

**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 특허공보(B1)**

(51) Int. Cl.<sup>5</sup>  
H02P 5/34

(45) 공고일자 1992년 12월 26일  
(11) 공고번호 특1992-0011005

(21) 출원번호	특1984-0001163	(65) 공개번호	특1984-0008554
(22) 출원일자	1984년 03월 08일	(43) 공개일자	1984년 12월 15일
(30) 우선권주장	39433 1983년 03월 10일 일본(JP)		
(71) 출원인	가부시기 가이샤 메이덴샤 이마이 마사오 일본국 도오쿄도 시나가와구 오오사기 2조메 1반 17고		
(72) 발명자	오오니시 꼬오헤이 일본국 니혼꼬구 도오쿄도 코다이라시 미유끼쵸오 283-4 아시카가 타다시 일본국 니혼꼬구 도오쿄도 오오자끼 2조메 5반 10고 테라시마 마사유끼 일본국 니혼꼬구찌바겐 사꾸라시 가미시즈 1763-20		
(74) 대리인	김경원, 전기선		

**심사관 : 재대식 (책자공보 제3082호)**

**(54) 유도전동기의 벡터(VECTOR)제어방법과 장치**

**요약**

내용 없음.

**대표도**

**도1**

**명세서**

[발명의 명칭]

유도전동기의 벡터(VECTOR)제어방법과 장치

[도면의 간단한 설명]

제1도는 3상 유동전동기의 등가(等價) 블록도.

제2도는 벡터제어되는 유동전동기의 등가 블록도.

제3a도는 3상 유동전동기를 구동시키기 위하여 3개의 전력증폭기가 사용된 종래의 비간섭 벡터 제어장치의 블록도, (b)는 유도전동기를 구동시키기 위하여 2개의 전력증폭기가 사용된 종래의 비간섭 벡터제어장치의 블록도, (c)는 3상 유도전동기를 구동시키기 위하여 펄스폭변조(PWM)인버터가 사용된 종래의 비간섭 벡터제어장치의 블록도.

제4도 본 발명의 일실시예에 의한 유도전동기 비간섭 벡터제어장치에 있어서 비간섭 연산기와 2-3상 변환기가 결합된 주요부를 표시하는 블록도.

제5도는 제4도의 장치에 사용되는 블록도를 나타낸 것으로서, 제5a도는 비례미분기(比例微分器)의 한 예를 표시하는 블록도, 제5b도는 1차 지연적 분기의 일예를 나타내는 블록도.

제6a도는 본 발명의 4상한 운전을 설명하기 위하여 로우터 (notor) 각(角) 주파수를 횡축으로, 로우터 토크를 종축으로 하는 좌표, 제6c도는 4상한으로 분류하여 로우터 각 주파수의 부호를 표시한 표, 제6c도는 4상한 운전의 한 예를 표시한 도표이고 기준 로우터 각 주파수가 정회전에서 역회전으로 절환(切換)되었을 때에 전동기의 운전양식이 제1 상한운전으로부터 제2 상한운전을 거쳐 제3 상한운전으로 변환되는 4상한운전의 일예를 나타낸 도표.

제7도는 본 발명인 유도전동기 비간섭 벡터제어장치에 사용되는 3각파(角波) 발생기와 정(正), 여현(余弦)파 발생기의 블록도.

제8a도는 제7도의 3각파 발생기에 사용되는 업, 다운 카운터에서 출력되는 디지털의 3각파 신호를 나타낸 도면, 제8b도는 제7도의 발생기에 사용되는 룸에서 출력되는 디지털 정·여현파 신호를 표시하는 도면.

제9도는 본 발명의 유도전동기 비간섭 벡터제어장치에 사용되는 초기 2차 자속 인가(印加)하기 위해서 펄스 발생기가 부가 설치된 3각파 발생기와 정·여현파 발생기의 블록도이다.

#### [발명의 상세한 설명]

본 발명은 유도전동기 벡터제어방법 및 장치에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 2차 자속에 대응하는 1차 전류와 2차 구동전류에 대응하는 1차 전류가 개별적으로, 그리고 두 벡터가 직교(直交)하도록 제어되어 유도전동기의 비간섭 벡터제어방법과 장치에 관한 것이다.

여기서 상술한 비간섭 (非干涉)이라 함은 2차 자속과 2차 구동전류와의 상호간섭이 서로 제거됨을 의미한다.

근래에 대전력 전자소자 기술의 특출한 진보에 보조를 같이 해서 특히 벡터제어방법은 직류기 (直流機)와 동등한 급속한 응답특성을 가지고 유도전동기를 모든 속도에서 구동하기 위해 제작되어 있다.

이 벡터제어방법에서 전동기의 1차 전류는 2차 자속을 발생시키기 위한 1차 여자전류(勵磁電流)와 2차 구동전류를 발생시키기 위한 1차 구동전류로 나누어지고, 그들 벡터가 서로 직교하도록 독립하여 제어된다.

더구나 이 벡터제어방법에서는 직류기의 경우와 마찬가지로 2차 자속의 크기는 일정한 레벨로 제어되고, 2차 구동전류는 독립적으로 증감된다.

상술한 유도전동기의 벡터제어방법에 있어서는 2차 자속과 2차 구동전류와의 사이에 상호간섭이 있기 때문에 실제상으로는 2차 자속의 크기는 일정하게는 되지 않는다. 이 문제를 해결하기 위해서 소위 비간섭 벡터 제어 방법이 사용된다.

