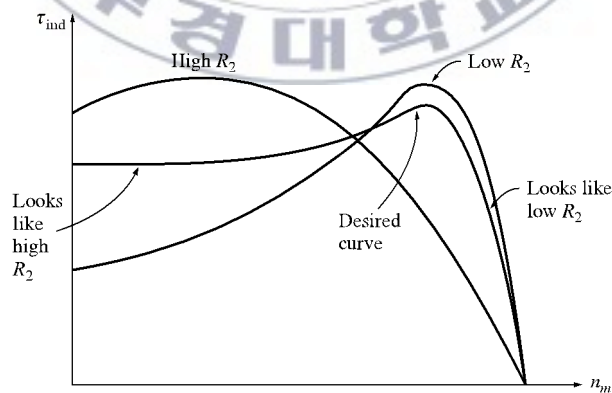


그림 4. 저속(고 슬립)에서의 고 저항영향과 고속(저 슬립)에서의 저 저항영향을 결합한 토크-속도 특성곡선.

유도전동기 등가회로에서 리액턴스는 언급된 회전자 누설리액턴스의 형태로 나타난다. 누설리액턴스는 고정자권선과 결합하지 않는 회전자 자속에 의한 것임을 상기하자. 일반적으로, 회전자바 또는 바의 일부분이 고정자에서 멀어질수록 회전자바 자속 중에서 점점 작은 량의 자속이 고정자에 도달하기 때문에 그것의 누설리액턴스는 증가하게 된다. 그러므로 만약 농형 회전자바가 거의 회전자의 표면에 놓여 있다면, 누설자속이 아주 작아지게 되고 리액턴스는 등가회로에서 작아질 것이다. 반면에, 회전자바가 회전자 표면에서 깊이 놓여있다면, 누설자속이 많아지고 회전자 리액턴스는 더 증가한다.

예를 들어, 그림 5(a)는 회전자에서 바의 단면을 보여주는 회전자 코아 적층판의 그림이다. 그림에서 회전자바는 상당히 크고 거의 회전자표면에 놓여있다. 이같은 설계는 저저항(큰 단면에 의한), 낮은 누설리액턴스와 X_2 (고정자에 가까운 바의 위치 때문)를 가질 것이다. 회전자저항이 낮기 때문에, 탈출토크는 거의 동기속도근처에서 존재하고 전동기는 상당히 효율적이다. 그러나 회전자 저항이 작기 때문에, 전동기의 기동토크가 작아지고, 기동전류는 높아진다. 이런 형태의 설계를 NEMA(National Electrical Manufacturers Association) 설계등급 A라고 부른다. 이것은 전형적인 유도전동기이고, 그 특성은 권선형 회전자 전동기에 별도의 저항을 삽입하지 않았을 경우의 것과 근본적으로 동일하다. 이것의 토크-속도 특성은 그림 6에 나타나 있다.

그러나 그림 5(d)는 작은 바가 회전자 표면근처에 위치하고 있는 유도전동기 회전자의 단면을 보여주고 있다. 바의 단면적이 작기 때문에, 회전자 저항은 상대적으로 높다. 그리고 바가 고정자에 가까이 위치하고 있기 때문

에, 회전자 누설리액턴스가 적게되고, 이 전동기는 권선형 유도전동기의 회전자에 임시저항을 삽입한 경우와 매우 유사하다. 큰 회전자저항 때문에, 이 전동기는 고 슬립에서 탈출토크를 가지고, 기동토크는 상당히 높다. 이러한 형태의 회전자구조를 가진 농형 전동기를 NEMA설계등급 D라고 부른다. 이것의 토크-속도 특성을 그림 6에 나타내었다.

심구바 회전자 단면은 그림 5(b)에 있으며, 큰 단면적은 회전자저항을 상당히 작게 만들고, 낮은 슬립에서 좋은 효율을 가진다. 높은 슬립(기동조건)에서, 회전자바에서의 리액턴스는 저항에 비해 크다. 그래서 모든 전류는 고정자근처의 바에서 낮은 리액턴스부분으로 흐른다. 유효 단면이 적기 때문에, 회전자저항은 전보다 높다. 기동상태에서 높은 회전자저항으로, 설계등급 A에서 보다 기동토크는 상대적으로 높고, 기동전류는 낮다. 이러한 구조에서의 전형적인 토크-속도특성은 그림 6에서 설계등급 B곡선으로 나타난다.

2중농형 회전자단면은 그림 5(c)에 나타나있다. 그것은 회전자에 깊게 묻혀진 크고 낮은 저항세트의 바와 회전자 표면에서 작고 큰 저항세트의 바로 구성되어있다. 저 슬립과 고 슬립작용사이에서의 차이점이 너무 과장되어 있다는 것을 제외하고는 이것은 심구바(deep bar) 회전자와 유사하다. 기동상태에서는 작은 바가 효과적이다. 그리고 회전자저항은 상당히 높으며 이 큰 저항은 큰 기동 토크를 만든다. 그러나 정상동작속도에서는 양쪽 바는 다 효과적이며, 저항은 거의 심구(deep)바 회전자만큼 낮다. 이런 종류의 2중 농형회전자는 NEMA등급 B와 등급 C의 특성을 만들기 위해서 이용되어진다. 이런 설계의 회전자에 대한 가능 토크-속도 특성은 그림 6에서 설계등급 B와 설계등급 C에서 설계되어 졌다.



그림 5. 회전자바의 단면을 보여주는 전형적인 농형유도전동기 회전자의 적층판
 (a) NEMA설계등급A - 표면근처에서 큰 바 (b) NEMA설계등급B - 크고 깊은
 회전자바 (c) NEMA설계등급C - 2중농형회전자 설계 (d) NEMA설계등급D -
 표면근처에서의 작은 바

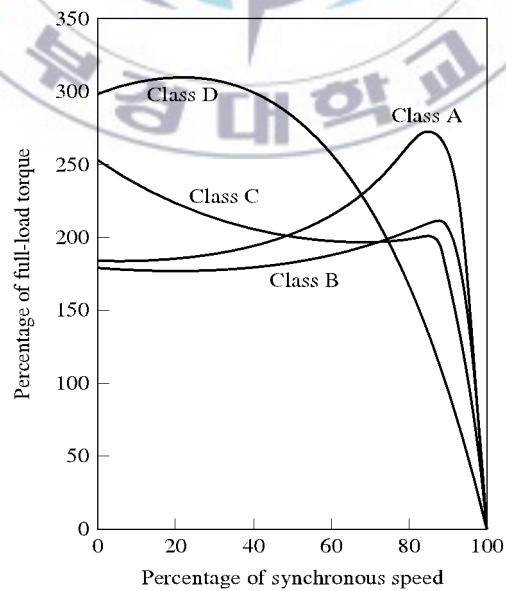


그림 6. 여러가지 회전자 설계에 의한 전형적 토크-속도 곡선

제 3 장 유도전동기의 수학적 모델 및 벡터제어

3상 유도전동기는 고정자측 및 회전자측에 대칭 3상권선이 있으며, 이러한 대칭 3상권선을 가진 유도전동기는 변환이론을 통해 동일한 성능을 갖는 등가식으로 표현할 수 있다.[33-34]

3.1 좌표 변환

3상 유도전동기의 등가모델링을 간략화하기 위하여 다음의 가정이 필요하다.

