

가변 부하시 선간전압 변조방식을 이용한 유도전동기의 순시 Torque 제어.

노 중 화*⁰ 우 정 인* 이 현 우**
 * 동아대학교 전기공학과 ** 경남대학교 전기공학과

Instantaneous torque control of induction motor with line-to-line voltage modulation on the variable load.

J.H No*⁰ J.I Woo* H.W Lee**
 *. Dept. of Electrical Eng. Dong-A Univ.
 **. Dept. of Electrical Eng. KyungNam Univ.

< Abstract >

In conventional sinusoidal wave PWM control, torque oscillation is a problem on account of harmonic component.

This paper deals with the choice of line-to-line voltage modulation method, which is effective in using DC(direct current) source voltage and in controlling harmonic oscillation, and the pattern to reduce swithing loss through 1/3 pause of switching interval.

So, this paper deals with valid realization of harmonic component and high torque response on variable load by simulation and experiments to compensate occurring problems when line-to-line modulation are applied to PWM inverter.

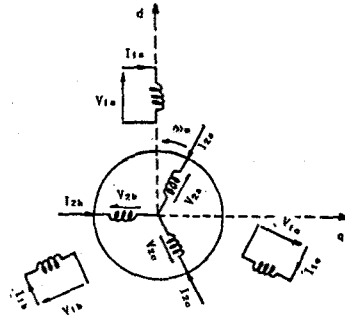


Fig.1. Instantaneous vector model of three-phase induction motor.

I. 서론

유도전동기의 가변속 구동에는 여러가지 방법이 연구되고 있으며, 최근, 스위칭 주파수가 가청범위 이상으로 하기위해서 고속 스위칭 소자인 IGBT를 사용한 PWM 인버터가 널리 사용되고 있다.

종래의 정현파 PWM 제어에 있어서는 고조파 성분에 의해 토-크 진동이 문제시 된다. 본 논문에서는 직류 전원 전압을 효율적으로 이용하고, 고조파 진동을 억제할 수 있는 선간전압 변조방식을 채택했으며, 또한 스위칭 구간의 1/3동안 휴지하는 것에 의해 스위칭 손실을 경감시키는 패턴이 연구된다

특히, 부하변동시 순시 토-크 응답성을 얻기위해 최적한 공간 전압벡터의 선정이 요구되고 있으며, 선간전압 변조방식을 채용함으로써 고출력, 고토-크 응답성을 실현되는 것을 시뮬레이션 및 실험으로 그 타당성을 입증하였다. 1-5)

또한 PWM 인버터로 구동되는 부하는 2.2[KW]인 3상 4극 유도전동기를 사용하며, 본 이론을 실현하기 위해 주변회로가 적고 제어가 용이한 16bit One Chip인 8095 Micro-Processor를 사용했다.

II. 제어 이론.

1. 유도기의 순시 토-크

유도 전동기의 전압, 전류 방정식은 그림.1과 같이 일정한 속도로 회전하면, 선형 미분 방정식으로 해석할 수 있다. 그러나, 이 경우는 복소수 연산이 어려우므로 다음과 같이 2상 유도기 모델로 변환한다.

유도기의 2차 전압벡터 $V_2=0$ 이므로 $V_{2d}=0, V_{2q}=0$ 이며, 전압 전류 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+L_1P & 0 & MP & 0 \\ 0 & R_1+L_1P & 0 & MP \\ MP & M\omega_m & R_2+L_2P & L_2\omega_m \\ -M\omega_m & MP & -L_2\omega_m & R_2+L_2P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \\ I_{2d} \\ I_{2q} \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

또한, 발생 토-크 T_e 는

$$T_e = (N/L_2)(\phi_{2d}I_{1q} - \phi_{2q}I_{1d}) [Nm] \quad \dots (2)$$

이 된다.

2. 전압형 PWM 인버터

전압형 PWM 인버터의 유도 전동기 시스템은 그림.2과 같다.

