



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

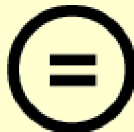
다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

인버터 驅動 3相 誘導電動機의 效率 測定



2020年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

南 吉 童

工學碩士 學位論文

인버터 驅動 3相 誘導電動機의 效率 測定

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2020 年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

南 吉 童

이 論文을 南吉童의 工學碩士
學位 論文으로 認准함

2020 年 2 月

主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 文 相 弼 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

목 차

Abstract	ii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 유도전동기	2
2.1 기본구조	2
2.2 회전자계	3
2.3 운전특성	7
2.4 회전자 형태에 따른 특성	9
제 3 장 손실분리법	13
3.1 손실분리법	13
제 4 장 PWM 인버터	21
4.1 인버터 개요	21
4.2 PWM 인버터	22
4.3 3상 인버터	26
제 5 장 결과 고찰	35
5.1 인버터 구동 3상 유도전동기 효율 측정	35
5.2 정현파 구동 3상 유도전동기 효율 측정	41
제 6 장 결 론	48

참고문헌	49
------------	----



Efficiency Measurement of Inverter-fed Three-phase Induction Motor

Gil-Dong, Nam

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Industry

Pukyong National University

Abstract

In general, the 3 phase induction machine is the most widely used machine in industry and consumes much power because its structure and manufacture are very simple and maintenance fee is low. But the efficiency of 3 phase induction motors is lower than the other machines because of lots of losses.

The inverter is widely used to control the speed of 3 phase induction motor. The amount of power could be decreased by using the inverter. But the efficiency of inverter-fed 3 phase of induction motor is low because the input voltage has many harmonic waves.

This paper describes on the efficiency measurement of an inverter-fed 3 phase induction motor. The loss separation method was used to calculate the efficiency of inverter-fed and sinusoidal voltage-fed 3 phase induction motors. From the test results, it is known that the efficiency value of an inverter-fed 3 phase induction motor is lower than that of a sinusoidal fed machine because of the core loss and rotor loss.

제 1 장 서 론

전동기는 전력을 이용하여 기계 동력을 발생하는 기기로서 전기에너지를 기계 에너지로 변환하는 장치이며 펌프, 송풍기, 압축기 등을 구동하는 구동기로서 산업 현장에서 가장 많이 사용되고 있으며 중요한 역할을 담당하고 있다. 전동기는 단일 품목으로 많은 양의 전력을 소비하고 특히 3상 유도전동기는 구조가 간단하고 견고하며 브러시가 없기 때문에 보수가 거의 필요 없는 장점을 가지고 있다.

전동기의 속도를 제어해주는 장치인 인버터는 내부에 교류전원을 받아 직류로 만드는 컨버터라는 것이 들어가 있는데 만들어진 직류를 가지고 다시 교류로 만들어 준다. 이처럼 인버터를 사용하게 되면 전동기 속도를 제어해주기 때문에 에너지 낭비가 덜하며 보다 더 효율적으로 작동함으로써 소음방지 효과와 함께 제품 수명도 향상되는 장점이 있다. 그러나 인버터를 사용하게 되면 입력 전압에 고조파가 포함되어 정현파 입력 전압에 비해 전동기 구동시 손실이 더 발생한다는 단점도 있다. 또한 에너지 자원의 고갈로 인해 전동기의 효율에 관심이 집중되어 있으며, 현재 전동기의 효율 기준은 정현파 구동시의 효율을 따르고 있으므로 인버터 구동시의 효율 측정에도 관심이 높아지고 있다.

본 논문에서는 인버터 구동 3상 유도전동기의 효율 측정에 대하여 고찰한다. 정현파 구동 및 인버터 구동 3상 유도전동기의 시험 데이터를 이용하여 손실 분리법으로 효율을 계산하고 인버터 구동시 발생하는 추가적인 손실에 대한 내용들을 검토한다.

제 2 장 유도전동기

2.1 기본 구조

3상 유도전동기의 3상 권선은 전동기 프레임 내부에 있는 고정자 슬롯 속에 설치되어 있다. 회전자 철심은 성층된 강자성체를 사용하며 철심의 표면에는 슬롯이 절단되어 있다. 회전자 권선의 형식은 농형 또는 권선형이다. 그림 1(a)는 3상 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 3상 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.

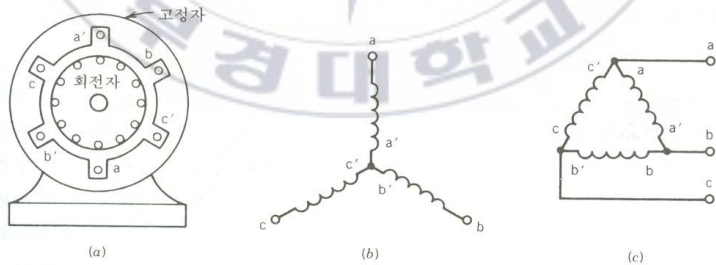


그림 1. 3상 농형유도기.

(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 상 권선에 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 상 권선은 정현파에 가까운 기자력 파형을 발생하며 공간에서 서로 $2\pi/3$ 전기적으로 떨어져 있다.

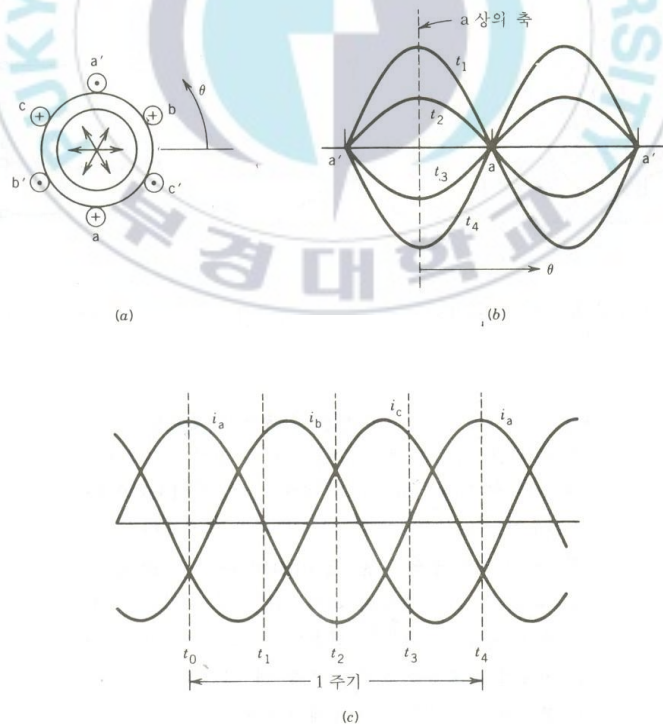


그림 2. 기자력 파형

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 상 전류와 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 상 전류의 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.

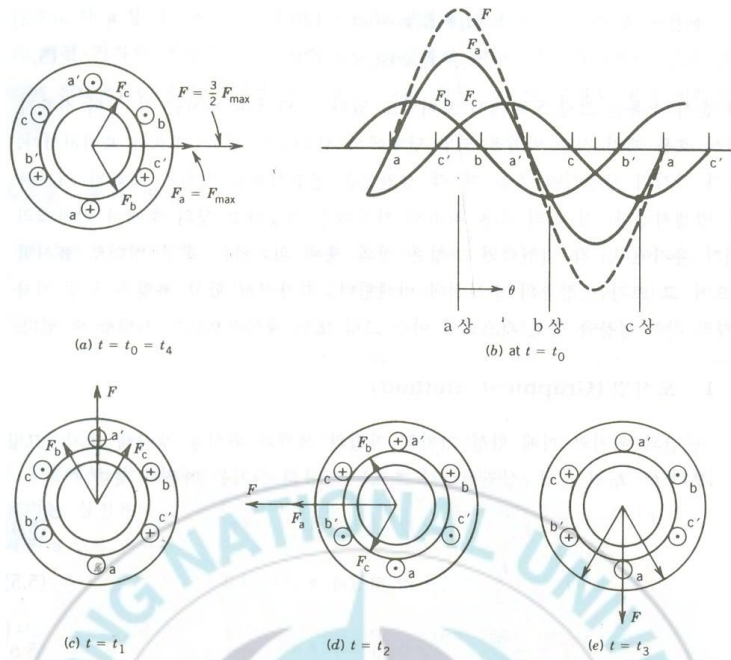


그림 3. 그림 형식으로 보여주는 회전 자계:
여러 순간의 기자력

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 파형의 분당 회전수는 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 순서를 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 법칙에 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 s 라고 하며, 이를 정의하면

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

만약, 당신이 회전자 위에 앉아 있다면 당신은 회전자가 회전 자계에 대해 슬립 회전수는 $slip\ rpm = N_s - N = sN_s$ 로서 미끄러지는 것을 알 수 있을 것이다. 회전자 회로에서 유기되는 기전력과 전류의 주파수 f_2 는 이러한 슬립 회전수에 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 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 회전 자축의 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 고 저항으로 설계하면 전동기의 기동 토크가 상당히 높아지지만 정상 동작 상태에서 슬립도 아주 높아진다는 것이다. 높은 회전자 저항을 가진 전동기는 좋은 기동 토크를 가지지만 정상 동작 상태에서의 효율이 나빠진다. 반면에, 낮은 회전자 저항을 가진 전동기는 낮은 기동 토크를 가지지만 정상 동작상태에서 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 회전자 설계에서 누설 리액턴스를 이용함으로써 이 효과를 얻을 수 있다.

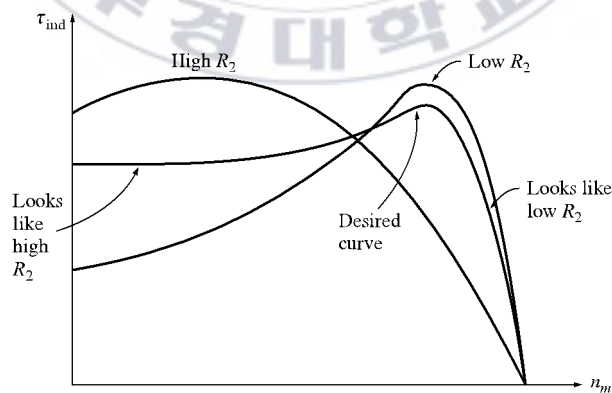


그림 4. 저속(고 슬립)에서의 고 저항영향과
고속(저 슬립)에서의 저 저항영향을 결합한 토크-속도 특성곡선.