- 1) 공극자속이 일정하다.
- 2) 자기회로의 포화를 무시한다.
- 3) 고정자의 1차권선 및 회전자의 2차권선의 기자력 분포는 정현파이다.
- 4) 회전자 도체는 고정자 기자력의 극수와 공간적으로 같게 분포한다.

그림 7은 이러한 가정하에서 3상 권선을 2상으로 변환하였을 때의 등가모델이다. 전압변환 행렬에 적용시키면 다음과 같은 변환행렬을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_x & -\sin\theta_x & 1 \\ \cos(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{os} \end{bmatrix} \quad (15)$$

또한 역변환 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_x & \cos(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta_x & -\sin(\theta_x - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_x + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (16)$$

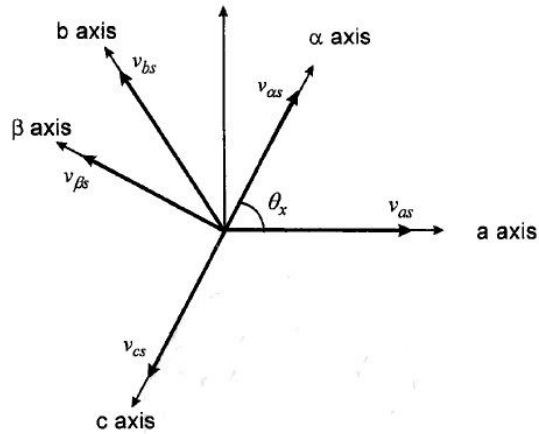


그림 7 3상 2상 변환

유도전동기에서 평형 3상전류가 흐르는 3상 권선인 경우에 진폭이 일정한 회전자계를 생성할 수 있으며, 이것은 평형 2상전류가 흐르는 2상 권선에도 생성될 수 있으므로 3상 권선의 모든 전류치는 2상권선의 전류의 합으로 표시할 수 있다. 또한 기자력분포에 의한 영향을 매순간에 있어 일치하도록 표시할 수 있다. 여기서 a상을 α 축에 일치시키고, 즉 $\theta_x=0$ 으로 놓고 영상분을 제외하면 다음으로 변환시킬 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{2}{3} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (17)$$

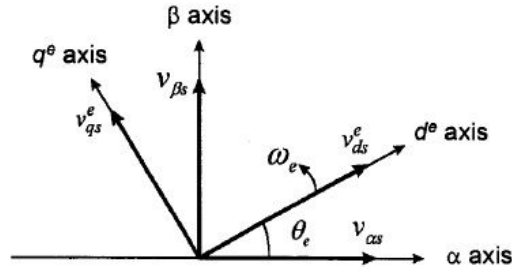


그림 8. 2상 변환

3상유도전동기를 앞서서와 같이 $\alpha - \beta$ 축으로 변화한 경우에도 고정자와 회전자간에는 θ_e 만큼의 전기각 차이가 존재하므로 제어법칙의 올바른 정의를 위하여 전압, 전류, 자속의 변수들을 기준좌표축인 고정자 직교좌표계($\alpha - \beta$ 혹은 $d - q$)에서 ω_e 로 회전하는 동기좌표계에서 모든 제어량을 표현할 수 있다. 회전자의 $d^e - q^e$ 축과 고정자의 $\alpha - \beta$ 축과의 관계를 그림 8에 나타내었다. 여기에서 $\alpha - \beta$ 축은 고정자에 고정된 좌표계로서, 고정자의 a상권선을 α 축으로 하고 이보다 90도 앞서는 축을 β 축으로 정한 고정자 직교좌표계이다. $d^e - q^e$ 축은 회전자자속의 가속도 ω_e 로 회전하고 있는 회전자에 고정된 동기좌표계를 나타낸다. 이들 고정자 직교좌표계($\alpha - \beta$) 및 회전좌표계($d^e - q^e$)의 관계에서 전압방정식을 표현하면 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & -\sin\omega_e t \\ \sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (19)$$

따라서 좌표계를 기준으로 식(15)은 고정자 직교좌표계에서 a,b,c상으로의 변환, 식(16)와 식(17)은 a,b,c상에서 고정자 직교좌표계로의 변환, 식(18)

는 고정자 직교좌표계에서 동기좌표계로의 변환, 식(19)는 동기좌표계에서 고정자 직교좌표계의 변환식이다.

위의 변환식은 유도전동기 벡터제어이론에서 매우 중요한 이론이 된다. 유도전동기에서 고정자 3상권선에 평형 3상전류가 흐르게 되면 이 전류에 의해 각주파수 ω_e 로 회전하는 회전자계가 발생한다. 회전자가 ω_r 의 속도로 회전하고 있다면 회전자에는 슬립주파수 ω_{sl} 에 기인한 기전력이 발생하고, ω_{sl} 의 각주파수로 회전하는 회전자계가 발생한다. 만일 고정자에 좌표계를 고정시킨 상태에서 회전자를 관측한다면, 회전자의 회전자계는 ω_{sl} 의 각주파수에 회전자가 회전하고 있는 각주파수 ω_r 이 더하여져 고정자에서 발생한 회전자계의 각주파수와 일치하게 된다. 또한, 회전자에서 발생하는 전압과 전류의 각주파수는 고정자에 인가한 전압과 전류는 모두 각주파수 ω_e 를 갖는 교류이다. 이와 같이 고정자 직교좌표계에서의 전압과 전류는 모두 각주파수 ω_e 를 갖는 교류이다. 이와 같이 고정자 직교좌표계의 전압과 전류량은 모두 교류이므로 이들을 직류로 해석할 수 있는 새로운 좌표계가 필요하다. 따라서 각주파수 ω_e 로 회전하는 교류량을 직류로 해석하기 위해서는 좌표축 자체도 ω_e 의 각주파수로 회전하도록 하면 편리하기 때문에 동기속도로 회전하는 동기좌표계를 도입한다.

3.2 유도전동기의 d-q 등가모델

고정자 직교좌표계의 전압과 전류량은 각주파수 ω_e 로 회전하는 교류량이므로 직류로 해석하기 위해서는 좌표축 자체도 ω_e 의 각주파수로 회전하는 동기좌표계가 필요하다. 동기 직교좌표계에서의 유도전동기의 고정자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v_s^e = R_s i_s^e + \frac{d\lambda_s^e}{dt} \quad (20)$$

여기서 제어량 $v_s^e, i_s^e, \lambda_s^e$ 등은 각각 동기좌표계에서의 전압, 전류 및 쇄교자속 벡터를 나타내며, $\frac{d}{dt}$ 는 미분 연산자이다. 만일 좌표축이 동기속도 ω_e 의 각주파수로 회전한다고 하면 식(20)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_s^e = R_s i_s^e + \frac{d\lambda_s^e}{dt} + \omega_e \times \lambda_s^e \quad (21)$$

여기서 세 번째항은 회전속도에 따른 속도기전력의 항이다. 윗식을 $d^e - q^e$ 전압성분으로 표현하면 아래와 같다.