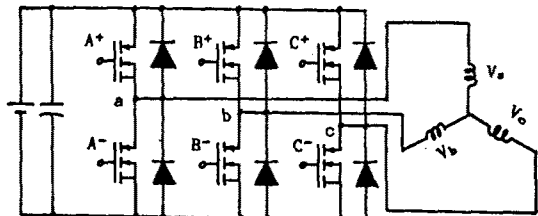


Fig.2. Voltage source PWM inverter circuit.

여기서, 유도전동기의 상전압을 복소 공간벡터 V 는

$$V = (2/3)[V_a + \alpha V_b + \alpha^2 V_c] \quad \dots (3)$$

단, $\alpha = e^{j(2/3)\pi}$

이며, 인버터의 출력 전압 V_{ao} , V_{bo} 및 V_{co} 는

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{dc} \times S_{gn} \cdot S_a \\ V_{bo} &= V_{dc} \times S_{gn} \cdot S_b \\ V_{co} &= V_{dc} \times S_{gn} \cdot S_c \end{aligned} \quad \dots (4)$$

로 된다. 여기서, $S_{gn} \cdot S_a$, $S_{gn} \cdot S_b$ 및 $S_{gn} \cdot S_c$ 는 각상의 IGBT의 도통상태에 따라 결정되는 논리 부호이다. 즉, a상에서 A* IGBT가 도통하면은 +, A- IGBT가 도통할 때는 -이다. 즉, 각상 IGBT의 도통상태에 따라 인버터의 출력에는 6개의 전압벡터 $V_1 \sim V_6$ 가 나타나고, A-, B-, C-IGBT 또는 A*, B*, C* IGBT 모두가 도통상태이면 0 전압벡터 V_0 , V_7 이 출력된다. 이 전압벡터를 복소평면에 도시하면 그림.3과 같이 된다.

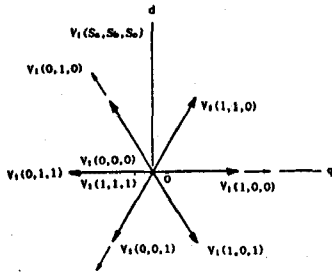


Fig.3. Voltage vectors in the complex plane.

또한, 각 상전압 V_a , V_b 및 V_c 는 인버터의 출력전압 V_{ao} , V_{bo} 및 V_{co} 로부터 다음과 같이 되므로,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

인버터 출력전압의 기본파 성분 증가 및 고조파 성분이 감소할 수 있는 변조방식은 그림.4과 같은 선간전압 변조방식이며, 즉 정현파에 3고조파 전압을 추가하기위한 벡터 식은

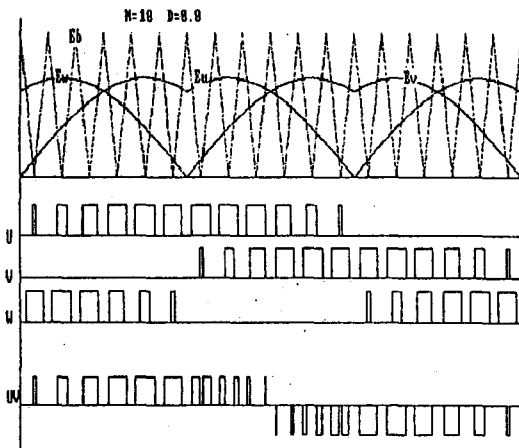


Fig.4. Line-to-line voltage modulation method.

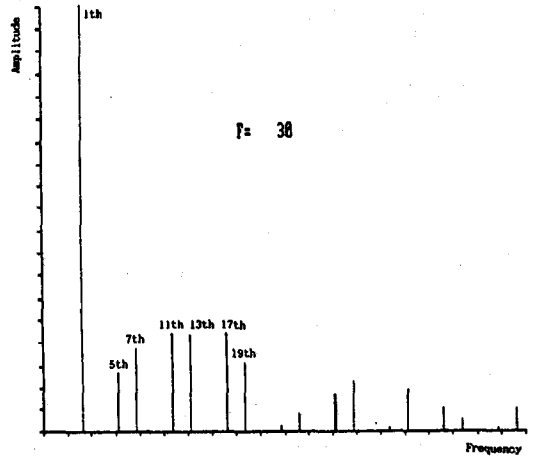
$$e_p = -\text{MIN}[e_u, e_v, e_w] - 1 \quad \dots (6)$$

되고, 이 벡터량을 각상에 부가 시키므로써, 인버터 선간전압 출력파형을 Fourier 급수로 전개하면, 선간전압 E_{uv} 는 다음과 같이 주어진다.