이 방법에서는 2차 자속과 2차 구동전류의 상호 간섭 즉 벡터의 교차항이 제거된다. 이론적으로 2차 자속과 2차 구동전류의 벡터를 비간섭으로 하기 위해서는 3개의 필요충분조건이 있다. 이를 조건은 보통, 통상적인 벡터제어장치에 비간섭 연산기를 추가함으로써 충족된다.

그러나 상술한 비간섭 벡터제어방법 또는 장치에 있어서는 비간섭 연산기 2-3 변환기가 개별적으로 설치되기 때문에 장치의 구성은 복잡해진다.

더우기 유도전동기를 직류기와 완전히 동일하게 구동시키기 위해서는 4상한운전(象限運轉) (정역(正逆) 방향으로 자유로이 전동기를 구동하는 것)이 필요하다. 그런데 이 벡터제어방법에는 2상동기 회전좌표(2相同期回轉座標)의 1차 전압을 2상 고정(固定) 좌표의 1차 전압으로 변환하기 위해 삼각관수(3角關數) (정현파와 여현파)가 사용되기 때문에, 이를 삼각관수의 정부(正負) 부호를 전동기의 회전방향에 상응해서 연속적으로 변화시키는 것이 상술한 4상한 운전을 실시할 때 특히 중요하다.

더구나 고(高) 토오크 3상 유도전동기를 구동하기 위해서는 펄스폭변조형 (PWM) 인버터가 실제자주 사용된다. 이 PWM형 인버터에서는 기준 3상 1차 전압에 대해서 변조신호를 발생시키기 위한 3각파 신호가 사용된다. 그러나 종래의 벡터제어방법과 장치에서 상기 3각파 신호는 공급전압과 동기되지 않으면 않되는 경우도 있어서 공급전압의 1주기중의 출력되는 3각파 신호의 갯수는 공급전압의 주파수가 감소함에 따라 감소한다. 이것은 고주파의 전류가 증가하고 또한 3각파 신호의 긴 주기(周期)에 기인하는 제어지연 또는 불필요시간의 증가로 인하여 응답특성을 저하시킨다는 문제가 있다.

더구나 상술한 PWM식 인버터의 제어방식에서, 전동기가 정지했을 때에는 공급전압 주파수가 영(零)이 되고 3각파 신호가 발생하지 않아, 전동기를 가동하기 전에는 2차 자속을 유기(誘起)하는 PWM신호가 발생하지 않는다.

2차 자속은 공급전압 투입후에 시간지연을 수반해서 유기되기 때문에 그 가동응답 특성이 만족한 것은 아니다.

본 발명은 이 문제들을 감안하여 이루어진 것으로, 본 발명의 제1의 목적은 비간섭 연산기와 2-3상 변환기를 결합하여 간단한 장치구성의 유도전동기용 벡터제어방법과 장치를 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 전동기 회전방향에 따라서 3각관수(3角關數)의 정부(定負)부호를 연속적으로 변화시켜서 4상한운전(4象限運轉)을 가능케하는 유도전동기의 벡터제어방법과 장치를 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 전동기가 비교적 저속으로 회전하고 있을 때의 응답특성을 개선하도록, 공급전압의 1주기중에 발생하는 3가(반송(搬送))파 신호의 수를 공급전압 신호의 주파수의 감소에 수반하여 증가시키는 PWM 인버터를 구비한 유도전동기의 벡터제어방법과 장치를 제공함에 있다.

더우기 본 발명의 또 다른 목적은 전동기를 가동하기 전에 초기의 2차 자속을 발생시키기 위해서, 전동기가 영부근의 속도로 회전하고 있을 때에는 소정 주파수의 초기 공급전압 신호가 3각파 신호발생기에 인가되는 PWM 인버터를 구비한 유도전동기의 벡터제어방법과 장치를 제공함에 있다.

상술한 제1의 목적을 달성하기 위해 본 발명의 방법과 장치는 회전하는  $\alpha - \beta$  좌표의 1차 기준 전류와 정·여현파(正·余弦波)에 입각한 계산식에 따라서 고정 d-q좌표의 1차 전압을 계산하는 수준 또는 수단을 가진다.

상술한 제2 목적 달성을 위해서 본 발명의 방법과 장치는 전동기의 회전방향의 정보를 포함하는 정·여현파를 발생시키기 위해서 전동기의 회전방향을 검출하고 그 방향에 대응한 업(up) 혹은 다운(down) 신호를 출력하는 수준 또는 수단을 가진다.

상술한 제3의 목적을 달성하기 위해서 본 발명의 방법과 장치는 공급전압 주파수의 크기에 비례(比例) 한 전압레벨의 신호를 발생시키고 그 발생신호를 전압-주파수 변환하고 변환된 신호를 순차적으로 분주(分周)하며, 공급압 주파수의 크기에 따라서 복수의 절환(切換)신호를 발생시키고, 공급전압 주파수가 낮

을 때에는 분주회수가 적은 신호가 선택되고, 높을 때에는 분주회수가 많은 신호가 선택되도록 절환신호에 상응해서 상술한 절환된 신호를 선택적으로 출력하는 수순과 수단을 가진다.

상술한 제4의 목적을 달성하기 위해서 본 발명의 방법과 장치는 초기 2차 자속을 전동기에 인가하기 위해서 공급주파수가 영일 때에는 소정의 주파수의 펄스신호를 3각파 신호 발생기에 출력하는 방법 또는 수단을 가진다.

유도전동기의 벡터제어방법과 장치에 있어서 비간섭 연산과 2-3상변환을 결합해서 장치구성을 간소화하고 또한 회전방향에 상응해서 3각관수 신호의 정부부호를 절환해서 4상한운전을 가능케한다. 더우기 PWM 인버터에 의해 구동되는 3상 유도전동기의 경우에 공급전압 신호의 1주기중에 발생하는 3각파(반송파) 신호의 수를 공급전압 주파수의 감소에 따라 증가시켜 전동기가 저속으로 회전하고 있을 때의 응답특성을 개선한다.