유도전동기 등가회로에서 리액턴스는 언급된 회전자 누설 리액턴스의 형태로 나타난다. 누설 리액턴스는 고정자 권선과 결합하지 않는 회전자 자속에 의한 것임을 상기하자. 일반적으로 회전자 바 또는 바의 일부분이 고정자에서 멀어 질수록 회전자 바 자속 중에서 점점 작은 량의 자속이 고정자에 도달하기 때문에 그것의 누설 리액턴스는 증가하게 된다. 그러므로 만약 농형 회전자 바가 거의 회전자의 표면에 놓여 있다면 누설 자속이 아주 작아지게 되고 리액턴스는 등가회로에서 작아질 것이다. 반면에, 회전자 바가 회전자 표면에서 깊이 놓여 있다면 누설 자속이 많아지고 회전자 리액턴스는 더 증가한다.

예를 들어 그림 5(a)는 회전자에서 바의 단면을 보여주는 회전자 코아 적층판의 그림이다. 그림에서 회전자 바는 상당히 크고 거의 회전자 표면에 놓여 있다. 이 같은 설계는 저 저항 낮은 누설 리액턴스와 X_2 를 가질 것이다. 회전자 저항이 낮기 때문에 탈출 토오크는 거의 동기속도 근처에서 존재하고 전동기는 상당히 효율적이다. 그러나 회전자 저항이 작기 때문에 전동기의 기동 토오크가 작아지고 기동전류는 높아진다. 이런 형태의 설계를 NEMA 설계등급 A라고 부른다. 이것은 전형적인 유도전동기이고, 그 특성은 권선형 회전자 전동기에 별도의 저항을 삽입하지 않았을 경우의 것과 근본적으로 동일하다. 이것의 토오크-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 때문에 회전자 누설 리액턴스가 적게 되고 이 전동기는 권선형 유도전동기의 회전자에 임시저항을 삽입한 경우와 매우 유사하다. 큰 회전자 저항 때문에

이 전동기는 고 슬립에서 탈출 토크를 가지고, 기동 토크는 상당히 높다. 이러한 형태의 회전자 구조를 가진 농형 전동기를 NEMA 설계등급 D라고 부른다. 이것의 토크-속도 특성을 그림 6에 나타내었다.

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

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



그림 5. 회전자 바의 단면을 보여주는 전형적인 농형 유도전동기 회전자의 적층판
 (a) NEMA 설계등급 A - 표면근처에서 큰 바 (b) NEMA 설계등급 B - 크고
 깊은 회전자 바 (c) NEMA 설계등급 C - 2중 농형 회전자 설계 (d) NEMA
 설계등급 D - 표면근처에서의 작은 바

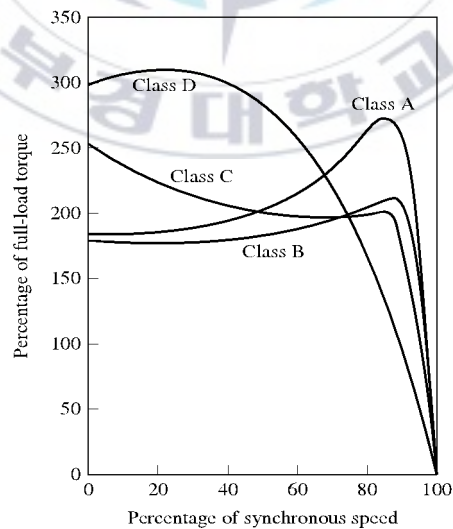


그림 6. 여러가지 회전자 설계에 의한 전형적 토오크-속도 곡선

제 3 장 손실 분리법

유도전동기 시험규격은 1972년 IEC 60034-2가 처음으로 제정되었다. 이 규격은 실부하법만으로 이루어져 있으며, 손실 분리법과 입·출력을 직접 측정하는 방법으로 구분된다. 직접 측정하는 방법은 표류부하손의 제약치를 설정하여 정격출력시에 정격입력의 0.5[%]로 하고 있다. 그러나 표류부하손은 제작 및 설계방법 등에 의해 크게 달라질 수 있으며, 일반적으로 수 kW ~ 수천 kW에 대해서 2.0 ~ 0.5[%]의 값이 된다. 따라서 손실의 합에 의한 방법으로 효율을 구하는 경우 수백 kW 이하의 중소형 용량 범위에서는 계산 정도의 신뢰성을 보장할 수 없는 경우도 있다. 또 다른 평가 방법인 등가 회로법은 고정자 저항 DC 시험법, 무부하 시험법 그리고 구속시험을 통하여 유도전동기의 등가회로 파라미터를 구한 후 계산식에 의하여 효율을 계산하는 방법이다.

3.1 손실 분리법

시험은 다음의 순서로 진행하여야 한다. 만일 시험이 연속적으로 진행될 수 없는 상황이라면 시험의 온도조건을 다시 맞춘 후 진행하여야 한다.

1) 시험전 기동기의 온도측정

R_a : 주위온도에서 측정한 고정자 선간저항

θ_i : 주위온도에서 측정한 고정자 권선의 온도

2) 온도상승시험

정격부하를 건 상태에서 온도포화가 일어날 때까지 계속 운전하여 온도포화시점에 도달하면 다음의 측정을 한다.

R_N : 온도상승시험 마지막 단계에서 측정한 고정자 선간저항

θ_N : 온도상승시험 마지막 단계에서 측정한 고정자 권선의 온도

θ_C : 기준 냉각재 온도 (물 또는 공기를 사용할 경우)

저항법의 경우 측정시간은 다음과 같다.

50[kW] 이하 : 30초

50[kW]를 초과하고 200[kW] 이하인 경우 : 90초

200[kW]를 초과하고 5000[kW] 이하인 경우 : 120초

5000[kW]를 초과하는 경우 : 협의에 따름

3) 부하시험

아래 6개의 부하점에서 순서대로 운전하여 다음의 측정을 한다.

1) 150[%] 부하

2) 125[%] 부하

3) 100[%] 부하

4) 75[%] 부하

5) 50[%] 부하

6) 25[%] 부하

U : 단자전압

I : 선전류

T_d : 토크센서에서 읽은 값

f : 전원 주파수

n : 회전속도

R : 고정자 선간의 직류저항

단, R 의 측정은 150[%] 부하 운전직전, 25[%] 부하 운전 후에 한다. 단, 고정자 권선 온도를 측정하는 방식으로도 저항 R 을 구할 수 있다.

4) 무부하시험

무부하시험직후 모터를 부하장치에서 분리한 후 정격전압의 125[%]에서부터 시작하여 20[%]의 전압까지 (전류가 최소값에 도달하여 상승하기 직전까지) 최소 4개소의 전압값을 인가하여 다음의 측정을 한다.

U_0 : 무부하시의 단자전압

I_0 : 무부하시의 선전류

P_0 : 무부하시의 입력

R_0 : 무부하시의 고정자 선간저항

단, R_0 의 측정은 125[%] 전압 운전직전, 25[%] 전압 운전 후에 한다. 단, 고정자 권선 온도를 측정하는 방식으로도 저항 R 을 구할 수 있다.

5) 효율

효율은 온도보정 및 손실분리를 통하여 산출한다.

5.1) 무부하 손실의 측정

다음 식에서 무부하 손실을 계산한다.

$$P_k = P_o - (I^2 R)_o = P_f + P_{FE} \quad (15)$$

여기서,

P_o : 정(CONSTANT)손실

P_o : 무부하 입력

$(I^2 R)_o$: 무부하시의 고정자 권선 손실

P_f : 풍손 및 마찰손

P_{FE} : 철손

5.2) 풍손 및 마찰손

무부하시험 중 정격전압 50[%] 이하에서 기록된 전압값의 제곱을 X축에 놓고 정손실 P_k 를 Y축에 표시하여 영전압까지 직선을 가정하여 그렸을 때 영전압 축의 절편값이 풍손 및 마찰손 P_f 이다.

5.3) 철손

60 ~ 125[%]의 전압값 50[%] 이하에서 기록된 전압값의 제곱을 X축에 놓고 정손실 P_k 를 구하고 전압 U_o 에 대한 곡선에서 그 값들을 기입한다. 단, 이 경우 권선저항에서의 전압강하로 인한 영향을 보완하기 위해 부

하점 각각의 철손은 다음 수식에서 얻어지는 감소전압 U_r 에 대하여 구한다.

$$U_r = \sqrt{\left(U - \frac{\sqrt{3}}{2} IR \cos \theta\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} IR \sin \theta\right)^2} \quad (16)$$

$$\cos \theta = \frac{P_1}{\sqrt{3} UI} \quad (17)$$

$$\sin \theta = \sqrt{1 - \cos^2 \theta} \quad (18)$$

부하점 각각에서 위의 U_r 에 대한 정손실 P_k 를 구하고 이 값에서 풍손 및 마찰손을 빼서 철손을 구한다.

$$P_{FE} = P_k - P_f \quad (19)$$

5.4) 표류부하손

1) 고정자 권선 손실

다음 등식으로 위에서 측정한 6개 부하점에서의 고정자 권선 손실을 구한다.

$$(I^2 R)_S = 1.5 I^2 R \quad (20)$$

2) 회전자 권선 손실

다음 등식으로 위에서 측정한 6개 부하점에서의 회전자 권선 손실을 구한다.

$$(I^2R)_r = (P_1 - (I^2R)_s - P_{FE})_s \quad (21)$$

3) 출력

다음 등식으로 위에서 측정한 6개 부하점에서의 출력을 구한다.

$$P_2 = 2\pi Tn \quad (22)$$

단, $T = T_d + k_d$ (k_d 는 토크의 보정값)

4) 잔류손실

잔류손실은 다음의 등식에서 구하며 슬립값에 해당한다.

$$P_L = P_1 - P_2 - (I^2R)_s - P_{FE} - P_f - (I^2R)_r \quad (23)$$

5) 잔류손실값의 평활화

다음의 식과 같이 부하토크 제곱의 함수로 P_L 을 표시하여 선형 회귀 분석으로 잔류손실값을 평활화한다.

$$P_L = AT^2 + B \quad (24)$$

단, A와 B는 보정계수이다.