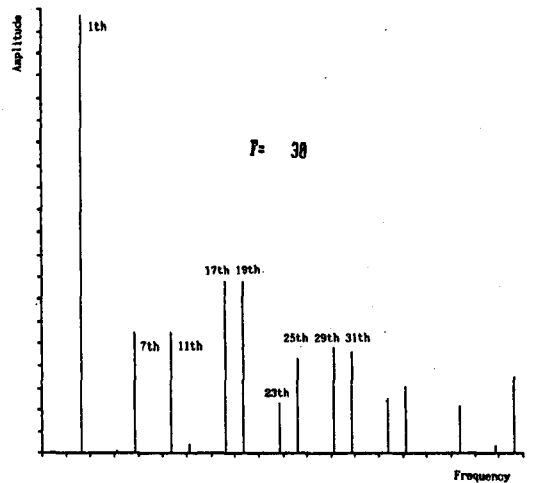
$$E_{uv}(\omega st, \omega st) / E_d = M \text{SIN}(\omega st) + * \sum_{n=0}^{+\infty} \sum_{m=0}^{+\infty} A_{nm} e^{j(m\omega st + n\omega st)} \quad \dots (7)$$

단, A_{nm} 는 Fourier 계수 ($A_{nm} = K_{nm} \lambda_n$)
M는 변조도 ($M = E_o / E_b$)

즉, 이 방식은 정현파 변조신호에 3배수 고조파를 부가하고, 선간전압 벡터 λ_n 에 의해서 고조파 발생을 억제하며, 기본파 성분의 진폭도 정현파 변조방식보다 15% 증가시킬 수 있다. 그림.5는 이 방식의 기본파 성분과 고조파 성분의 비율 표시한것이다.



(a). Proposed method.



(b). Conventional method.

Fig.5. Frequency spectra of three-phase PWM inverters.

3. 토-크 제어.

3상 인버터에서 출력가능한 1차 전압벡터 V_1 는 7가지의 이산치이며, 제어상의 자유도는 한정되어 있기 때문에 본 방식에서는 유도기의 1차 자속 및 토-크 목표치에 대하여 일정한 범위내에 있고, 인버터 스위칭 주파수가 최소보되는 벡터를 선정하여 제어한다.

순시 토-크 제어법은 그림.7에서 영속에 시간 t, 중속에 토-크로 두면, 유도전동기를 시계 방향으로 회전 하는 경우는 그림과 같이 $T_{ref} - \Delta T \leq T \leq T_{ref}$ 의 영역에서 토-크가 제어된다. 즉 그림.7 점 P1에서 T가 토-크 지령치 T_{ref} 에 도달하면 1차 전압벡터를 $V_1(0,0,0)$ 또는 $V_1(1,1,1)$ 를 선택하면, T는 감소하게 된다. 역으로 점 P2에서 $T_{ref} - \Delta T$ 에 도달하면, 위치 θ 는 스텝적으로 변화하여 T를 증가시킨다. 이와같이 Zero 전압벡터를 활용하는 것에 의해서 토-크가 ΔT 범위내에 있도록 토-크를 제어할 수 있다.

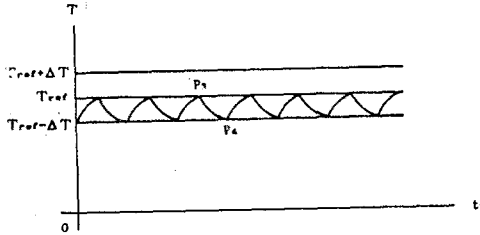
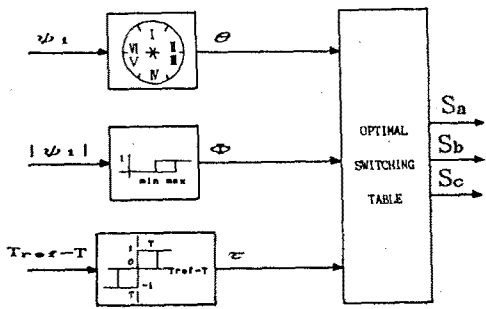


Fig.6. Control of instantaneous torque.