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (22)$$

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (23)$$

회전하는 각주파수가 ω_r 이면 동기속도를 기준으로 한 ω_e 와의 상대적인 각주파수가 $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ 이 되므로 유도전동기의 회전자의 $d^e - q^e$ 전압성분은 다음식과 같다.

$$v_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (24)$$

$$v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (25)$$

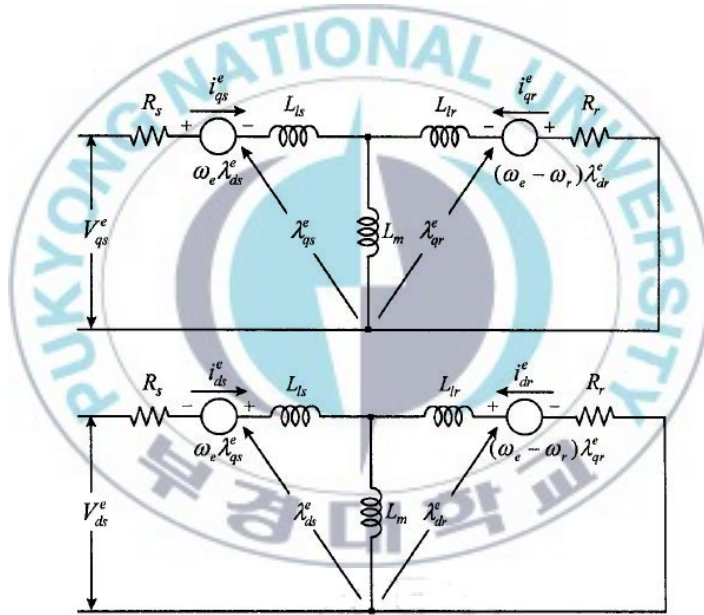


그림 9. 동기좌표계에서의 $d^e - q^e$ 등가회로

고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음과 같고

$$\lambda_{ds}^e = L_{ls} i_{ds}^e + M(i_{ds}^e + i_{dr}^e) = L_s i_{ds}^e + M i_{dr}^e \quad (26)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_{ls} i_{qs}^e + M(i_{qs}^e + i_{qr}^e) = L_s i_{qs}^e + M i_{qr}^e \quad (27)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_{ls} i_{dr}^e + M(i_{ds}^e + i_{dr}^e) = L_r i_{dr}^e + M i_{ds}^e \quad (28)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_{lr} i_{qr}^e + M(i_{qs}^e + i_{qr}^e) = L_r i_{qr}^e + M i_{qs}^e \quad (29)$$

위 식들을 토대로 동기 좌표계상에서 전동기의 등가회로는 그림 9와 같으며 동기 좌표계 상에서의 유도전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ v_{dr}^e \\ v_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pM & -\omega_e M \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & \omega_e M & pM \\ pM & -(\omega_e - \omega_r)M & R_r + pL_r & -(\omega_e - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)M & pM & (\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (30)$$

여기서 p 는 미분연산자이며, 유도전동기 회전자의 v_{dr}^e, v_{qr}^e 은 단락회로로 구성되어 있으므로 항상 영으로 표현할 수 있다. 여러 가지 관측기를 이용하여 속도나 파라메타를 추정하기 위해서는 기준 좌표축을 고정자좌표축에 일치시켜 전압, 전류, 자속 등의 변수들을 일관성 있게 다루면 편리하다. 동기좌표계상에서의 3상 유도전동기의 전압방정식을 고정자 직교좌표계로 표현하면 식(31)과 같으며, 방정식에서의회전하는 각 주파수 ω_r 은 고정자 직교좌표계와 회전자사이의 상대적인 속도차를 의미한다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0_s & pM & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pM \\ pM & \omega_r M & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (31)$$

발생토크식 및 회전자속도의 상태식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{M}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (32)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B_m}{J_m}\omega_r + \frac{T_e - T_L}{J_m} \quad (33)$$

여기서 P_m, J_m, B_m 은 극수, 관성, 점성계수이다.

3.3 유도전동기의 벡터제어

타여자 직류전동기는 전기자에서 만들어지는 기자력(MMF)의 방향이 고정자의 계자권선에서 만들어진 자계와 항상 수직이 되도록 하여 최대토크를 발생시킬 수 있다. 따라서 고정자에서의 자계가 고정되어 있다는 가정하에 전기자전류를 제어하면 토오크제어가 쉽게 해결된다. 유도전동기의 경우 토오크는 3상전류에서 발생하는 회전자계와 이 자계에 따라 회전자에 흐르는 유도전류와의 상호작용에 의해 발생하는데 회전자계와 회전자전류(2차전류)는 고정자전류(1차전류)로부터 공급되어지기 때문에 타여자 직류전동기와 같이 회전자계와 회전자전류를 독립적으로 제어할 수 있는 벡터제어가 개발되었다. 벡터제어란 자속성분전류(회전자계)와 토오크성분 전류(회전자전류)로 분리하여 이들 성분이 직교하도록 하여 최대 토오크가 발생하도록 제어하는 것으로 직류기와 동등한 특성을 얻을 수 있다.

전동기의 고정자전류를 회전자 자속각을 기준으로 제어하는데 이를 자속 기준제어 혹은 벡터제어라고 한다. 이때 자속성분전류는 자속각과 일치하여야 하며 동기회전좌표계의 d^e 축과 일치하도록 하고, 토오크성분 전류는 자속각과 직교하여 동기회전좌표계의 q^e 축과 일치하도록 하여 벡터제어를 수행한다. 따라서 회전자자속의 위치에 대한 정보가 벡터제어를 구현하기 위한 필수 요건이며, 회전자자속의 위치를 결정하는 방법에 따라 벡터제어는

자속 뒤먹임형 벡터제어와 자속 앞먹임형 벡터제어로 구분할 수 있으며, 자속 앞먹임형 벡터제어를 슬립 주파수형 벡터제어라고 한다.

3.3.1 직접형 벡터제어

직접형 벡터제어는 홀소자 등의 회전자자속 검출용 센서를 이용하여 회전자자속을 직접 검출한 후, 얻어진 회전자자속의 위치정보로 좌표변환을 수행하여 고정자전류를 직접 제어하는 방식이다. 그림 10은 직접형 벡터제어의 블록선도이다. 직접형 벡터제어를 구현할 때 어려운 점은 회전자자속의 검출에 있지만, 개선방안으로 최근 관측기를 이용하여 회전자자속을 추정하고, 추정된 회전자자속을 벡터제어에 사용하는 방법이 제안되어지고 있다.

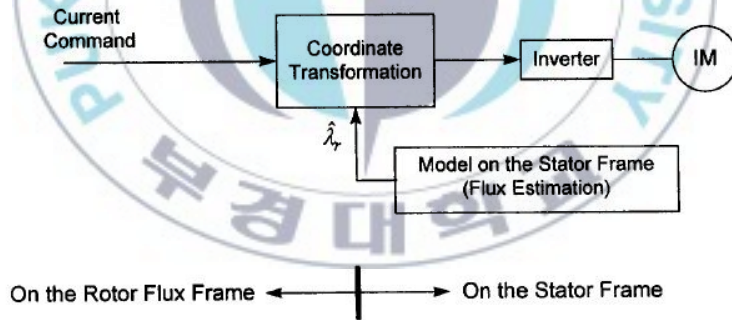


그림 10. 직접형 벡터제어

동기회전좌표계에서 유도전동기의 회전자자속은 식(28)와 식(29)와 같이 표현되고, 회전자자속의 크기는 식(34)으로 표현할 수 있다.