6) 표류부하손

기울기 상수 A 가 구해지면 표류부하손은 다음의 등식에서 구해진다.

$$P_{LL} = A T^2 \quad (25)$$

5.5) 온도보정

1) 고정자 권선 손실의 보정

기준 냉각재 온도 $25[^\circ\text{C}]$ 에 맞추어 보정된 R_N 로부터 구한 고정자 권선 저항을 사용하여 각각의 부하점에서 보정된 고정자 권선 손실을 구한다.

$$(I^2 R_{SS}) = 1.5 I^2 R_S \quad (26)$$

단, R_S 는 R_N 값을 다음 식을 사용하여 기준 냉각재 온도 $25[^\circ\text{C}]$ 에 맞추어 보정한 값이다.

$$R_S = R_N \frac{235 + \theta_N + 25 - \theta_a}{235 + \theta_n} \quad (27)$$

2) 회전자 권선 손실의 보정

부하점 각각에서 보정된 회전자 권선 손실은 각 점에서 기준 냉각재 온도 $25[^\circ\text{C}]$ 에 맞추어 보정된 슬립값과 각 부하점에서 보정된 고정자 권선 손실을 이용하여 다음과 같이 구한다.

$$(I^2R)_{rs} = (P_1 - (I^2R)_{ss} - P_{FE})_{ss} \quad (28)$$

3) 보정된 출력

부하점 각각에서 보정된 출력은 측정된 입력에서 전동기에 대한 총 손실의 보정값을 뺀 값이다.

$$P_2 = P_1 - P_{LL} - (I^2R)_{ss} - P_{FE} - P_f - (I^2R)_{rs} \quad (29)$$

5.6) 효율

다음 등식을 사용하여 부하점 각각에 대한 효율 η 을 퍼센트로 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100 \quad (30)$$

제 4 장 PWM 인버터

4.1 인버터 개요

전력전달의 관점에서 인버터란 그림 7과 같이 직류전압(전류)을 교류전압(전류)으로 변환하며 평균전력이 직류측으로부터 교류측으로 전달되는 DC-AC 전력변환기를 말한다. 위상제어 정류기는 제어 위상각 α 의 크기에 따라 정류기로 뿐만 아니라 인버터로도 동작할 수 있음을 알아 보았다. 그러나 위상제어 정류기는 SCR 사이리스터 스위치를 턴오프하기 위하여 회로를 구성하는 AC 전원 전압의 극성을 이용하기 때문에 교류측에 상용 교류전원과 같은 AC 전압원을 필요로 한다. 따라서 위상제어 정류기의 교류측 주파수는 AC 전원의 주파수로 고정될 수밖에 없다. 그러나 인버터는 임의의 시각에 턴온과 턴오프가 가능한 GTO 사이리스터, MOSFET, IGBT 등과 같은 온·오프 제어가능 스위치를 사용함으로써 교류측의 전압이나 전류의 크기와 주파수를 임의로 제어할 수 있다. 이러한 인버터를 스위치 모드 인버터 또는 PWM 인버터라고 한다.

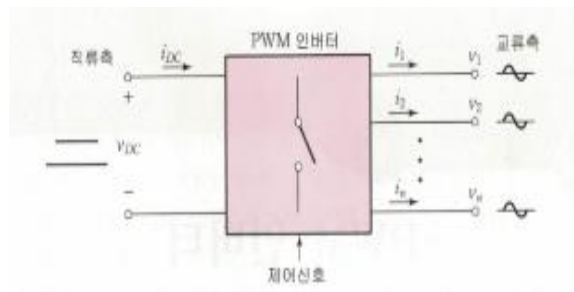


그림 7. 인버터의 기능

4.2 PWM 인버터

4.2.1 직류측

PWM 인버터의 입력은 다양한 직류전원을 포함한다. 즉 배터리, 연료전지, 태양전지 등과 같은 직류전원이거나, 다이오드 정류기나 위상제어 정류기, DC-DC 컨버터 같은 다른 전력변환기의 출력일수도 있다. 특히 다른 전력변환기의 직류출력이 인버터의 입력이 되는 경우 인버터의 직류입력은 DC 링크라고 하며, 간접 변환방식의 전력변환에 해당한다고 볼 수 있다. 또 일반적으로 PWM 인버터의 직류 입력전원은 크기가 고정적일 수도 가변적일 수도 있다. 한편, PWM 인버터는 직류 입력전원의 성질에 따라 크게 두 종류로 나눌 수 있는데, 입력이 직류 전압원인 경우 전압원 인버터(VSI : Voltage Source Inverter), 입력이 직류 전류원인 경우는 전류원 인버터(CSI : Current Source Inverter)라고 한다.

그림 8은 단상 출력의 경우 전압원 인버터와 전류원 인버터를 나타낸다. 그림 8(a)에서 전압원 인버터는 직류 입력전압 V_{DC} 를 교류 출력전압 v_o 로 변환하여 부하 Z 에 공급하고 있다. 이 경우 부하전류 i_o 는 부하에 인가된 교류전압 v_o 와 부하 Z 의 특성에 따라 정해진다. 마찬가지로 그림 8(b)에서 전류원 인버터는 직류 입력전류 I_{DC} 를 교류 출력전류 i_o 로 변환하여 부하 Z 에 공급하고 있으며 전류 i_o 와 부하 Z 의 특성에 따라 부하 양단의 전압 v_o 가 정해진다.

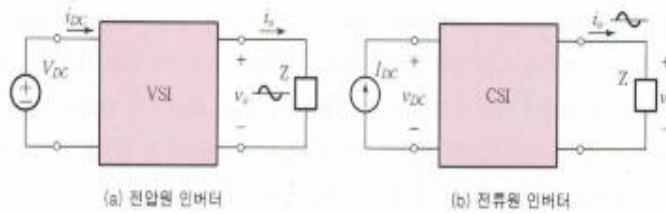


그림 8. 전압원 인버터와 전류원 인버터

전압원 인버터나 전류원 인버터 어느 것이든지 직류전력을 교류전력으로 변환하는 기능은 동일하다. 그러나 이를 위한 실제적인 회로구성이나 스위치의 선택, 스위치의 제어기법 등은 서로 다르며, 이에 따라 기본적인 특성이나 응용분야도 서로 다르다. 일반적으로 전류원 인버터는 단락사고에 대한 시스템 보호능력이 탁월하다는 장점은 있으나 회로구성이 복잡하고 전류원을 만들기 위한 부가회로가 필요하여 대전력 교류 전동기 구동시스템 등과 같이 응용분야가 매우 제한적이고 한정되어 있다.

4.2.2 교류측

인버터는 교류출력의 상수에 따라 단상 인버터, 3상 인버터 등과 같이 나누어 볼 수 있다. 그림 9는 교류측이 각각 단상과 3상인 단상 인버터와 3상 인버터를 나타낸다. 단상 인버터는 단상부하에 단상의 교류전압을 공급할 수 있고 3상 인버터는 3상 부하에 3상의 교류전압을 공급할 수 있다.

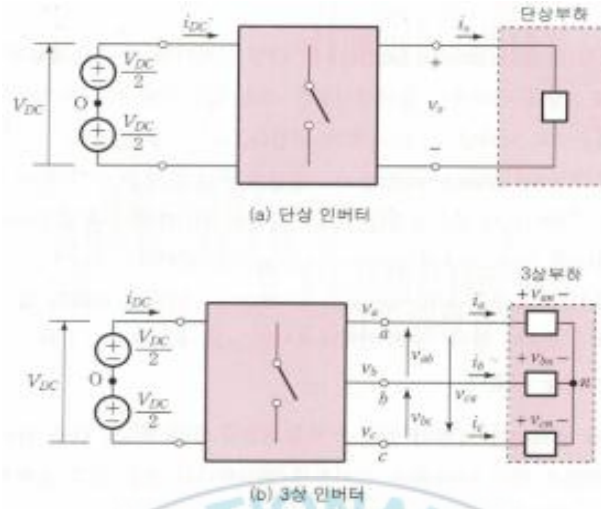


그림 9. 단상 인버터와 3상 인버터

인버터의 교류 출력전압 파형의 일례로 그림 10의 (a)와 (b)는 단상 인버터와 3상 인버터의 부하 상전압을 각각 나타낸다. 인버터를 제어한다는 것은 교류 출력전압에서 기본파의 크기, 기본파의 주파수 혹은 고조파 성분 중 하나 이상을 제어한다는 것을 말한다. 실제의 인버터의 출력파형은 그림 10과 같이 직류 입력전압을 스위칭한 각 조각들의 조합으로 구성되므로 고조파 성분이 포함되어 왜곡된 형태의 비정현 주기파가 된다. 이러한 고조파 성분들은 전력변환의 과정에서 원래 원하지 않았던 성분들이므로 제거하거나 그 효과를 최소화하는 것이 바람직하다. 그러므로 인버터 출력에서의 고조파의 양은 인버터의 제어성능을 나타내는 지수로 사용될 수 있다.

인버터 출력에서 고조파 성분의 양에 대한 평가기준은 인버터의 응용분야에 따라 다를 수 있다. 일반적으로 가변속 AC 전동기 구동시스템과 같은 VVVF 응용을 고려할 때는 인버터의 출력전류에서 고조파의 양을 가늠할 수 있도록 성능지수를 정의하고, 무정전 전원장치와 같이 거의 필수적으로

인버터의 출력측에 필터가 수반되는 CVCF 또는 VVCF 응용에서는 필터링 후의 전압에 대한 고조파 성분을 살펴볼 수 있도록 성능지수를 정의한다. 인버터의 출력전류에 포함된 고조파의 양에 대한 성능지수는 고조파 손실률(HLF : Harmonic Loss Factor)로 인버터 출력에서 전압 필터링 후의 고조파 성분은 2차 왜곡률 (DF_2 : Second Order Distortion Factor)로 각각 나타낸다.