이상과 같이 순시 토-크에 대한 편차를 그림.7(a)에서 히스테리시스 비교기로 판단하여 각 히스테리시스 비교기의 출력 ϕ_1, τ 및 위치 θ 의 조합에 의해 최적한 1차 전압벡터 $V_1(Sa, Sb, Sc)$ 를 선택하여 토-크를 제어한다. 그림.7(b)는 ϕ_1, τ, θ 의 3차원적인 스위칭 테이블을 나타낸 것이다.



(a). Optimal switching table by Hysterisys comporator

	I	II	III	IV	V	VI
ϕ_{s0}	$T=1$ $V_1(1,1,0)$	$V_1(0,1,0)$	$V_1(0,1,1)$	$V_1(0,0,1)$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$
$T=0$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$
$T=-1$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_1(1,1,0)$	$V_1(0,1,0)$	$V_1(0,1,1)$	$V_1(0,0,1)$
ϕ_{s0}	$T=1$ $V_1(0,1,0)$	$V_1(0,1,1)$	$V_1(0,0,1)$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_1(1,1,0)$
$T=0$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$
$T=-1$	$V_1(0,0,1)$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_1(1,1,0)$	$V_1(0,1,0)$	$V_1(0,0,1)$

(b). Switching vector diagram

Fig.7. Determination of primary voltage vectors.

II. 시스템 구성

그림.8은 본제어 시스템의 구성을 표시한 것이다. 이 그림에서는 순시 벡터를 직교 좌표축상에 d속, q속 성분으로, 분리하여 여러가지 연산을 행하는 방법을 이용했다.

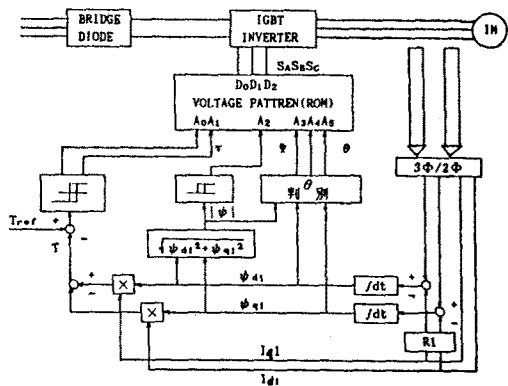


Fig.8. Schematic diagram

1차 전압벡터 및 1차 전류벡터의 각 성분은 3상/2상 변환에 의해 주어진다.

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -(1/2) & -(1/2) \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} \quad \dots (12)$$

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -(1/2) & -(1/2) \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \end{bmatrix} \quad \dots (13)$$

식(12), (13)에서 얻어진 V_1 및 I_1 에 의해 1차 자속벡터는

$$\begin{aligned} \phi_{d1} &= \int (V_{d1} - R_1 I_{d1}) dt \\ \phi_{q1} &= \int (V_{q1} - R_1 I_{q1}) dt \end{aligned} \quad \dots (14)$$

로 되고, 이 벡터의 절대치 $|\phi_1|$ 를 계산한후 그 연산 결과는 2차의 히스테리시스 비교기에 입력된 대 소 판단이 행해지며, $e^{\theta} = \phi_1 / |\phi_1|$ 에 의해 벡터를 판단한다. 순시 토-크 T는 토-크 지령치 T_{ref} 와 편차가 3차의 히스테리시스 비교기에 입력되어 선정된 ϕ, θ, τ 는 전체 디지털망으로 출력된다. 한편, 그림(b)에 표시한 스위칭 테이블을 ROM상에 구성하고, 앞에서 설명한 비교기 출력 ϕ, θ, τ 를 6bit의 Address 신호가 된다.