$$|\lambda_r^e| = \sqrt{\lambda_{dr}^{e^2} + \lambda_{qr}^{e^2}} \quad (34)$$

좌표계의 d^e 축을 자속축과 일치시킨다면, q^e 축 자속은 0이 된다. 즉, 식(34)은

$$|\lambda_r^e| = \sqrt{\lambda_{dr}^{e^2}} = |\lambda_{dr}^e| \quad (35)$$

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad (36)$$

과 같이 된다. 이로부터 d^e 축 및 q^e 축성분 전류는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{dr}^e = -\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} \left(\frac{1}{R_r} \right) \quad (37)$$

$$i_{dr}^e = -\frac{\omega_{sl}}{R_r} \lambda_{dr}^e \quad (38)$$

$$i_{ds}^e = \frac{\lambda_{dr}^e}{M} + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} \left(\frac{L_r}{MR_r} \right) \quad (39)$$

$$i_{qs}^e = -\frac{\omega_{sl}}{MR_r} L_r \lambda_{dr}^e \quad (40)$$

회전자자속이 일정하도록 제어하므로 식(37)과 식(39)는

$$i_{dr}^e = 0 \quad (41)$$

$$i_{ds}^e = \frac{\lambda_{dr}^e}{M} \quad (42)$$

가 됨을 알 수 있다. 유도전동기의 순시토크는 전류벡터와 자속벡터의 외적에 의하여 구해지므로 그 크기는 다음과 같다.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{M}{L_r}\right)\lambda_{dr}^e i_{qs}^e \quad (43)$$

즉, 회전자자속을 일정하게 제어하는 경우, 여자성분전류 i_{ds}^e 와 토오크성분 전류 i_{qs}^e 를 타여자 분권 직류전동기의 여자전류 및 전기자전류에 각각 대응시켜 제어할 수 있다. 여자성분전류의 지령치, 토오크성분 전류의 지령치, 위상은 다음과 같다.

$$i_{ds}^{e*} = \frac{\lambda_{dr}^{e*}}{M} \quad (44)$$

$$i_{qs}^{e*} = \left(\frac{4}{3P}\right)\left(\frac{L_r}{M}\right)\left(\frac{T_e^*}{\lambda_{dr}^{e*}}\right) \quad (45)$$

$$|i_s^{e*}| = \sqrt{i_{ds}^{e*2} + i_{qs}^{e*2}} \quad (46)$$

$$\alpha^* = \tan^{-1} \left\{ \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right\} \quad (47)$$

회전자자속좌표상의 고정자전류벡터와 회전자자속의 위치를 고려한다면 고정자의 a상권선에 대한 고정자전류의 위상은 다음과 같이 구하여진다.

$$\theta_{is}^* = \theta_\lambda + \alpha^* \quad (48)$$

θ_{is}^* : 고정자의 a상권선에 대한 고정자전류의 위상각 지령치

θ_λ : 고정자의 a상권선에 대한 회전자자속의 위상각 지령치

실제로 제어할 수 있는 전류는 고정자 좌표계의 3상전류이므로 고정자 3상 전류 지령치를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{as}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} |i_s^{e*}| \cos \theta_{is}^* \quad (49)$$

$$i_{bs}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} |i_s^{e*}| \cos(\theta_{is}^* - \frac{2\pi}{3}) \quad (50)$$

$$i_{cs}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} |i_s^{e*}| \cos(\theta_{is}^* + \frac{2\pi}{3}) \quad (51)$$

3.3.2 간접형 벡터제어

간접형 벡터제어는 슬립각속도 지령치를 회로정수, 자속분 지령전류, 토오크분 지령전류로부터 계산하고 이 값에 검출된 유도전동기의 실제 회전각속도를 가산하고 적분하여 동기속도로 회전하는 예측된 자속각주파수를 추정하여 제어를 행하는 방법이다. 그림 11은 간접형 벡터제어의 블록선도이다. 간접형 벡터제어는 직접형 벡터제어와 같이 별도의 자속검출센서를 생략할 수 있기 때문에 유도전동기에 적용할 수 있는 범용성을 가지며 디지털제어를 위한 소프트웨어 처리에도 용이하다. 그러나 슬립주파수형 벡터제어에 있어서는 회전자자속을 추정하기 위하여 유도전동기 회로정수를 사용하기 때문에 유도전동기의 회로정수에 대한 감도가 매우 높다는 단점을 가지고 있다. 간접형 벡터제어를 설명하기 위해 고정자 전류벡터를 각 기준축으로 분해한 페이지도는 그림 12와 같다.

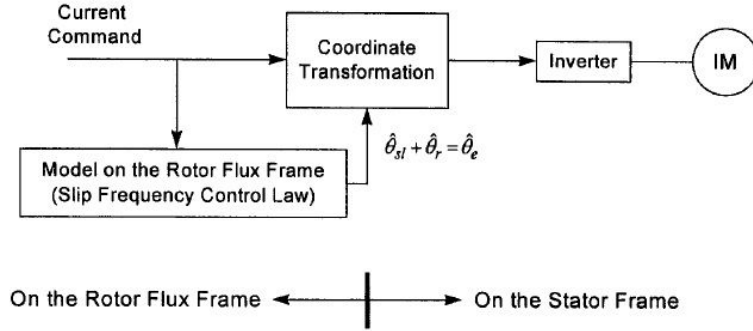


그림 11 간접형 벡터제어

그림 11에서 볼 수 있듯이 d-q축은 고정자축에 고정되어 있고, $d^e - q^e$ 축은 동기각속도 ω_e 로 회전하며, 회전자 자속축은 d^e 축과 일치하며 회전자축에 대해 슬립각 θ_{sl} 를 유지하면서 회전한다. 따라서 고정자전류는 여자분 전류 i_{ds}^e 와 토크분 전류 i_{qs}^e 로 분리하여 제어함을 알 수 있다. 회전자의 실제 각속도 ω_r 과 슬립각속도 ω_{sl} 의 합은 자속의 회전각속도 ω_e 가 되며 이는 간접형 벡터제어의 기본이 된다. 식(23)과 식(24)의 회전자 전압방정식과 (27)와 (28)의 회전자의 쇄교자속 식으로부터 $d^e - q^e$ 축 회전자전류 성분은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r}(\lambda_{dr}^e - M i_{ds}^e) \quad (52)$$

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r}(\lambda_{qr}^e - M i_{qs}^e) \quad (53)$$

위의 식을 회전자전압 방정식에 대입하여 전개하면 다음과 같다.