더우기 전동기의 정지시에 소정의 주파수의 초기공급을 전압신호를 3각파 신호발생기에 인가해서 전동기 가동전에 초기 2차 자속을 발생시킨다.

유도전동기의 2축(軸) 이론에 입각한 간이화된 모델로서 수학적으로 취급할 수 있다. 이 이론에서는 고조파(高調波), 철손, 자기포화 등은 모두 무시되고, 신호는 3각함수라는 조건하에서, 2차축을 포함하는 3상전기지가 1차축의 2상 전기지로 변환된다. 이 2축이론에 의하면 바구니형 3상 유도전동기의 1차축의 전압-전류방정식과 토오크는 1차 전압에 동기하여 회전하는  $\alpha$ - $\beta$  좌표상에서 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{vmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ e_{2\alpha} \\ e_{2\beta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (r_1 + L_\sigma P) - L_\sigma W_0 & \frac{M}{L_2} P & \frac{M}{L_2} W_0 \\ L_\sigma W_0 & (r_1 + L_\sigma P) & \frac{M}{L_2} W_0 \\ \frac{Mr_2}{L_2} & \bigcirc & \left(\frac{r_2}{L_2} + P\right) - (W_0 - W_r) \\ \bigcirc & \frac{Mr_2}{L_2} & W_0 - W_r - \left(\frac{r_2}{L_2} + P\right) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{vmatrix} \quad (1)$$

$$T = \frac{3}{2} (\lambda_{2\beta} i_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha} i_{2\beta}) \quad (2)$$

여기서 하측 첨자  $\alpha$ 는  $\alpha$  축상의 성분, 하측첨자  $\beta$ 는  $\beta$  축상의 성분, 1은 1차축의 값, 하측첨자 2는 1차축 값으로 환산된 2차축 값,  $e$ 는 전압,  $i$ 는 전류,  $\lambda$ 은 자속,  $r$ 은 저항  $M$ 은 상호 인덕턴스,  $L$ 은 인덕턴스,  $L_\sigma = (L_1 L_2 - M^2) / L_2$ 이며,  $P$ 는 미분 또는 라플라스 연산자로서  $P = d/dt$ 이며,  $W_0$ 는 1차 공급전압 벡터의 순간 각도 또는 전압제어형 전원의 각주파수,  $W_r$ 는 회전 각주파수이다 상기 식(1)은 1차 전압과 1차 전류와의 관계와 2차축 전압과 2차축 자속의 관계에 위상관계를 포함시켜 표시하고 있다. 이  $\alpha$ - $\beta$  좌표는 전압 제어형 전원으로 유도전동기로 구동할 때에 가장 적합하다.

제1도는 상기  $\alpha$ - $\beta$  좌표상에 전개한 바구니형 유도전동기의 등가 블록도이다. 제1도의 블록도 작성 방법의 상세한 설명에 관해서는 다음의 문현에 기재되어 있다. 즉, 오오니시, 스기우라, 미야지의 “유도전동기 구동에 있어서의 비간섭 제어에 관해서” 일본 IEE보고, RM-81, 1981년 2월. 상술한 식 (2)에 의해서 2차 자속  $\lambda_{2\beta}$  또는  $\lambda_{2\alpha}$ 가 일정하다면, 토오크는 차차 전류  $i_{2\alpha}$  또는  $i_{2\beta}$ 에 비례한다는 것을 알 수 있다.

유도전동기를 직류전동기와 마찬가지로 제어하기 위해서는 벡터제어방법을 사용할 필요가 있다. 이 방법에서는 2차 자속  $\lambda_2$ 와 2차 구동전류  $i_2$ 의 두 벡터가 서로 직교하도록 따로따로 제어된다.  $\alpha$ 와  $\beta$  축은 어떻게 결정해도 무방하지만  $\alpha$ 축을 2차 자속의 방향으로  $\beta$ 축을 2차 구동전류  $i_2$ 의 방향으로 결정함이 바람직하다. 이와 같이 결정하면  $\lambda_2$ 와  $i_2$ 가 직교하는 조건은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{2\alpha}(i_{1\alpha}) &= \text{일정}, & \lambda_{2\beta} &= \bigcirc \\ \lambda_{2\alpha} &= \bigcirc, & \lambda_{2\beta}(i_{1\beta}) &= \text{가변} \end{aligned} \quad (3)$$

상술한 것은 2차 자속  $\lambda_{2\alpha}$ 가  $\alpha$  축상에서만 일정하게 제어되고 2차 구동전류  $i_{2\beta}$ 는  $\beta$  축에서만 가변으로 제어되어서 직류기와 동일하게 됨을 표시하고 있다.

상술한 식(3)의 조건을 슬립(slip) 각주파수  $W_s$ 를 다음과 같이 제어해서 얻을 수 있다.

$$W_s = W_0 - W_r = \frac{Mr_2}{L_2 \lambda_{2\alpha}} \cdot i_{1\beta} \quad (4)$$

여기서  $W_s$ 는 슬립 각주파수이다.

이와 같이  $\alpha$ ,  $\beta$  축이 결정되면 1차 전류  $i_{1\alpha}$ 는 2차 자속  $\lambda_{2\alpha}$ 에 대응하고, 1차전류  $\beta$  축 성분  $i_{1\beta}$ 는 2차 구동전류  $i_{2\beta}$ 에 대응한다.