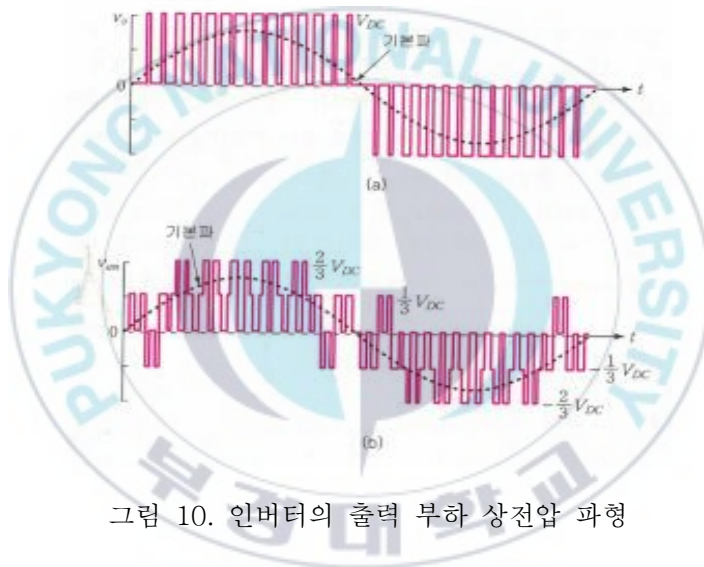
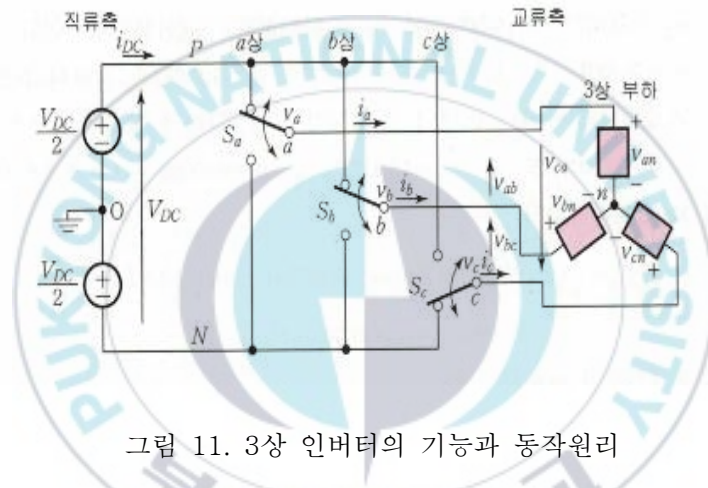


그림 10. 인버터의 출력 부하 상전압 파형

4.3 3상 인버터

4.3.1 동작원리

3상 인버터(three-phase inverter)는 그림 11과 같이 단일 직류 입력전원으로부터 3상 교류 출력전압을 발생하여 3상 부하에 공급하는 기능을 갖는다. 3상 교류 출력전압의 파형은 양방향 전환스위치 S_a, S_b, S_c 를 제어하는 방법에 따라 정해진다.



3상 인버터는 서로 독립적으로 동작할 수 있는 3개의 폴로 구성되며 각 폴은 a상, b상, c상의 출력 상전압 v_a, v_b, v_c 를 각각 발생한다. 여기서 출력 상전압이란 직류 입력전원 V_{DC} 의 중간점, 즉 O점의 전위를 기준으로 나타낸 각 폴의 출력전압임에 유의하여야 한다. 3상 인버터의 각 출력 상전압은 서로 120° 의 위상차를 갖는다. 3상 부하가 Y-결선된 평형부하일 때 각 폴의 스위칭 상태에 따른 3상 부하의 연결상태는 그림 12와 같다. 3상 부하는 직류 입력전압을 공급하는 두 레일(rail) P또는 N에 접속된다.

예를 들어 그림 12 (a)는 3상 부하의 한 상은 P에 나머지 두 상은 N에

연결된 상태이다. 이 경우 부하의 중성점 n 의 전압 v_n 은 O 점의 전위를 기준으로 할 때 $-\frac{1}{6}V_{DC}$ 가 된다. 그러므로 만일 a 상은 P 에 b 상과 c 상은 N 에 연결된 경우라면,

$$v_{an} = v_{Pn} = \frac{2}{3}V_{DC} \quad (31)$$

$$v_{bn} = v_{cn} = v_{Nn} = -\frac{1}{3}V_{DC} \quad (32)$$

가 됨을 알 수 있다.

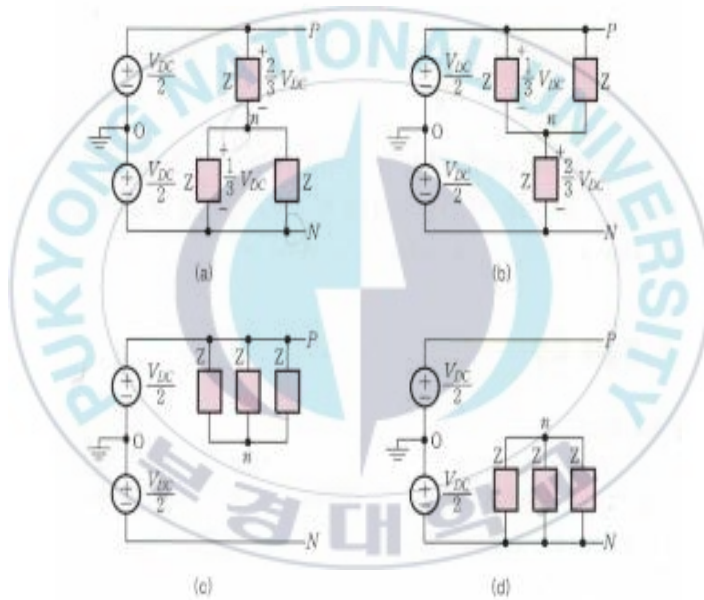


그림 12. 3상 부하의 연결상태

표 1은 3상 인버터에서 스위칭 상태에 따른 인버터의 출력 상전압과 출력선간전압, 부하의 부하 상전압을 정리한 것이다. 표 1에서 알 수 있듯이 스위칭 상태에 따라 가능한 전압의 레벨은 다음과 같다.

$$(\text{출력 상전압}) \in \left\{ \frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2} \right\} \quad (33)$$

$$(\text{출력 선간전압}) \in \{V_{DC}, 0, -V_{DC}\} \quad (34)$$

$$(\text{부하 상전압}) \in \left\{ \frac{2}{3} V_{DC}, \frac{1}{3} V_{DC}, 0, -\frac{1}{3} V_{DC}, -\frac{2}{3} V_{DC} \right\} \quad (35)$$

그러므로 출력 상전압은 2-레벨 파형이지만, 출력 선간전압은 3-레벨, 부하 상전압은 5-레벨의 파형을 얻는 것이 가능하다.

4.3.2 입출력 특성

4.3.2.1 출력전압

그림 13은 6개의 스위치로 구성된 3상 인버터이다. 그림 13에서 각 폴의 두 스위치는 서로 상보적으로 스위칭 한다. 즉

$$\begin{cases} S_1 + S_4 \\ S_3 + S_6 \\ S_5 + S_2 \end{cases} \quad (36)$$

또 각 폴의 상단 스위치는 존재함수 S_1, S_3, S_5 는 서로 120° 의 위상차를 갖는다.

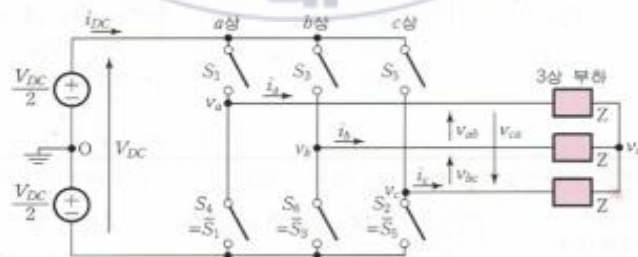


그림 13. 3상 인버터

표 1. 3상 인버터의 스위칭 상태표

출력 상전압			출력 선간전압			부하 상전압		
v_a	v_b	v_c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
+	+	+	0	0	0	0	0	0
-	+	+	--	0	++	--	+	+
+	-	+	++	--	0	+	--	+
+	+	-	-	++	--	+	+	--
-	-	+	0	--	++	-	-	++
+	-	-	++	0	--	++	-	-
--	+	-	--	++	0	-	++	-
-	-	-	0	0	0	0	0	0
$(+) = V_{DC}/2$			$(++) = V_{DC}$			$(++) = 2V_{DC}/3$		
$(-) = -V_{DC}/2$			$(--) = -V_{DC}$			$(--) = -2V_{DC}/3$		
			$(0) = 0$			$(+) = V_{DC}/3$		
						$(-) = -V_{DC}/3$		
						$(0) = 0$		

각 스위치의 존재함수를 사용하여 인버터의 출력전압을 나타내면 다음과 같다.

$$v_a = S_1 \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + S_4 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) = S_a V_{DC} \quad (37)$$

$$v_b = S_3 \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + S_6 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) = S_b V_{DC} \quad (38)$$

$$v_c = S_5 \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) + S_2 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) = S_c V_{DC} \quad (39)$$

여기서 S_a , S_b , S_c 는 각 상의 스위칭 함수이며

$$S_a = \frac{1}{2}(S_1 - S_4) = S_1 - \frac{1}{2} \quad (40)$$

$$S_b = \frac{1}{2}(S_3 - S_6) = S_3 - \frac{1}{2} \quad (41)$$

$$S_c = \frac{1}{2}(S_5 - S_2) = S_5 - \frac{1}{2} \quad (42)$$

와 같다. 그러므로, 출력 선간전압은 다음 식으로 표현된다.

$$v_{ab} = v_a - v_b = S_{ab} V_{DC} \quad (43)$$

$$v_{bc} = v_b - v_c = S_{bc} V_{DC} \quad (44)$$

$$v_{ca} = v_c - v_a = S_{ca} V_{DC} \quad (45)$$

여기서 S_{ab} , S_{bc} , S_{ca} 는 직류 입력전압에 대하여 출력 선간전압을 나타내는 스위칭 함수이며 다음과 같다.