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e - \frac{M}{L_r} R_r i_{ds}^e - \omega_{sl} \lambda_{qr}^e = 0 \quad (54)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^e - \frac{M}{L_r} R_r i_{qs}^e - \omega_{sl} \lambda_{dr}^e = 0 \quad (55)$$

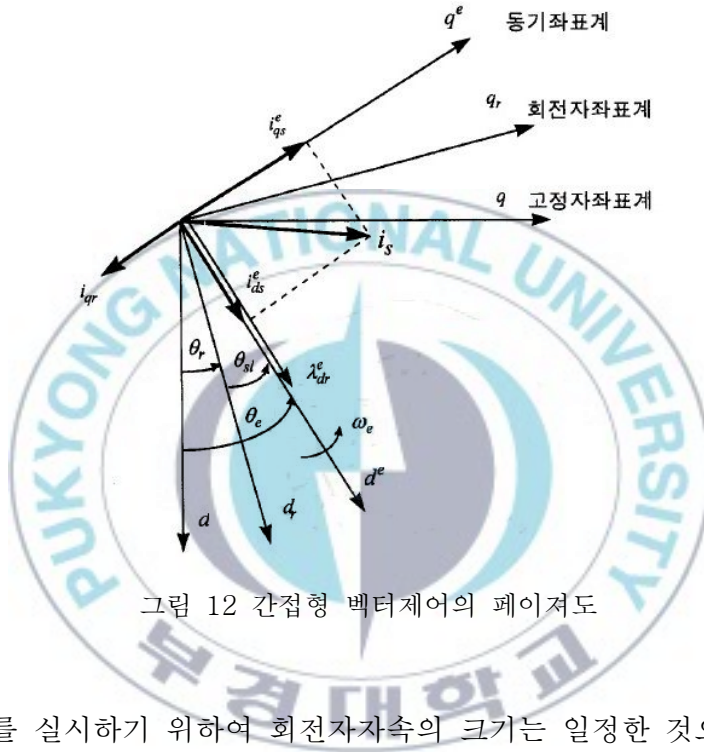


그림 12 간접형 벡터제어의 페이지도

벡터제어를 실시하기 위하여 회전자자속의 크기는 일정한 것으로 보고, 동기좌표계의 d^e 축과 회전자 자속축을 일치시킨다면 식 (36)와 같다. 식(36)을 식(54)과 식(55)에 대입하여 전개하면 다음의 수식을 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (56)$$

$$\lambda_{dr}^e = M i_{ds}^e \quad (57)$$

유도전동기의 토크식은 식(43)와 같으며, 식(56)의 슬립각속도 지령치에

유도전동기의 실제 회전각속도를 가산하고 적분하여 동기속도로 회전하는 예측된 회전자자속 각주파수를 추정할 수 있다.

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_{sl} + \omega_r) dt \quad (57)$$

이때 동기 회전자좌표계상에서의 자속성분전류 및 토오크성분전류의 지령치는 다음과 같다.

$$i_{ds}^{e*} = \frac{1}{M} \lambda_{dr}^e \quad (58)$$

$$i_{qs}^{e*} = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L_r}{L_m} \frac{1}{\lambda_{dr}^e} T_e \quad (59)$$

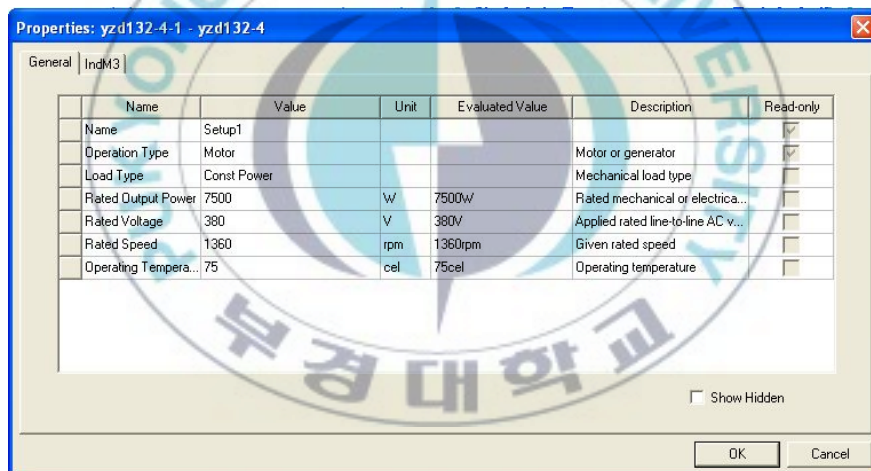
따라서 식(57)에서 얻어진 회전자자속의 위상으로부터 식(58)와 식(59)의 동기 회전자좌표계상에서의 자속성분전류 및 토오크성분 전류를 이용하여 식(19)와 같이 고정자 직교좌표계로 변환한 후 식(15)을 이용하여 다시 3상 변환하면 실제로 제어할 수 있는 고정자 좌표계의 3상 전류지령치를 얻을 수 있다.

제 4 장 특성 해석 결과 및 고찰

4.1 농형 유도 전동기 구동조건

농형 3상 유도전동기의 회전자 형태에 따른 특성을 알아보기 위하여 상용 설계프로그램인 Rmxpert를 이용하였다. 표 1은 모델링 대상 3상 농형 유도 전동기의 사양을 나타낸다. 그림 13은 설계된 유도전동기의 단면도를 나타내며 설계 등급 중에서 A에 해당되며, 그림 14는 회전자의 형태가 변형된 설계 등급 D의 농형 유도전동기의 단면도이다.

표 1. 3상 농형 유도 전동기 사양



Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only
Name	Setup1				☒
Operation Type	Motor			Motor or generator	☒
Load Type	Const Power			Mechanical load type	☐
Rated Output Power	7500	W	7500W	Rated mechanical or electrica...	☐
Rated Voltage	380	V	380V	Applied rated line-to-line AC v...	☐
Rated Speed	1360	rpm	1360rpm	Given rated speed	☐
Operating Tempera...	75	cel	75cel	Operating temperature	☐

☐ Show Hidden

OK Cancel

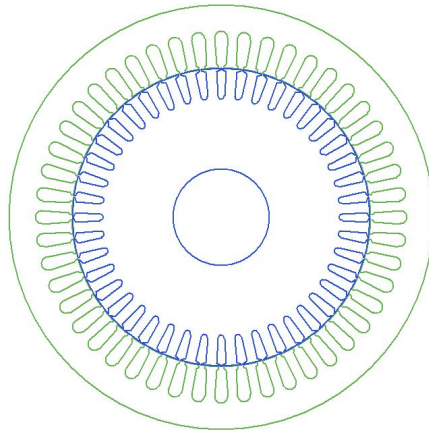


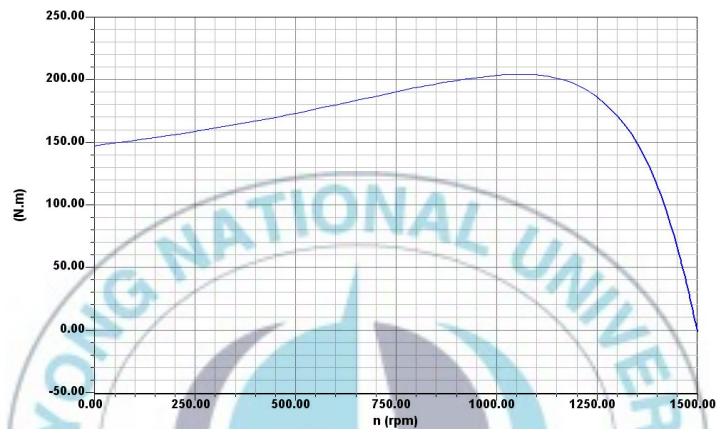
그림 13. 설계 등급 A의 농형 유도전동기 단면도



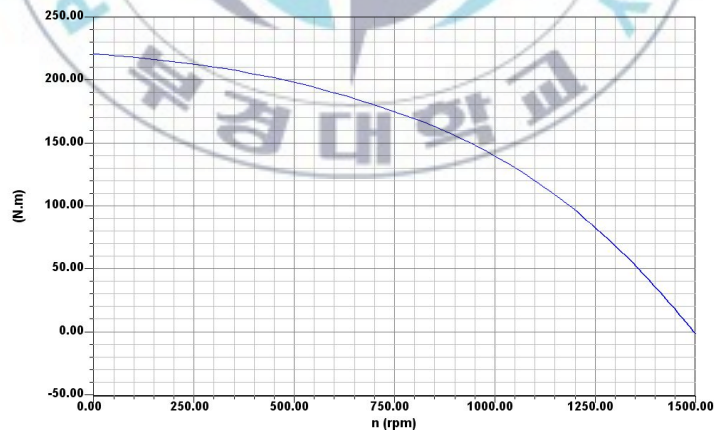
그림 14. 설계 등급 D의 농형 유도전동기 단면도

4.2 특성 해석 결과 및 고찰

그림 15는 설계 등급 A와 D에 대한 토오크 대 속도 그래프를 나타낸다. 이론에서 확인한 바와 같이 설계 등급 D의 기동토오크가 설계 등급 A의 기동토오크보다 매우 크게 발생함을 확인할 수 있다.