상기한 식(3), (4)은 2차 자속과 2차 전류를 비간섭으로 하는 필수조건이기는 하지만, 1차축의  $\alpha$ 축 성분과  $\beta$  축 성분과의 상호 간섭(교차항)에 대한 기전력이 아직도 남아 있기 때문에 완전 조건은 아니다.

여기 식 (3)과 식 (4)의 조건을 제1도의 블록도에 적용한다.

제1도에서 점 a는  $r_2=0$  따라서  $e_{2\beta}=0$  으로 하면,

$$i_{1\beta} \left( \frac{M}{L_2} \right) r_2 + -\lambda_{2\alpha} (W_0 - W_r) = 0$$

이기 때문에, 영(zero)으로 된다. 점 b에서는  $\lambda_{2\alpha}=0$ 이 정하고,  $P\lambda_{2\alpha}=0$ 이기 때문에 영으로 된다. 점 c는  $\lambda_{2\beta}=0$ 이므로 영이 된다. 점 d는  $i_{2\alpha}=0$ 이기 때문에 영이다. 더우기 점선으로 둘러싸인 부분은 A는 다음과 같이 계산된다.

$$e_{1\beta} = (\text{화살표 } A_1 \text{를 연산 계산}) + (\text{화살표 } A_2 \text{를 연산 계산})$$

$$= i_{1\alpha} \cdot L_\sigma W_0 + i_{1\alpha} \left( \frac{M}{L_2} r_2 \right) - \left( \frac{L_2}{L_2 P + r_2} \right) \left( \frac{M}{L_2} \right) W_0$$

$$= \left( L_\sigma + \frac{M}{L_2} r_2 \cdot \frac{L_2}{L_2 P + r_2} \cdot \frac{M}{L_2} W_0 i_{1\alpha} \right)$$

$$\frac{L_2}{L_2} = r_2 \text{ 그리고 } L_\sigma = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} \text{라고 한다면,}$$

$$e_{1\beta} = \left( L_\sigma + \frac{M^2 / L_2}{r_2 P + 1} \right) W_0 i_{1\alpha}$$

$$= \frac{L_\sigma r_2 P + L_\sigma + M^2 / L_2}{r_2 P + 1} W_0 i_{1\alpha}$$

$$= \frac{L_\sigma r_2 P + \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} + \frac{M^2}{L_2}}{r_2 P + 1} W_0 i_{1\alpha}$$

$$= \frac{\left( \frac{L_\sigma}{L_1} r_2 P + 1 \right) L_1 W_0 i_{1\alpha}}{r_2 P + 1} e_{1\beta} = L_1 W_0 i_{1\alpha}$$

한편, 점선으로 둘러싸인 부분B는 다음과 같이 계산된다.

$$e_{1\alpha} = (\text{화살표 } B_1 \text{를 연산 계산}) + (\text{화살표 } B_2 \text{를 연산 계산}) = i_{1\beta} \cdot L_\sigma W_0 + 0 \text{ (점 a는 영이므로)}$$

이상 설명한 바와 같이 제1도의 유도전동기의 블록도는 식 (3) (4)의 조건하에서 제2도와 같이 간단히 될 수 있다.

제2도를 보면, (1) 2차  $\alpha$ -축, 자속  $\lambda_{2\alpha}$ 는 1차  $\alpha$ -축  $e_\alpha$ 에 의해서만 결정되지 않고 1차  $\beta$ -축 전류  $i_\beta$ 에 의한 성분  $+L_\sigma W_0 i_\beta$ 의 간섭의 영향을 받고 있으며, (2) 2차  $\beta$ -축 전류  $i_{2\beta}$ 는 1차  $\beta$ -축 전압  $e_{1\beta}$ 에 의해서만 결정되지 않고 1차  $\alpha$ -축 전류  $i_{1\alpha}$ 에 의한 성분  $-L_1 W_0 i_{1\alpha}$ 의 간섭의 영향을 받고 있는 점을 알 수 있다.

이 문제를 해결하기 위해서 간섭영향에 대해서 1차전압  $e_{1\alpha}$ 의  $e_{1\beta}$ 를 사전에 보상해주는것, 즉 2차 자속  $\lambda_{2\alpha}$ 를 1차전압  $e_{1\beta}$ 으로부터 비간섭으로 또 2차 구동전류  $i_{2\beta}$ 를 1차 전압  $e_{1\alpha}$ 으로부터 비간섭으로 하는 것이 바람직하다.

제2도로부터 쉽게 이해할 수 있는 것처럼 상술한 비간섭 제어는 이들 두개의 교차항을 소거함으로써 달성을 수 있다. 즉, 1차전압  $e_{1\alpha}$ ,  $e_{1\beta}$ 은 기준 1차전류  $i_{1\alpha}$ ,  $i_{1\beta}$ 와 다음의 소거치를 합성해서 달성을 수 있다.

$$e_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha}^* - L_\sigma W_0 i_{1\beta}^*$$

$$e_{1\beta} = r_1 i_{1\beta}^* + L_0 W_0 i_{1\alpha}^* \quad \dots \dots \dots \quad (5)$$

$$e_{1\beta}^* = i_{1\beta}^* \cdot r_1 + L_\sigma P$$

$$\text{여기서, } e_{1\alpha}^* = i_{1\alpha}^* \cdot r_1$$

$$e_{1\beta}^* = i_{1\beta}^* \cdot r_1 + L_\sigma P$$

상축점자  $^*$ 는 기준 또는 지령치이고 전동기를 구동할때에 외부로부터 인가된다.