$$S_{ab} = S_a - S_b = S_1 - S_3 \quad (46)$$

$$S_{bc} = S_b - S_c = S_3 - S_5 \quad (47)$$

$$S_{ca} = S_c - S_a = S_5 - S_1 \quad (48)$$

한편, O 점을 기준으로 한 Y-결선된 평형 3상 부하(Z =각 상의 임피던스)의 중성점 n 점의 전위 v_n 은

$$v_n = \frac{\frac{v_a}{Z} + \frac{v_b}{Z} + \frac{v_c}{Z}}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{Z} + \frac{1}{Z}} = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \quad (49)$$

와 같고 식 (46) ~ (48)을 대입하면 다음과 같다.

$$v_n = \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)V_{DC} \quad (50)$$

따라서 부하 상전압은 다음 식으로 표현된다.

$$v_{an} = v_a - v_n = S_{an}V_{DC} \quad (51)$$

$$v_{bn} = v_b - v_n = S_{bn}V_{DC} \quad (52)$$

$$v_{cn} = v_c - v_n = S_{cn}V_{DC} \quad (53)$$

여기서 S_{an} , S_{bn} , S_{cn} 은 직류 입력전압에 대하여 부하 상전압을 나타내는 스위칭 함수이며 다음과 같다.

$$S_{an} = \frac{1}{3}(2S_a - S_b - S_c) = \frac{1}{3}[(S_1 - S_3) + (S_1 - S_5)] \quad (54)$$

$$S_{bn} = \frac{1}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) = \frac{1}{3}[(S_3 - S_5) + (S_3 - S_1)] \quad (55)$$

$$S_{cn} = \frac{1}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) = \frac{1}{3}[(S_5 - S_1) + (S_5 - S_3)] \quad (56)$$

그림 14는 3상 인버터의 각 폴이 구형파 제어될 때, 스위칭 함수 S_a , S_{ab} , S_{an} 의 패턴을 나타낸다. 그림 14에서 S_a 는 2-레벨, S_{ab} 는 3-레벨, S_{an} 은 4-레벨의 파형이 된다. 고조파 성분이 보다 적게 포함된 출력파형을 얻는 데는 파형의 레벨 수가 많을수록 유리하다.

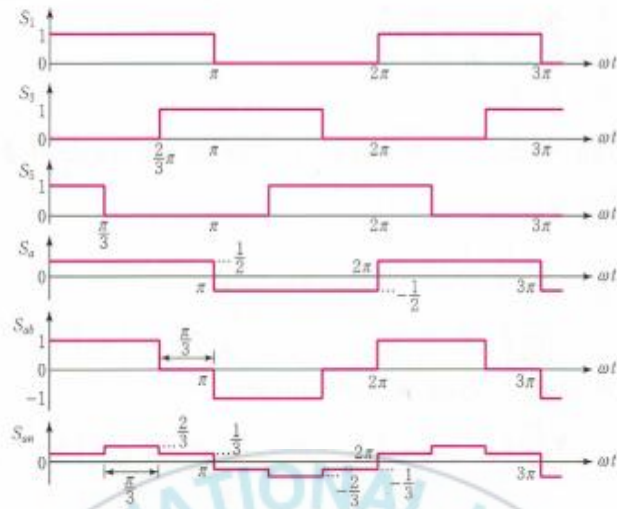


그림 14. 3상 인버터의 스위칭함수

4.3.2.2 입력전류

3상 인버터의 입력전류 i_{DC} 는 부하전류 i_a, i_b, i_c 와 각 상의 스위칭 상태에 따라 정해진다. 그림 14에서

$$i_{DC} = S_1 i_a + S_2 i_b + S_3 i_c \quad (57)$$

이다. 또 식 (54) ~ (56)의 관계를 이용하면 KCL에 의하여 $i_a + i_b + i_c = 0$ 이므로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_{DC} &= S_1 i_a + S_2 i_b + S_3 i_c - \frac{1}{2}(i_a + i_b + i_c) \\ &= S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \end{aligned} \quad (58)$$

4.3.2.3 등가모델

식 (54) ~ (56)과 식 (58)로부터 그림 15와 같은 3상 인버터의 등가모델을 얻는다. 그림 15의 등가모델은 3상 인버터에서 스위칭 함수와 입출력 전압, 전류의 관계를 순시적으로 나타낸다. 그러므로 그림 15의 등가모델을

사용하면 특정한 전력반도체 스위치를 사용하여 인버터 회로를 구성하고 시뮬레이션하는 것보다 훨씬 빠르고 안정된 결과를 얻을 수 있다.

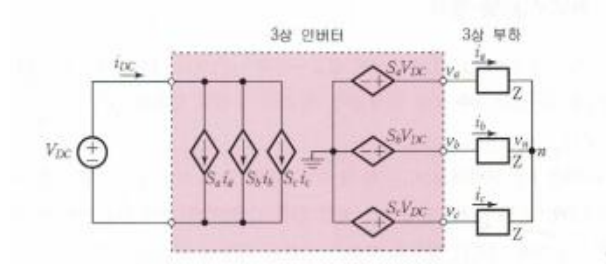


그림 15. 3상 인버터의 등가모델

4.3.2.4 이상적인 특성

출력 상전압이 정현파의 평형 3상이 되는 이상적인 3상 인버터에서

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} V_0 \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (59)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} I_0 \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \phi) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \phi\right) \\ \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \phi\right) \end{bmatrix} \quad (60)$$

와 같다면 인버터의 순시 출력전력 p_o 는

$$p_o = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3 V_o I_o \cos \phi = \text{일정} \quad (61)$$

이 된다. 여기서 ϕ 는 부하의 임피던스각이다. 즉, 입력전력 $p_i (= V_{DC} i_{DC})$ 는 출력전력 p_o 와 순시적으로 같다. 또 직류 입력전류 i_{DC} 는

$$i_{DC} = \frac{p_o}{V_{DC}} = \frac{3 V_o I_o \cos \phi}{V_{DC}} = \text{일정} \quad (62)$$

3상 인버터의 출력파형이 정현파인 이상적인 경우 직류측 입력전류는 순시적으로 항상 일정한 값이 된다. 반면에 단상 풀브리지 인버터에서는 이상적인 경우에서조차도 직류측 입력전류에 기본 주파수의 2배 주파수의 교류성분이 포함되어 있음을 살펴 보았다. 직류 입력전압원이 DC 커패시터로 구성되는 실제적인 경우 커패시터의 전류 리플 용량을 줄이는 측면에서 3상 인버터가 단상 풀브리지 인버터보다 단연 유리하다.



제 5 장 결과 고찰

5.1 인버터 구동 3상 유도전동기 효율 측정

인버터 구동 3상 유도전동기의 효율 계산을 위하여 손실 분리법으로 효율을 계산하였다. 표 2는 전동기의 사양을 나타낸다. 표 3 ~ 6는 효율 계산을 위한 시험 데이터를 나타낸다. 그리고 표 7 ~ 10과 그림 16 ~ 19는 시험 데이터를 이용하여 특성을 계산한 결과를 나타낸다. 표 10와 그림 19의 효율 계산 결과에서 전부하에서의 효율을 83.5[%]가 됨을 확인할 수 있다.

표 2 전동기 사양

	정격값
출 력	0.86 [kW]
무부하 속도	1800 [rpm]
전 압	460 [V]

표 3 시험 데이터 - 초기 측정값

권선저항	12.39	Ω	보정저항	12.38	Ω
권선온도	24.80	℃	주위온도	24.60	℃

표 4 시험 데이터 - 정격부하 조건에서 온도포화 직후 측정값

권선저항	13.82	Ω	보정저항	12.50	Ω
권선온도	54.80	℃	온도상승	31.30	deg
주위온도	23.50	℃	주위온도	23.50	℃

표 5 시험 데이터 - 부하 가변 시험

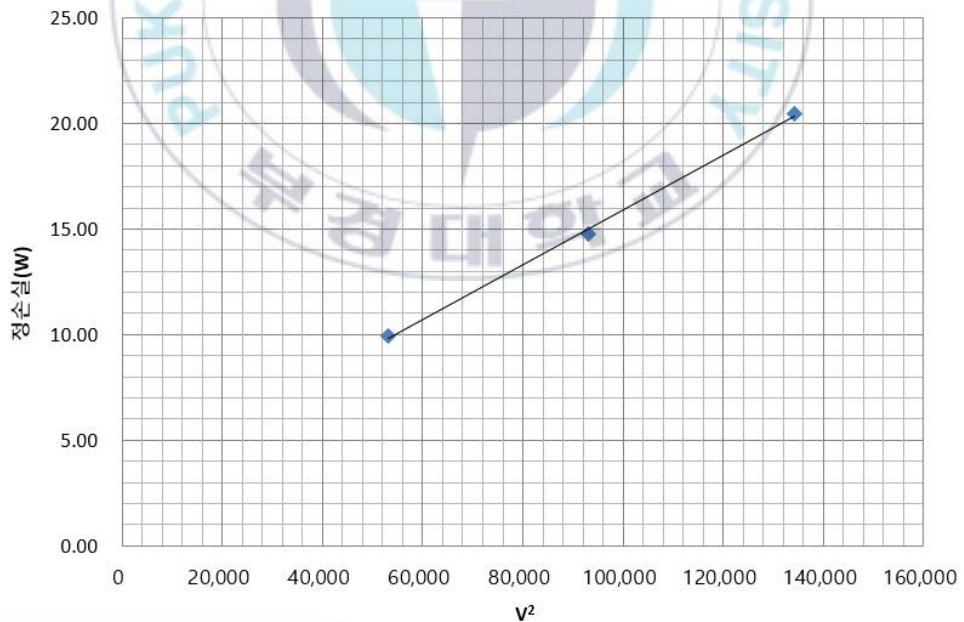
부하율	125[%]	110[%]	100[%]	75[%]	50[%]	25[%]
토크[Nm]	6.15	5.36	4.82	3.56	2.34	1.16
입력[kW]	1316.9	1144.2	1031.4	767.5	522.4	284.2
전류[A]	2.12	1.91	1.77	1.47	1.24	1.08
속도[rpm]	1669.0	1688.0	1700.4	1728.8	1754.1	1777.4
권선온도[℃]	56.8	57.4	57.4	56.5	55.3	53.7
주위온도[℃]	23.6	23.6	23.6	23.6	23.6	23.7
선간전압[V]	509.8	510.7	512.2	515.2	518.4	521.4
권선저항[Ω]	13.90	13.93	13.93	13.89	13.84	13.77