(a) 설계 등급 A



(b) 설계 등급 D

그림 15. 회전자 형태에 따른 토오크 대 속도 특성

앞 장에서 설명했던 벡터제어법을 이용하여 농형 유도전동기의 속도제어를 전력전자 해석 프로그램인 Simplerer를 이용하여 구현하였다. 그림 16은 구현한 속도제어 블록도이며 직접벡터제어와 간접벡터제어 모두 실현이 가능하다. 그림 17은 직접벡터제어시의 기준속도와 발생속도, 3상 전류, d축 기준전류 및 발생전류, q축 기준전류 및 발생전류를 나타낸다. 기준속도는 사다리꼴 모양이며 d축 전류는 자속성분을 나타내므로 일정하게 발생함을 알 수 있으며 q축 전류는 토크 성분이므로 발생토크와 같은 파형이 나타남을 알 수 있다. 기준속도에 발생속도가 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 18은 간접벡터제어시의 특성 해석 결과를 나타내며 기준값과 발생값이 잘 일치함을 알 수 있다.

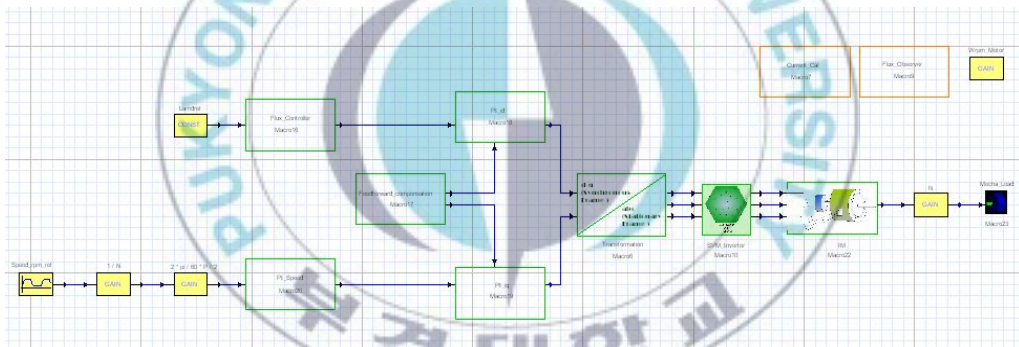
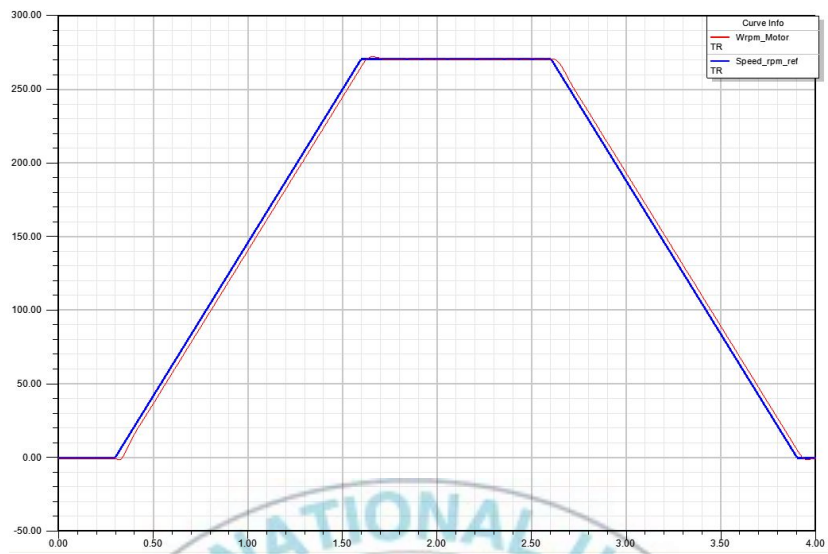
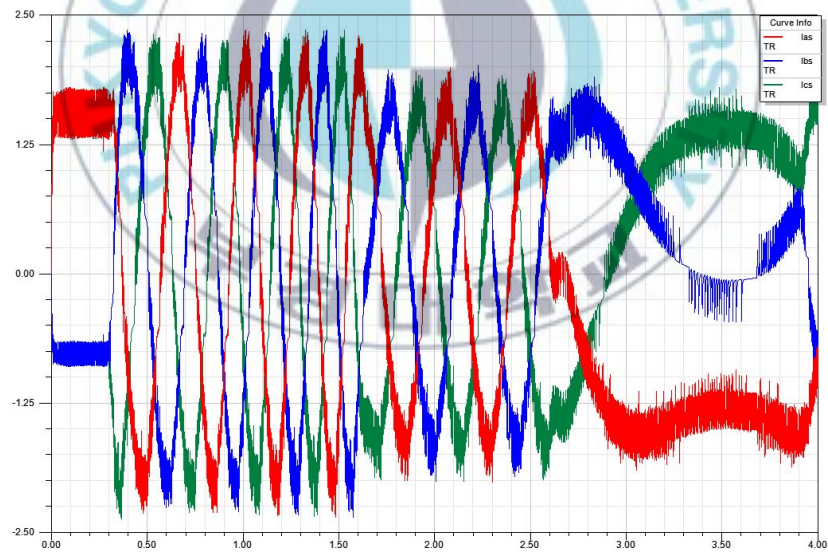