윗 식은 비간섭 조건을 표시한다. 상세히 설명하자면, 1차전압  $e_{1\alpha}$ 를 결정하기 위해서는 기준 1차전류  $i_{1\beta}^*$  (2차전류  $i_{2\beta}$ 를 제어)와 공급전압 각주파수  $W_0$ 와 계수  $L_\sigma$  상승해서 얻어진 값으로부터 감산된다.

마찬가지로, 1차전압  $e_{1\beta}$ 를 결정하기 위해서는 기준 1차전류  $i_{1\alpha}^*$ 와 공급전압 각주파수  $W_0$ 와 계수  $L_1$ 을 승산해서 얻어진 값,  $L_1 W_0 i_{1\alpha}^*$ 을 기준으로 1차전류  $i_{1\beta}^*$ 와 1차 저항  $r_1$ 을 승산해서 얻어진 값,  $r_1 i_{1\beta}^*$ 에 가산된다.

식(4)에서  $\lambda_{2\alpha}$ 는 일정(또는  $i_{1\alpha}$  일정)하기 때문에, 슬립주파수( $W_s$ )는 1차전류  $i_{1\beta}$ 에 비례한다.

요컨대 식 (4)와 (5)는 전압제어형 전원으로 유도모터를 구동할 때에 2차 자속과 2차 전류를 비간섭으로 하고 또한 2차 자속  $\lambda_{2\alpha}$ (즉,  $i_{1\alpha}$ )를 일정하게 하는 필요충분조건이다.

비간섭 제어를 실현하는데는 2차 자속  $\lambda_{2\alpha}$ 에 대응하는 1차 전류  $i_{1\alpha}$ 의 값과 2차 전류  $i_{2\beta}$ 에 대응하는 1차 전류  $i_{1\beta}$ 가 회전 각주파수  $W_r$ 에 추가해서 제어정보로 필요하다. 실제의 제어에서는 기준치 또는 지령치를 사용하는 것이 실용적이다.

제2도를 참조해서 기준 1차 전류  $i_{1\alpha}^*$ 은 기준 2차 자속  $\lambda_{2\alpha}^*$ 에 입각해서 다음식으로부터 얻을 수 있다.

마찬가지로, 기준 1차 전류  $i_{1\beta}^*$ 은 기준 토오크  $T^*$ 와 기준 2차 자속  $\lambda_{2\alpha}^*$ 에 입각해서 다음식으로부터 얻을 수 있다.

$$i_{1\alpha}^* = \lambda_{2\alpha}^* / M$$

$$i_{1\beta}^* = \frac{L_2}{M \lambda_{2\alpha}^*} T^*$$

왜냐하면, 제2도에서

$$T = i_{2\beta} \cdot \lambda_{2\alpha} = (i_{1\beta} \cdot \frac{M}{L_2}) \cdot \lambda_{2\alpha}$$

2차 기준자속  $\lambda_{2\alpha}^*$ 은 일정하기 때문에 기준토오크  $T^*$ 는 PI 속도제어기(비례적분기)를 통해 얻어지는 1차기준 전류  $i_{1\beta}^*$ 에 의해서 결정할 수가 있다. 이 비례적분기에서는 기준 회전 각주파수  $W_r^*$ 와 실제의 회전 각주파수  $W_r$ 의 차를 적분된다.

제3a도는 3상 유도전동기의 비간섭 벡터 제어장치의 블록도의 한예이다. 유도전동기(1A)는 전력증폭기(2A)에서 공급되는 1차전압에 의해서 구동된다. 증폭기(2A)에는 3상 교류전압(2a)이 적당한 정류기(2b)를 통해 인가된다. 비간섭 연산기(3)는 1차기준전류( $i_{1\beta}^*$ ) (가변 2차전류  $i_{2\beta}$ )를 받아 식(5)에 따라서 1차전압( $e_{1\alpha}$ ,  $e_{1\beta}$ )을 출력하기 위해서 비간섭치를 계산한다.

$$-L_\sigma W_o i_{1\beta}, L_1 W_o i_{1\alpha}^*$$

참조부호 3<sub>1</sub>과 3<sub>4</sub>는 계수( $r_1$ ) 승산기, 3<sub>2</sub>와 3<sub>5</sub>는 승산기를 나타낸다.

참조부호 3<sub>3</sub>과 3<sub>6</sub>은 인덕턴스( $L_0$  또는  $L_1$ ) 승산기이다. 참조부호 4는 유도전동기(1A)의 회전 각주파수( $W_r$ )를 검출하는 속도센서이다. 참조부호 5는 비례적분기(PI)로서 1차기준 전류( $i_{1\beta}^*$  ( $i_{2\beta}$ ))를 결정하기 위해서 기준(목표) 회전 각주파수( $W_r^*$ )와 실제의 회전 각주파수( $W_r$ )와의 차를 적분하는 것이다.

참조부호 6은 공급전압 각주파수( $W_0$ )를 연산하는 공급전압 각주파수 연산기이고, 이것은 1차기준 전류( $i_{1\alpha}^*$ )로 계산하는 계산기(6<sub>1</sub>)와 계수( $1/\tau_2$ ) 승산기(6<sub>2</sub>)를 포함한다. 식(4)의 공급전압 각주파수( $W_0$ )는 상기 연산기(6)에 의해서 다음과 같이 계산된다.

$$W_0 = W_1 + W_s \text{ (슬립주파수)}$$

$$= W_1 + \frac{i_{1\beta}^*}{i_{1\alpha}^*} \cdot \frac{1}{\tau_2}$$

$T_1 = L_2 \cdot r_2$  이므로,

$$= W_1 + \frac{i_{1\beta}^*}{i_{1\alpha}^*} \cdot \frac{r_2}{L_2}$$

$$\lambda_{2\alpha} = i_{1\alpha} \cdot M \text{ 이므로,}$$

$$= W_1 + \frac{M r_2}{L_2 \lambda_{2\alpha}} i_{1\beta}^*$$

참조부호 7A는 비간섭 된 1차전압( $e_{1\alpha} \cdot e_{1\beta}$ )과 3각 함수에 입각해서 3상 기준전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )을 발생하는 2-3상 변환기이다.