표 6 시험 데이터 - 무부하 가변 전압 시험

	정격전압 60~125[%]에서 측정					
	125[%]	110[%]	100[%]	90[%]	80[%]	60[%]
선간전압[V]	529.1	527.4	525.9	497.1	463.8	401.5
전류[A]	1.04	1.03	1.03	0.89	0.75	0.53
입력[kW]	67.3	66.7	65.9	55.8	45.4	30.6
권선온도[℃]	47.4	47.2	46.9	46.5	46.2	45.8
	정격전압 20~50[%]에서 측정					
	50[%]	35[%]	20[%]			
선간전압[V]	366.3	305.1	230.4			
전류[A]	0.43	0.31	0.23			
입력[kW]	24.2	16.7	11.0			
권선온도[℃]	45.2	44.8	44.4			

표 7 무부하 시험으로부터 정손실 계산

	정격전압 60~125[%]에서 측정					
	125[%]	110[%]	100[%]	90[%]	80[%]	60[%]
고정자 권선저항 [Ω]	13.468	13.457	13.445	13.423	13.409	13.391
고정자 동손 [W]	21.993	21.593	21.282	15.875	11.166	5.625
정손실 [W]	45.311	45.147	44.660	39.967	34.190	24.955
	정격전압 20~50[%]에서 측정					
	50[%]	35[%]	20[%]			
고정자 권선저항 [Ω]	13.364	13.345	13.323			
고정자 동손 [W]	3.740	1.934	1.054			
정손실 [W]	20.469	14.768	9.930			



$$= 0.0001300282 \times + 2.9047106645$$

그림 16. 무부하 시험으로부터 정손실 계산

표 8 부하 시험으로부터 철손 및 잔류손실 계산

부하율	125[%]	110[%]	100[%]	75[%]	50[%]	25[%]
고정자 권선저항 [Ω]	13.915	13.945	13.943	13.901	13.843	13.766
고정자 동손 [W]	94.2	76.0	65.4	45.2	31.9	24.0
$\cos(\phi)$	0.702	0.679	0.657	0.584	0.469	0.292
$\sin(\phi)$	0.712	0.734	0.754	0.812	0.883	0.956
감소 전압 U_r [V]	492.14	495.35	498.40	505.09	511.62	517.76
철손 [W]	36.2	36.7	37.3	38.4	39.5	40.6
회전자 손실 [W]	86.4	64.2	51.4	27.1	11.5	2.8
출력 [W]	1075.7	947.2	859.1	645.3	429.6	215.7
잔류손실 [W]	21.6	17.3	15.3	8.6	6.9	-1.7

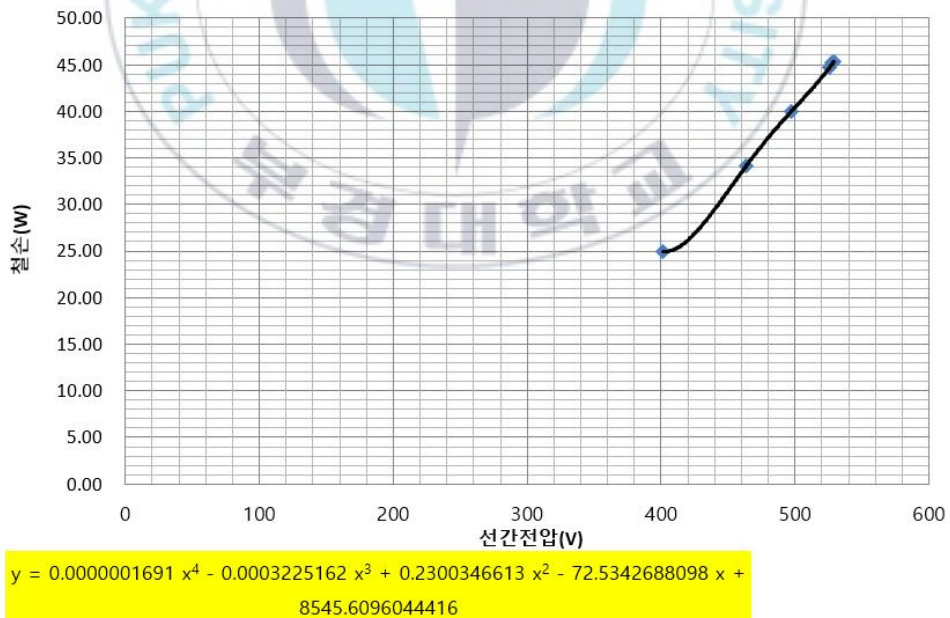


그림 17. 부하 시험으로부터 철손 계산

표 9 선형 회귀 분석으로부터 표류부하손 계산

	T^2	P_L	$(T^2)^2$	$(P_L)^2$	$P_L \times T^2$
1	37.9	21.6	1434.7	468.2	819.6
2	28.7	17.3	824.3	298.0	495.6
3	23.3	15.3	541.7	235.0	356.8
4	12.7	8.6	161.5	73.6	109.0
5	5.5	6.9	29.9	47.8	37.8
6	1.3	-1.7	1.8	2.9	-2.3
SUM	109.4	68.0	2993.9	1125.5	1816.6

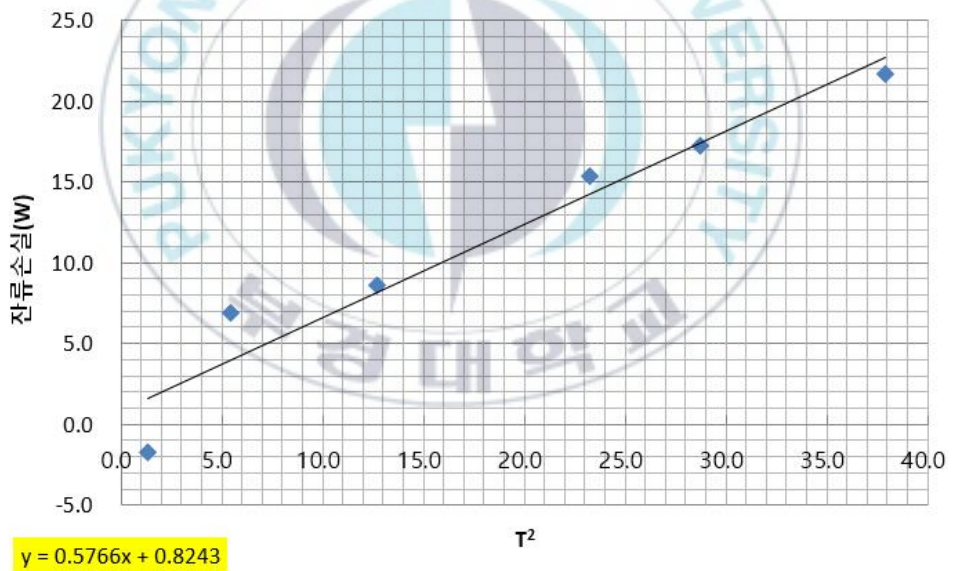


그림 18. 선형 회귀 분석으로부터 표류부하손 계산

표 10 효율 측정 결과

부하율	125[%]	110[%]	100[%]	75[%]	50[%]	25[%]
입력 [W]	1316.910	1144.230	1031.370	767.482	522.427	284.212
풍손 및 마찰손 [W]	2.905	2.905	2.905	2.905	2.905	2.905
철손 [W]	36.192	36.747	37.276	38.426	39.533	40.560
부가 부하손 [W]	21.841	16.555	13.421	7.327	3.155	0.774
보정된 권선저항 [Ω]	13.891	13.891	13.891	13.891	13.891	13.887
보정된 고정자 손실 [W]	93.994	75.684	65.180	45.136	32.039	24.227
보정된 회전자 손실 [W]	86.781	64.509	51.645	27.197	11.557	2.765
보정된 출력 [W]	1075.2	947.8	860.9	646.5	433.2	213.0
효율 [%]	81.6	82.8	83.476	84.2	82.9	74.9

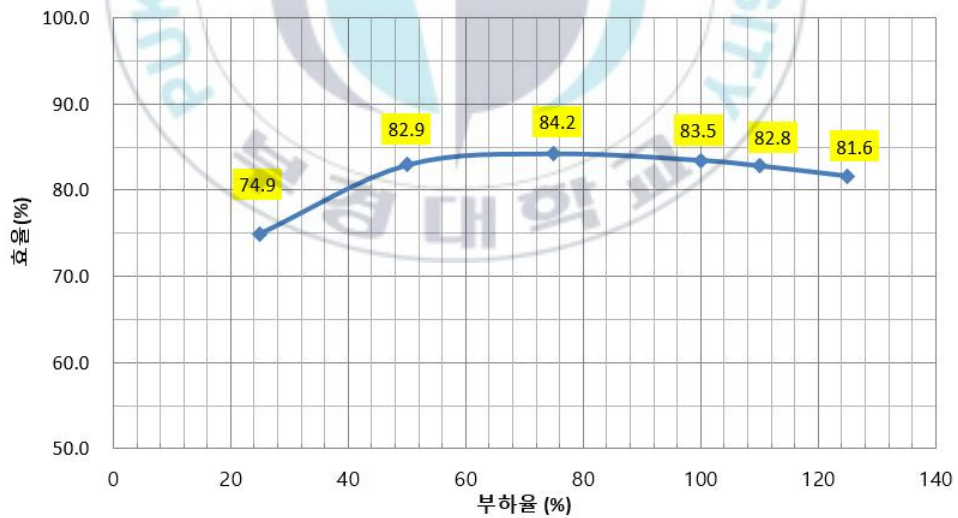


그림 19. 효율 곡선

5.2 정현파 구동 3상 유도전동기 효율 측정

정현파 구동 3상 유도전동기의 효율 계산을 위하여 손실 분리법으로 효율을 계산하였다. 표 10은 전동기의 사양을 나타낸다. 표 12 ~ 15는 효율 계산을 위한 시험 데이터를 나타낸다. 그리고 표 16 ~ 19와 그림 20 ~ 23은 시험 데이터를 이용하여 특성을 계산한 결과를 나타낸다. 표 19와 그림 23의 효율 계산 결과에서 전 부하에서의 효율을 83.6[%]가 됨을 확인할 수 있다. 그림 24는 시험 장비를 그림 25는 전력 분석기를 나타낸다.