이상의 결과에서 1차 자속벡터, 순시 토-크의 목표치에 대한 제어 편차를 디지털 신호 ϕ, θ, τ 로 하여 이것의 조합에 의해서 전동기 상태에 가장 적절한 1차 전압 벡터 $V_1(Sa, Sb, Sc)$ 를 선택함으로써 토-크 제어한다.

그림.10에서 검출 또는 계산된 모든량은 모두 1차속의 것이며, 2차속 변수 및 정수를 전부 포함하지 않으므로 본 방식은, 좌표 변환을 필요하지 않기 때문에 제어연산이 간단하게 되어 2차 저항의 변동등에 직접 영향을 미치지 않는다.

IV. 시뮬레이션.

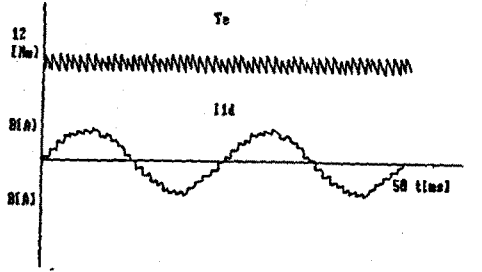
본 실험에 사용한 유도전동기의 정수는 아래와 같다.

표.1. 유도전동기의 정수

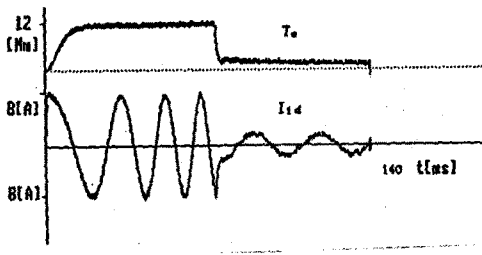
$R1=1.073\Omega$	$R2=0.707\Omega$
$L11=0.086H$	$L22=0.086H$
$M=0.0.082H$	$P=4$
$Ed=280V$	

제어성능 및 유도전동기 청수에 따르는 제어오차를 디지털 시뮬레이션에 의해 검사한다. 그림.11은 1차 전류, 순시 토크를 표시한 시뮬레이션 결과이다. (a)는 정상 상태에 있어서 제어성능을 표시한 것으로 1차 전류파형은 정현파에 근접하기 때문에 고조파 손실, 경음등에 아주 유리하다. (b)는 부하 변동시 토크 및 전류의 추정 특성을 표시한 것이다. 그림과 같이 스텝변화에 대하여 잘 추정되는 것을 보여준다.

5. T.Ohnishi and H.Okita, "A novel PWM technique for three-phase voltage source inverter" IPEC Tokyo Conf.REC.,1983,pp383-385



(a). Steady state



(b). Transient state

Fig.11. Simulation results

V. 결 론.

본 논문에서는 선간전압 변조방식을 적용한 인버터로 구동되는 유도 전동기의 1차 회로자속, 순시 토크를 제어변수로 하여, 그 지령치에 대한 오차조함에서 순시적으로 최적한 스위칭 모드를 결정하는 방법을 제안하여 실험 및 시뮬레이션으로 그 타당성을 입증하였다.

연구 결과를 요약하면 다음과 같다.

1. 선간전압 변조방식을 적용하면 인버터 출력파형에 고조파 성분이 억제된다.
2. 정상 상태에 있어서는 순시 토크를 히스테리시스폭으로 제어되기 때문에 토크 리플이 저감된다.
3. 과도 상태에 있어서 최단시간 토크 응답이 실현되도록 인버터 스위칭 모드를 결정하여 고속 토크 응답을 실현할 수 있다.

<참고 문헌>

1. 難波江, 照澤: "誘導電動機のトルク傳達函數安數化制御" 電學論B, 98, 303(昭53-3)
2. 野口, 高濱: "新理論に基づく誘導電動機の高速トルク制御法" 回轉機研究會資料 RM-84-76, 61(昭59-9)
3. I.Race: "Dynamic behaviour of inverter controlled induction motors", IFAC Con.(1965)
4. K.R.Jerdan: "Modes of operation of three-phase inverters", IGA-5, 6, 680(1969)