이 기준전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )는 다음식으로부터 얻어진다.

$$\begin{aligned} e_{1d} &= \cos W_o t \cdot e_{1\alpha} - \sin W_o t \cdot e_{1\beta} \\ e_{1q} &= \sin W_o t \cdot e_{1\alpha} + \cos W_o t \cdot e_{1\beta} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (6)$$

$$\begin{aligned} e_a^* &= e_{1\alpha} \\ e_b^* &= -1/2e_{1\alpha} - 3/2 e_{1q} \\ e_c^* &= -1/2e_{1\alpha} + 3/2 e_{1q} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (7)$$

식(6)은 2상 동기회전  $\alpha - \beta$  좌표상의 1차전압( $e_{1\alpha}$ ,  $e_{1\beta}$ )이 2상고정 d-q 좌표로 변환될 수 있음을 표시하고 있다.

식(7)은 2상 고정 d-q 좌표상의 1차전압( $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ )이 통상의 고정 3상 1차 기준전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )으로 변환될 수 있음을 표시하고 있다.

참조부호 8은 뒤에 상세히 설명할 정·여현파 발생기이다.

전력증폭기 (2A)는 세개의 독립된 증폭기 ( $2_{1A}$ ,  $2_{2A}$ ,  $2_{3A}$ )를 포함하며 유도 전동기 (1A)를 구동하기 위해 1차 기준전압 신호( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )를 각각 증폭한다.

일반적으로 3상 유도전동기(1A)가 사용되지만 비교적 작은 토오크가 요구될 때에는 제3b도에 나타낸 바와같이 2이상 유도전동기(2B)도 사용할 수 있다.

이 경우에는 다른 좌표변환기(7B)가 사용된다.

즉 2상 1차 전압을 3상 1차 전압으로 변환하지 않고 식(6)에만 따라서 1차전압( $e_{1\alpha}$ ,  $e_{1\beta}$ )이 1차전압( $e_{1d}^*$ ,  $e_{1q}^*$ )으로 변환된다. 계산된 기준신호( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )가 다행히 직접 전력증폭기( $2_{1B}$ ,  $2_{1B}$ )로 각각 증폭되고 2상 전동기(1B)를 구동시킨다.

더구나 제3b도의 장치에서 2상 전원(2a')을 사용할 수 있다.

제3c도는 PWM 인버터(2C)가 결합된 3상 유도전동기를 위한 비간섭 벡터장치의 블록이다. 이와같은 장치에서는 3각파 신호 발생기(9)가 더욱 포함된다. PWM 인버터(2C)는 기준전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )과 3각파신호( $T_{r1}$ )에 의해서 세 개의  $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$  PWM(펄스폭변조)된 신호를 발생한다. PWM 신호를 발생하기 위해서는 기준신호 각각의 전압레벨이 3각파 신호의 전압레벨과 개별적으로 비교된다. 기준 전압신호가 전압레벨에서 3각파 신호를 초과한 동안만 펄스폭 변조된 펄스가 발생된다. 더 상세하게 말하자면 PWM 신호의 H(high)(ON)레벨 시간동안은 기준신호의 순간 전압레벨이 3각파 신호의 레벨을 초과했을 때부터 시작하여 3각파 신호의 레벨이하로 강화될때까지이다. 따라서 기준치 전압신호 전압레벨이 높을수록 PWM 신호의 펄스폭은 길어진다. 이들 PWM 신호에 응답해서 인버터(2C)내의 SCR등의 스위칭 소자가 정호되어 1차전압 신호를 발생하고, 이 신호에 의해서 2차자속과 2차 구동전류와의 사이에 비간섭 벡터제어 조건상태하에서 유도전동기(1A)의 속도와 토오크가 제어된다.

이상의 설명에 입각해서 본 발명의 제1의 특성을 아래에 설명한다.

제1의 특징을 비간섭 벡터제어장치에 있어서 가능한 장치의 구성을 간소화한다는 점이다.

제3a, 3c도의 종래의 장치구성에서 비간섭 연산기(3)와 2-3상 변환기(7A)가 따로따로 설치되어 식(6), (7)의 계산을 실시하고 있다. 그러나, 제1 실시예에서는 두 개의 계산을 동시에 실시한다. 더욱, 상세히 말하자면, 전압제어형 인버터(2C)에 인가되는 기준전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ ) 식(5)을 식(6)에 대해서 다음과 같이 직접 계산된다.

$$\begin{aligned} e_{1d} &= (r_1 i_{1\alpha}^* - W_o L_{\sigma} i_{1\beta}^* \cos W_o t \\ &\quad - (r_1 i_{1\beta}^* + W_o L_{\sigma} i_{1\alpha}^*) \sin W_o t \\ &\quad - W_o \sin W_o t) = d/d_t (\cos W_o t) = S \cdot \cos W_o t \text{이며, } W_o \cos W_o t = d/d_t (\sin W_o t) = S \cdot \sin W_o t (S \text{는 미분} \end{aligned}$$

연산자) 이므로,

$$e_{1d} = (r_1 + L_{\sigma} S) \cos W_o t \cdot i_{1\alpha}^* - (r_1 + L_{\sigma} S) \sin W_o t \cdot i_{1\beta}^* \quad \dots \dots \dots \quad (8)$$

마찬가지로,

$$e_{1q} = (r_1 + L_{\sigma} S) \sin W_o t \cdot i_{1\alpha}^* - (r_1 + L_{\sigma} S) \cos W_o t \cdot i_{1\beta}^* \quad \dots \dots \dots \quad (9)$$

상술한 식(8)(9)은 비간섭 조건과  $\alpha - \beta$  좌표로부터 d-q 좌표로의 변환을 따로따로 계산함이 없이 식(5)의 비간섭 조건을 포함해서 고정 d-q 좌표상의 1차전압이 1차기준 전류( $i_{1\alpha}$ ,  $i_{1\beta}$ )에서 직접 구할 수 있음을 표시하고 있다.