표 11 전동기 사양

	정격값
출 력	0.86 [kW]
무부하 속도	1800 [rpm]
전 압	460 [V]

표 12 시험 데이터 - 초기 측정값

권선저항	12.39	Ω	보정저항	12.38	Ω
권선온도	24.80	$^{\circ}\text{C}$	주위온도	24.60	$^{\circ}\text{C}$

표 13 시험 데이터 - 정격부하 조건에서 온도포화 직후 측정값

권선저항	13.79	Ω	보정저항	12.56	Ω
권선온도	52.90	$^{\circ}\text{C}$	온도상승	28.90	deg
주위온도	24.00	$^{\circ}\text{C}$	주위온도	24.00	$^{\circ}\text{C}$

표 14 시험 데이터 - 부하 가변 시험

부하율	125[%]	110[%]	100[%]	75[%]	50[%]	25[%]
토크[Nm]	6.00	5.34	4.80	3.57	2.53	1.21
입력[kW]	1288.8	1139.1	1029.6	779.7	565.1	306.3
전류[A]	2.06	1.89	1.77	1.53	1.36	1.21
속도[rpm]	1689.6	1703.7	1714.0	1737.0	1756.2	1778.3
권선온도[℃]	459.9	459.8	459.8	459.9	460.0	459.9
주위온도[℃]	55.6	55.6	55.4	54.6	53.9	52.5
선간전압[V]	24.1	24.2	24.2	24.3	24.2	24.3
권선저항[Ω]	13.90	13.90	13.89	13.86	13.83	13.77

표 15 시험 데이터 - 무부하 가변 전압 시험

	정격전압 60~125[%]에서 측정					
	125[%]	110[%]	100[%]	90[%]	80[%]	60[%]
선간전압[V]	465.3	463.5	460.0	413.9	368.1	275.9
전류[A]	1.19	1.18	1.17	0.99	0.84	0.59
입력[kW]	78.3	77.7	76.5	60.4	47.3	27.7
권선온도[℃]	41.8	41.8	41.7	41.2	40.8	40.2
	정격전압 20~50[%]에서 측정					
	50[%]	35[%]	20[%]			
선간전압[V]	230.0	161.0	92.0			
전류[A]	0.47	0.32	0.20			
입력[kW]	20.7	13.2	8.9			
권선온도[℃]	39.5	39.1	38.5			

표 16 무부하 시험으로부터 정손실 계산

	정격전압 60~125[%]에서 측정					
	125[%]	110[%]	100[%]	90[%]	80[%]	60[%]
선간전압[V]	13.201	13.198	13.196	13.173	13.153	13.123
전류[A]	28.007	27.681	27.000	19.467	14.054	6.757
입력[kW]	50.303	50.054	49.486	40.911	33.286	20.917
	정격전압 20~50[%]에서 측정					
	50[%]	35[%]	20[%]			
선간전압[V]	13.090	13.071	13.044			
전류[A]	4.414	2.036	0.817			
입력[kW]	16.261	11.206	8.099			

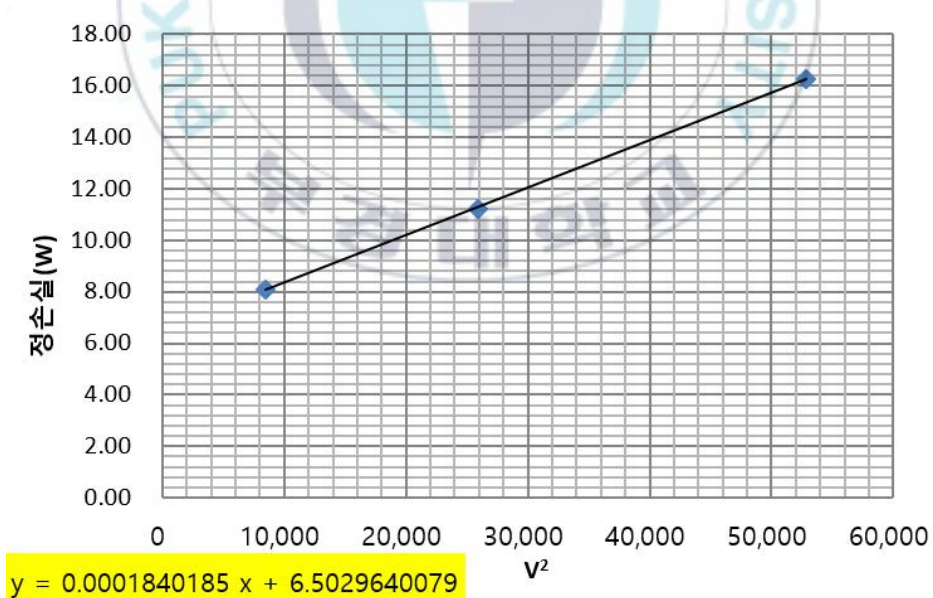
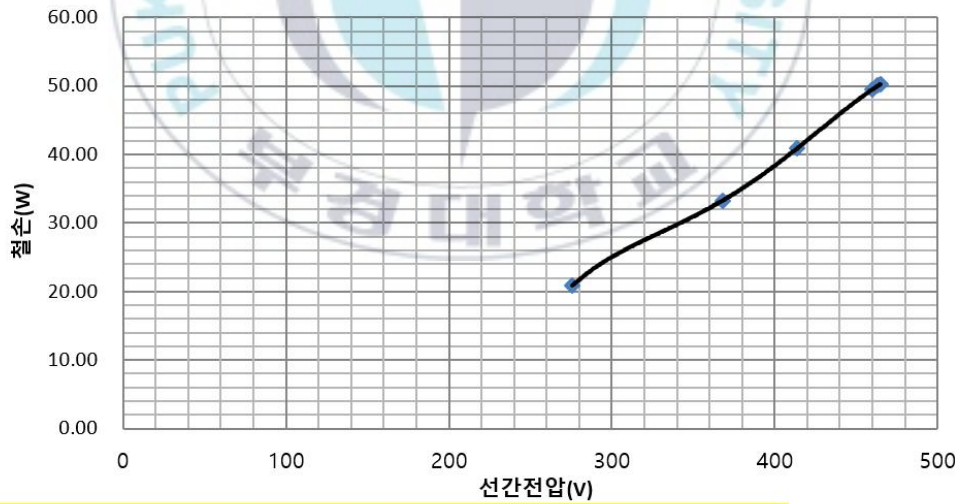


그림 20. 무부하 시험으로부터 정손실 계산

표 17 부하 시험으로부터 철손 및 잔류손실 계산

부하율	125[%]	110[%]	100[%]	75[%]	50[%]	25[%]
고정자 권선저항 [Ω]	13.857	13.859	13.850	13.813	13.779	13.710
고정자 동손 [W]	87.9	74.3	65.4	48.7	38.1	30.0
$\cos(\phi)$	0.787	0.757	0.728	0.638	0.522	0.319
$\sin(\phi)$	0.617	0.654	0.685	0.770	0.853	0.948
감소 전압 U_r [V]	440.71	442.91	444.57	448.44	451.70	455.51
철손 [W]	39.3	39.7	40.0	40.7	41.3	42.0
회전자 손실 [W]	71.3	54.9	44.2	24.2	11.8	2.8
출력 [W]	1061.9	952.4	861.6	650.2	465.7	225.4
잔류손실 [W]	22.0	11.4	11.9	9.4	1.6	-0.4



$$y = -0.0000000432 x^4 + 0.0000655009 x^3 - 0.0365921361 x^2 + 9.0776007970 x - 823.3251125290$$

그림 21. 부하 시험으로부터 철손 계산

표 18 선형 회귀 분석으로부터 표류부하손 계산

	T^2	P_L	$(T^2)^2$	$(P_L)^2$	$P_L \times T^2$
1	36.0	22.0	1297.5	483.3	791.8
2	28.5	11.4	812.0	130.4	325.4
3	23.0	11.9	530.9	142.7	275.2
4	12.8	9.4	163.3	87.8	119.7
5	6.4	1.6	41.1	2.6	10.4
6	1.5	-0.4	2.1	0.2	-0.6
SUM	108.2	55.9	2846.9	846.9	1522.0

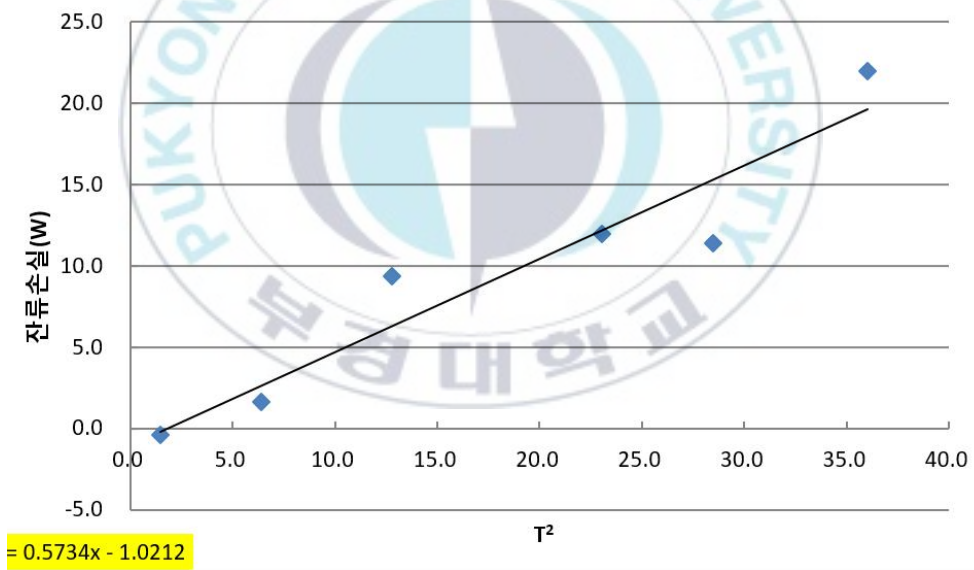


그림 22. 선형 회귀 분석으로부터 표류부하손 계산

표 19 효율 측정 결과

부하율	125[%]	110[%]	100[%]	75[%]	50[%]	25[%]
입력 [W]	1288.770	1139.120	1029.600	779.678	565.092	306.298
풍손 및 마찰손 [W]	6.503	6.503	6.503	6.503	6.503	6.503
철손 [W]	39.276	39.683	39.990	40.710	41.321	42.036
부가 부하손 [W]	20.655	16.340	13.212	7.328	3.677	0.840
보정된 권선저항 $[\Omega]$	13.836	13.833	13.833	13.828	13.833	13.828
보정된 고정자 손실 [W]	87.722	74.143	65.359	48.752	38.279	30.219
보정된 회전자 손실 [W]	71.479	55.031	44.288	24.213	11.855	2.832
보정된 출력 [W]	1063.1	947.4	860.2	652.2	463.5	223.9
효율 [%]	82.5	83.2	83.552	83.6	82.0	73.1