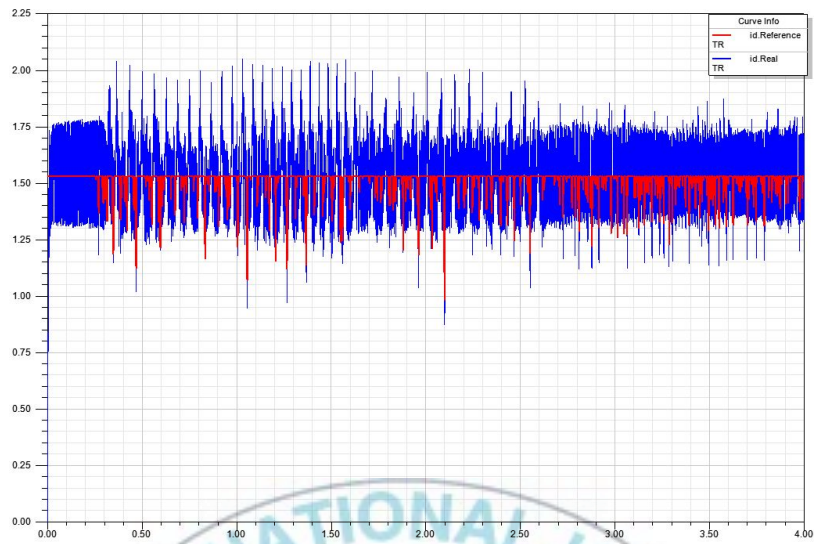
그림 16. 농형 유도전동기의 벡터제어 블록도



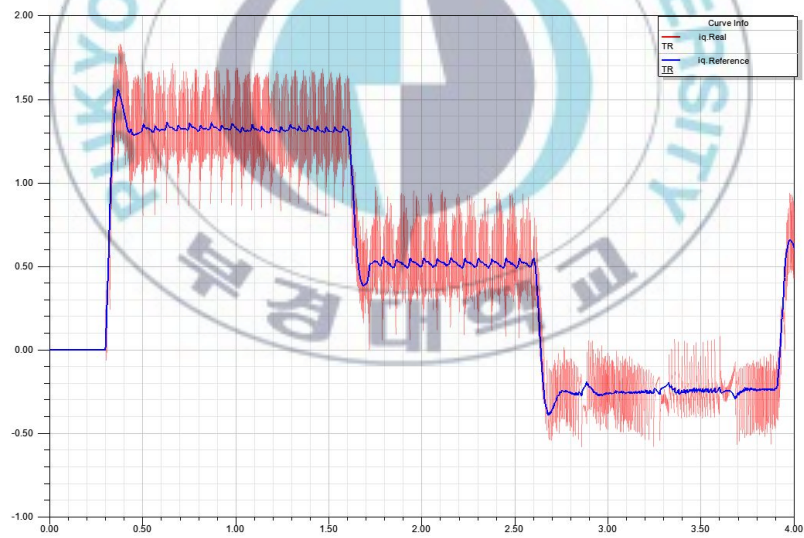
(a) 속도 특성



(b) 3상 전류 특성

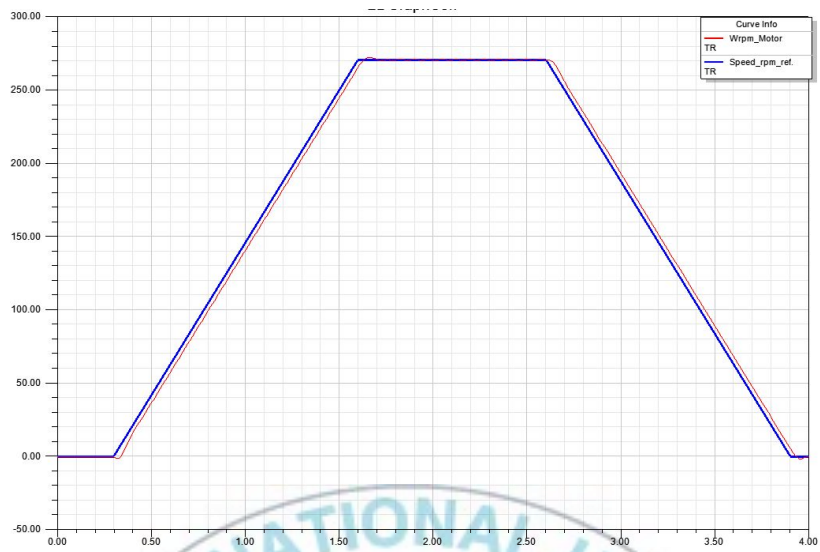


(c) d축 전류 특성

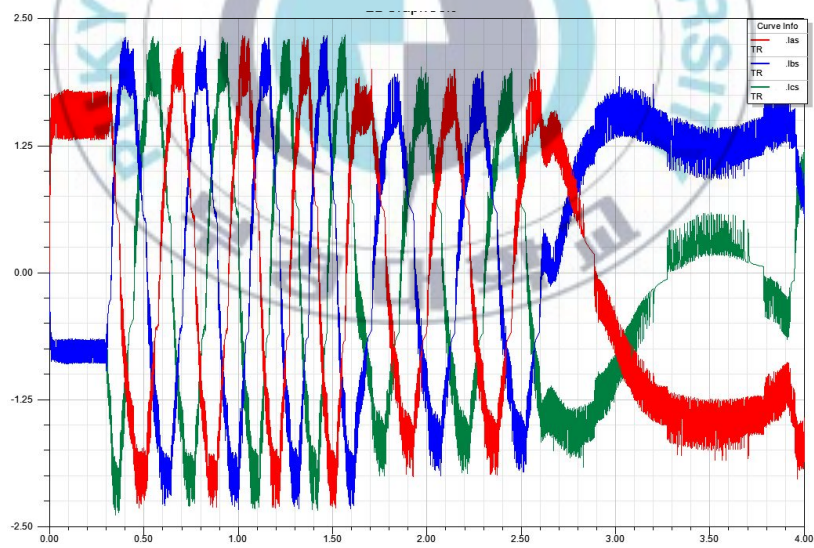


(d) q축 전류 특성

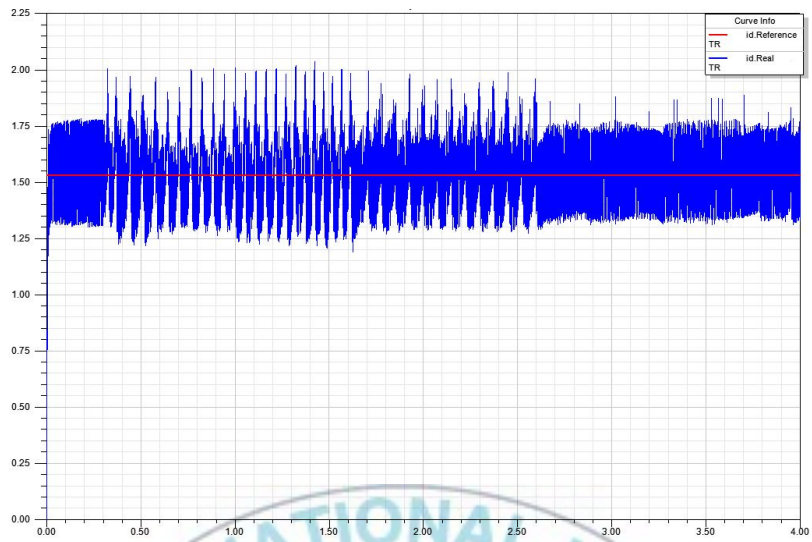
그림 17. 직접벡터제어시의 특성 결과



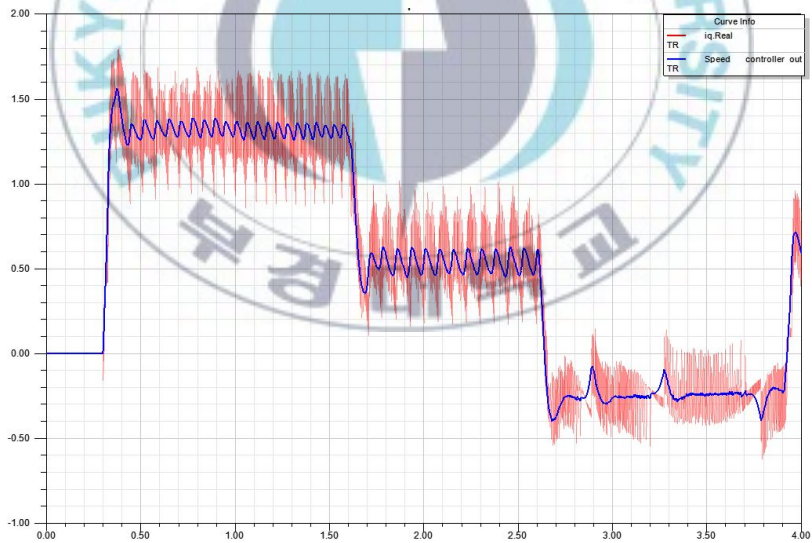
(a) 속도 특성



(b) 3상 전류 특성



(c) d축 전류 특성



(d) q축 전류 특성

그림 17. 직접벡터제어시의 특성 결과

제 5 장 결 론

본 논문에서는 상용 전력전자 해석 소프트웨어인 Simplorer를 이용한 3상 농형 유도전동기의 벡터제어에 대하여 서술하였다.