제4도는 본 발명의 장치의 주요부분의 상세한 블록도이다. 비간섭 연산기는(3D)는 4개의 비례미분기(PD)( $3_{1D}$ ,  $2_{2D}$ ,  $3_{3D}$ ,  $3_{4D}$ )와 4개의 승산기( $5_5$ ,  $3_{6D}$ ,  $3_{7D}$ ,  $3_{8D}$ )와 2개의 적분기( $3_{9D}$ ,  $3_{10D}$ )를 가지며,

식(8)(9)에 따라서  $e_{1d}$  또는  $e_{1q}$ 을 구한다.

비례미분기( $3_{10}-3_{40}$ )는  $\sin W_0 t$  또는  $\cos W_0 t$ 와  $(r_1+L_0 S)$  또는  $(r_1+L_1 S)$ 와의 곱셈을 행한다. 연산 증폭기(0A)를 사용한 미분기의 한 예를 제5a도에 표시한다. 귀환저항( $R_f$ ), 입력저항( $R_1$ ), 입력캐패시턴스( $C$ )에 의해서 결정되는 전달함수가 계수  $r_1$ 과  $L_1$  또는  $L_0$ 에 일치하도록 각각 결정된다.

승산기( $3_{50}-3_{80}$ )는 비례미분기 출력과 1차기준 전류( $i_{1B}^*$ ) 또는 ( $i_{1a}^*$ )와의 곱을 계산한다. 적분기( $3_{90}$ ,  $3_{100}$ )는 1차 지연요소이다. 이들 요소는 정·여현파 신호에 중첩하는 고주파의 잡음 성분을 제거하도록 설치된다. 제5b도에 연산증폭기를 사용한 이들 요소의 일 예를 표시한다.

1차 지연적분기의 시정수  $T (=CR)$ 는 정·여현파 신호와 비교해서 충분히 작게 결정된다. 즉 잡음에 의한 고주파 성분을 제거하면서도 그 시정수는 충분히 작기 때문에 제어 주파수 범위에 유도전동기에 대한 지연의 영향은 무시할 수 있다. 이들 잡음제거 요소가 필요한 이유는 정·여현파 신호발생기가 디지털방식으로 구성된 경우에 고주파 잡음성분이 정·여현파 신호에 향상 포함되기 때문이다.

상술한 비간섭 연산기(3D)에 의해서 식(8)(9)에 따라서 전압( $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ )을 얻을 수 있다.

2-3상 변환기(7d)는 이득이 1/2인 제1 반전 증폭기( $7_{10}$ ), 이득이 3/2인 제2 증폭기( $7_{20}$ ), 이득이 1인 제3 반전 증폭기( $7_{30}$ )로 구성되고, 식(7)에 따라서  $d-q$  좌표 1차전압( $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ )에 대응한 3강 기준제어전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )가 계산된다. 더 상세하게 말하자면,  $e_a^*$ 는 비간섭 연산기(3D)로부터 직접 얻어지며,  $e_b^*$ 는 제1 반전 증폭기( $7_{10}$ )의 출력( $-1/2 e_{1d}$ )과 제2 증폭기( $7_{10}$ )에 접속된 제3 반전 증폭기( $7_{30}$ )의 출력( $1/3/2 e_{1q}$ )을 가산해서 얻어지며,  $e_c^*$ 는 제1 반전 증폭기( $7_{10}$ )의 출력( $-1/2 e_{1d}$ )과 제2 증폭기( $7_{20}$ )의 출력( $3/2 e_{1q}$ )을 가산해서 얻어진다.

(2C)의 3개의 주 스위칭 요소를 따로따로 접호하는 3개의 PWM 제어신호( $B_a$ ,  $B_b$ ,  $B_c$ ) 또는 ( $\bar{B}_a$ ,  $\bar{B}_b$ ,  $\bar{B}_c$ )를 발생하도록 상기 3개의 기준전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )은 3각파 발생기(9)로부터 출력되는 3각파 신호( $Tr_1$ )의 전압레벨과, 인버터(2C)내에 구성된 3개의 비교기( $2_1$ ,  $2_2$ ,  $2_3$ )에 의해서 비교된다.

다음에 본 발명의 제2의 특징으로 설명한다. 직류기와 마찬가지로 유도전동기를 구동하기 위해서는 4상 한 운전이 필요하다. 이 4상한 운전에 관해서 아래에 설명한다. 제6a도에 나타낸 바와 같이, 회전각주파수( $Wr$ )를 횡축으로 취해지고, 전동기 토오크( $T$ )를 종축으로 잡으면, 제1 상한에서는 전동기는 정회전 방향으로 구동되고, 제2 상한에서는 정회전 방향으로 회전하면서 제동되고, 제3 상한에서는 역회전 방향으로 구동되고, 제4상한에서는 역회전 방향으로 회전하면서 제동된다.