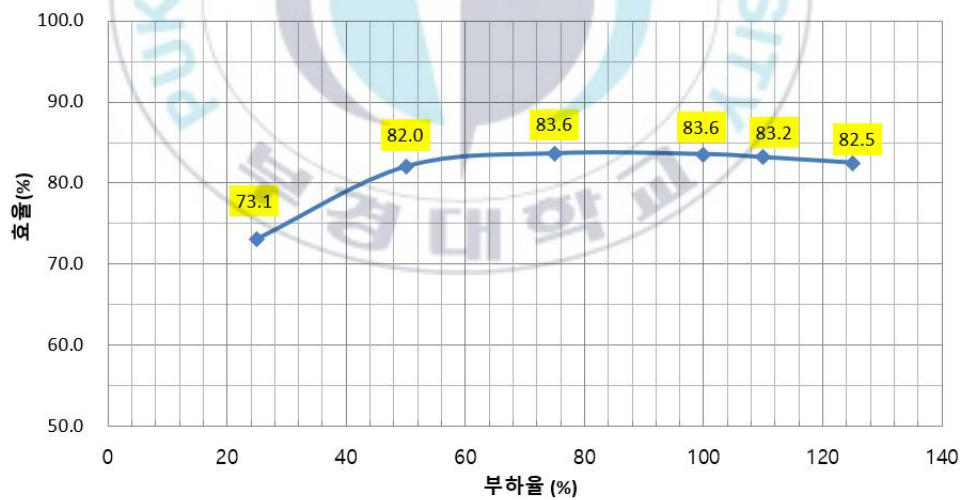


그림 23. 효율 곡선

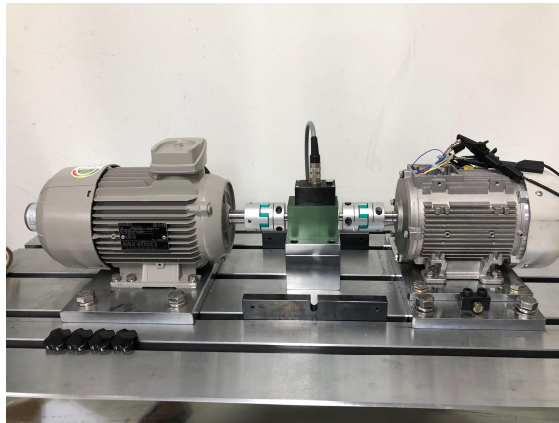


그림 24. 시험 장비

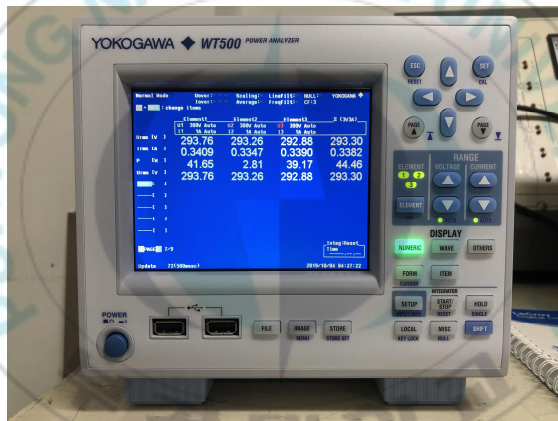


그림 25. 전력 분석기

제 6 장 결 론

전동기의 속도를 제어해주는 장치인 인버터는 내부에 교류전원을 받아 직류로 만드는 컨버터라는 것이 들어가 있는데 만들어진 직류를 가지고 다시 교류로 만들어 준다. 이처럼 인버터를 사용하게 되면 전동기 속도를 제어해주기 때문에 에너지 낭비가 덜하며 보다 더 효율적으로 작동함으로써 소음방지 효과와 함께 제품 수명도 향상되는 장점이 있다. 그러나 인버터를 사용하게 되면 입력 전압에 고조파가 포함되어 정현파 입력 전압에 비해 전동기 구동시 손실이 더 발생한다는 단점도 있다. 또한 에너지 자원의 고갈로 인해 전동기의 효율에 관심이 집중되어 있으며, 현재 전동기의 효율 기준은 정현파 구동시의 효율을 따르고 있으므로 인버터 구동시의 효율 측정에도 관심이 높아지고 있다.

본 논문에서는 인버터 구동 3상 유도전동기의 효율 측정에 대하여 고찰하였다. 정현파 구동 및 인버터 구동 3상 유도전동기의 시험 데이터를 이용하여 손실 분리법으로 효율을 계산하였다. 효율 측정 결과 인버터 구동시 발생하는 철손 및 회전자 손실이 정현파 구동시에 발생하는 양보다 많아 효율이 약간 낮게 발생하게 됨을 알 수 있었다. 본 연구를 통하여 인버터로 구동되는 전동기의 효율 기준을 작성함에 있어 도움이 되리라 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] IEA(International Energy Agency), "Proposed work plan for energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems" 2011.
- [2] P. Waide and C. Brunner, "Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor Systems," IEA, 2011.
- [3] MKE, KEMCO, "Korea Energy Standards & Labeling", 2011
- [4] De Almeida, A.T.; Ferreira, F.J.T.E.; Fong, J.A.C., "Standards for Efficiency of Electric Motors," Industry Applications Magazine, IEEE , vol.17, no.1, pp.12,19, Jan.-Feb. 2011.
- [5] IEC 60034-30-1 Ed. 1, "Rotating electrical machines – Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors(IE code)", 2014
- [6] Kyung-II Woo, Han-Seok Park, Hee-Deuk Jun, "A Study on the International Standard and Regulation for Electric Motor and Drivers", KIFE Magazine vol. 63, P.437-443, 2014.
- [7] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1 (motor analysis)," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 4, pp.679-683, Dec 1991.
- [8] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No. 2, pp. 241-247, June 1995.
- [9] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, and T. A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, pp. 311-318, March/April 1995.

- [10] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen and A. G. Parlos, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 4, pp. 910-918, July/August 1996.
- [11] Gojko, J.M.; Momir, D.D.; Aleksandar, O.B., "Skew and linear rise of MMF across slot modeling-winding function approach," Energy conversion, IEEE transactions on, vol.14, no.3, pp.315-320, sep 1999.
- [12] T. A. Lipo, "Theory and control of synchronous machines," Lecture Notes for ECE 511, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin, Madison, 2002.
- [13] Mohamed B.; Mohamed Y.K.; Abdelmalak K., "Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics effects," Journal of Electrical Engineering, vol.57, no.4, pp.193-199, 2006.
- [14] F.J. Watson, G.D. Dorrell, "The use of finite element methods of improve techniques for the early detection of faults in three-phase induction motors", IEEE Trans. Energy Convers. 14 (3) (1999) 655-660.
- [15] J. Siau, A. Graff, W. Soong and N. Ertugrul, "Broken Bar Detection in Induction Motors Using Current and Flux Spectral Analysis", Australian Journal of Electrical & Electronics Engineering, Vol 1, Issue 3, pp.174-178, 2004.
- [16] Obaid, R.R., Habetler, T.G., and Gritter, D.J. "A Simplified Techniaue for Detecting Mechanical Faults using Stator Current in Small Induction Motors", Conference Record of 2000 IEEE 35th IAS, Vol 1, pp.479-483. 2000.
- [17] Kliman, G.B. and Stein, J., "Induction Motor Fault Detection via Passive Current Monitoring" Int. Conf. Elec. Mach., pp.13-17, 1990.

인버터 驅動 3相 誘導電動機의 效率 測定

南 吉 童

釜慶大學校 産業大學院 電氣工學科

요 약

3상 유도전동기는 구조가 가장 간단하고 견고하며 브러시 리스화가 가능하기 때문에 보수가 거의 필요 없는 장점으로 널리 사용되고 있다. 그러나 에너지 고갈의 문제로 인해 국내외적으로 고효율 3상 유도전동기의 사용이 의무화가 되고 있으며, 효율등급제도는 고효율에서 프리미엄급 고효율 등급으로 강화되고 있는 추세이다. 이러한 추세에 발맞춰 에너지를 감소할 수 있는 전동기 속도 제어용으로 인버터가 많이 사용되고 있다. 인버터를 이용한 전동기 구동시 인버터 출력 전압에서는 고조파가 포함되어 있어 정현파 구동에 비해 손실이 발생하게 된다. 현재 효율 기준은 정현파 구동을 따르고 있으므로 인버터 구동시의 효율에 대해서도 신뢰성 있는 값을 제시할 필요가 있다.

본 논문에서는 인버터 구동 3상 유도전동기의 효율 측정에 대하여 설명하였다. 0.86[kW] 3상 유도전동기를 채택하여 인버터 구동 및 정현파 구동시의 특성 시험 결과를 바탕으로 손실 분리법을 이용하여 효율을 계산하였다. 측정 결과로부터 인버터 출력 전압에서 발생하는 고조파로 인하여 정현파 구동시의 전동기 효율보다 낮게 발생함을 확인할 수 있었다.