먼저 상용 설계 프로그램인 Rmxpert를 이용하여 유도전동기를 간단하게 설계한 후 회전자 바의 변화에 따른 특성을 파악하였으며, Simplorer를 이용하여 벡터제어의 드라이브를 구성하였고 직접 벡터제어와 간접 벡터제어를 이용한 속도제어를 구현하였다.

회전자 형상에 대한 특성 해석 결과 설계 등급 A의 기동 토크가 설계 등급 D의 기동 토크 보다 작게 발생됨을 확인하였다.

또한 Simplorer를 이용한 벡터제어 드라이브를 이용하여 직접 벡터제어와 간접 벡터제어의 속도제어한 결과 기준속도와 발생속도가 모두 잘 일치함을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] F.Blascke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines," Siemens Review, No.5, pp217-220,1972.
- [2] A.Nabae et. al., "An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply," IEEE Trans.IA, Vol.IA-16, No.3, pp342-350,1980.
- [3] G.Vergheese, S.Sander, "Observer for Flux Estimation in Induction Machines," IEEE Trans.IE, Vol.35, No.1, pp85-94,1988.
- [4] H.Kubota, K.Matsuse, "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability," T.IEE Japan, Vol.111-D, NO.3, pp188-194,1991.
- [5] Y.Hori, "Implementation of Discrete Time Flux Observer for Induction Machine and its Sensitivity Reduction to Machine Parameter Variation," T.IEE Japan, Vol.108.D, No.7, pp.665-671,1988.
- [6] Y.Hori, V.Cotter, Y.Kaya, "Control Theoretical Consideration Relating to an Induction Machine Flux Observer," T.IEE.Japan, Vol.119.B, pp.1001-1008,1986.
- [7] T.Umeno, Y.Hori, H.Suzuki, "Design of the Flux Observer Based Vector Control System of Induction Machines Taking Robust Stability into Consideration," T.IEE Japan, Vol.110-D, No.4, pp.333-342,1990.
- [8] H.Nakano, I.Takahashi, "Sensorless Field Oriented Control of an Induction Motor Using an Instantaneous Slip Frequency Estimation Method," IEEE PESC, pp847-854,1988.
- [9] N.P.Rubin, R.G.Harley, G.Diana, "Evaluation of Variable Slip Estimation Techniques for Induction Machine Operation Under Field Oriented Control Condition," IEEE IAS, pp595-600,1990.
- [10] Y.Xue, X.Xu, T.G.Habetler, D.M.Diavan, "A Stator Flux-Oriented Voltage Source Variable-Speed Drive Based on DC Link Measurement," IEEE Trans.IA, Vol1A-27, No.5, pp.962-969,1991.

- [11] M.Ishida, K.Iwata, "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utility Rotor slot Harmonics," IEEE Trans. IA, Vol.IA-20, No.3, 1984.
- [12] A.Ferrah, K.G.Bradley, G.M.Asher, "Sensorless Speed Detection of Inverter Fed Induction Motors Using Rotor Slot Harmonics and Fast Faurier Transform," IEEE PESC, pp.279-288, 1992.
- [13] A.Abbondanti, M.Brennen, "Variable Speed Induction Motor Drives Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltage and Currents," IEEE Trans. IA, Vol.1A-11, No.5, pp.483-488, 1975.
- [14] H.Nakano, S.Horie, T.Matuo, K.Iwata, "Vector Control System for Induction Motor using a Speed Estimation Based on Instantaneous Slip Frequency Principles," T.IEE Japan, Vol.107-D, No.5, pp650-657, 1987.
- [15] T.Ohtani, N.Takada, K.Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder," IEEE Trans.IA, Vol.28, No.1, pp.157-164, 1992.
- [16] H. Sugimoto, S.Tamai, M.Yano, "Speed Sensor-Less Vector Control of Induction Motor Using Model Reference Adaptive System," T.IEE Japan, Vol.108-D, No.3. pp.306-313, 1988.
- [17] G.Yang, T.Chin, "MRAS Based Speed Sensorless Control Scheme with Stator Resistance Identification Function for Vector Controlled Induction Motor Drives," T.IEE Japan, Vol.111-D, No.11, pp. 945-953, 1991.
- [18] C.Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers," IEEE IAS, pp.493-499, 1989.
- [19] H.Kubota, K.Matsue, "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability." T.IEE Japan, vol.111-D, No.3, pp.188-194, 1991.

A Vector Control of the 3-phase Induction Motor by Simplorer

Se-Do Jang

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Industry

Pukyong National University

Abstract

The induction motor is the most important one because of its simplicity, low cost and ease of operation. It is relatively cheap, rugged and biggest possible machine, is taken as the plant because it can be built without brush or commutators. In addition, to get control performance better than DC machine the modeling of induction motor is designed by vector control. By the vector control of the induction motor, it is shown that the control performance of the induction motor is better than that of DC motor. The many papers deals with the vector control of the induction motor are presented.

This paper deals with the vector control of the induction motor by Simplorer which is commercial software. Firstly, the general induction motor is designed by Rmxpert and the characteristics of the induction motor are analyzed as the variation of the rotor bar shape. Secondly, the vector drive system is designed to get an information about the direct and indirect vector control.

감사의 글

본 논문이 결실을 맺을 수 있도록 지도와 많은 격려를 아끼지 않으신 박한석 지도교수님께 깊은 감사를 드리며 아울러 바쁘신 가운데도 세심한 검토와 조언으로 심사를 해 주신 우경일 교수님, 권성열 교수님을 비롯한 전기공학과 교수님들께도 깊은 감사를 드립니다.

많은 조언과 지도편달을 하여주신 한국폴리텍 VII대학 울산캠퍼스 김휘철 교수님, 김복현 교수님, 울산과학대학 전기전자학부 심광열 교수님, 조현철 교수님을 비롯한 학부 교수님들께도 감사의 마음을 전합니다.

오늘이 있기까지 만학의 어려움 속에서도 대학원 생활을 무사히 마칠 수 있도록 이해와 배려를 해준 사랑하는 아내 조미희와 가족들에게도 고마움을 전하며 기쁨을 함께 나누고 싶습니다.

끝으로 이 작은 결실을 맺기까지 성원 해 주신 저를 아는 모든 분들에게도 감사의 마음을 전 합니다.

2011년 12월
張世道