환언하면 제6b도에 표시한 바와 같이 제1 상한에서는 토오크( $T$ )는 정(Positive)이고, 회전 각주파수( $Wr$ )도 정이며, 제2 상한에서  $T$ 는 부(negative)이고,  $Wr$ 은 정이며, 제3 상한에서는  $T$ 는 부,  $Wr$ 도 부, 제4상한에서는  $T$ 는  $Wr$ 는 부이다.

제6c도는 정방향 회전중의 전동기가 시간  $t_1$ 에서 역방향으로 스위칭되었을 때의 예이다. 제1 상한에서 전동기가 회전하고 있을 때( $T > 0$ ,  $Wr > 0$ ), 기준주파수(속도) $+W_r^*$ 이  $-W_r^*$ 로 스위칭되면 전동기는 제2 상한 운전( $T < 0$ ,  $Wr > 0$ ) (모터는 제동되거나 또는 토오크가 흡수된다)으로 된다.

회전 속도가 영이 되면 제3 상한운전( $T > 0$ ,  $Wr < 0$ ) (역방향으로 구동된다)으로 된다.

본 발명에 따른 유도전동기의 비간섭 벡터제어장치에 있어서 4상한운전을 실시하기 위해서는 실제의 혹은 기준의 전동기 각주파수(속도) ( $Wr$  또는  $W_r^*$ )는 정방향 회전에서 정으로 결정되고, 역방향회전에서는 부로 결정된다.

이와같은 조건하에서는 1차기준전류( $i_{1B}^*$ ) (2차 구동전류에 대응함)는 모터의 회전방향에 관계없이 기준 각주파수( $W_r^*$ )가 실제의 각주파수( $Wr$ )보다 높을 때에는 항상 정으로 된다. 즉,  $+i_{1B}^*$ 는 정의 기준 토오크를 표시하며, 슬립(slip) 각주파  $Ws=W_0-Wr$  ( $W_0$ 는 공급전압 각주파수) 또한 정으로 된다. 이와는 대조적으로  $-i_{1B}^*$ 는  $W_r^*$ 보다 작을 때에는 항상 부이다. 즉,  $-i_{1B}^*$ 는 부의 기준토오크를 나타내며, 따라  $Ws$  또한 부로된다.

요컨대 모든 각주파수( $Wr$ ,  $W_r^*$ ,  $W_0$ ,  $Ws$ )는 정·부 부호를 고려해서 처리된다.

다음에 본 발명의 제3의 특징으로 설명한다. 제3의 특징은 정 또는 여현파 신호를 3각파 신호에 동기시키면서 3각파 신호 주파수에 대한 정 또는 여현파 신호 주파수의 비가 공급전압 각주파수( $W_0$ )의 크기에 상응해서 조정되도록 정·여현파 발생기(8)와 3각파 발생기(9)를 구성하는 것이다. 환언하면 공급전압 신호의 1주기중에 발생하는 3각파(반송파)신호의 수(number)를 공급전압 주파수가 감소함에 따라서 증가시켜 전동기가 저속으로 회전하고 있을 때의 응답특성을 개량함에 있다.

3개의 기준전압( $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ )과 3각파 신호( $Tr_1$ )로 PWM신호를 얻기 위해서는 이들 신호는 서로 동기되지 않으면 안된다. 그렇지 않으면 변조에 의해서 직류 전류성분과 우수차 고조파가 쉽게 발생해서 토오크

변동을 야기한다.

3상 기준전압을 3각파 신호와 동기시키기 위해서는 기준전압을 계산할 때에는 사용하는 정현파  $\sin \omega_0 t$  와 여현파  $\cos \omega_0 t$  가 3각파 신호( $T_{ri}$ )와 동기되어야 한다. 확인하면 정·여현파의 3각파 신호는 공급전압 각주파수( $\omega_0$ )에 동기해서 발생되는 클록펄스에 의해서 발생되어야 한다.

그러나, 종래의 PWM 제어장치에서는 정 또는 여현파 신호의 1주기 중에 발생하는 3각파 신호의 수는 고정적으로 결정되기 때문에 공급전압 각주파수( $\omega_0$ ) (모터속도)가 낮아질 수록 3각파 신호 주파수도 낮아진다.

3각파 신호의 주기가 길어지면 불필요한 시간도 길어지기 때문에 (PWM 신호의 OFF시간이 길어진다) 유도전동기의 속도제어에 있어서 저주파의 3각파 신호는 그 응답속도에 나쁜 영향을 끼친다. 즉 공급전압 주파수( $\omega_0$ )가 낮아질수록 응답속도가 저하하고, 나아가서 고조파 전류가 증가한다는 문제가 생긴다.

제7도는 본 발명의  $\sin/\cos$ 파 신호 발생기 및 3각파 발생기의 실시예이다. 3각파 신호 발생기는 절대값 검출기 (11)와, V-F변환기 (12)와, 분주기 (13, 14, 15)와, 스위칭 유닛 (16)과, 스위칭 신호발생기 (17)와, 업-다운(up-down)카운터(18)와, D-A변환기(20)와, 반전증폭기(21)와 스위치(22)와, 또 다른 분주기(23)로 구성된다.

절대값 검출기(11)는 공급전압 각주파수( $\omega_0$ )의 정 및 부값에 상관없이  $\omega_0$ 의 크기에 비례한 전압신호를 발생한다.

정의  $\omega_0$  값은 모터가 정회전할 때에 얻어지며, 부의  $\omega_0$  값은 모터가 역회전할 때에 얻어진다.

V-F변환기 (12)는 절대값 검출기(11)의 출력신호를 그 전압레벨에 비례하는 주파수의 신호로 변환한다. 따라서, 공급전압 주파수가 높을수록 V-F변환기(t2)로부터 출력된 펄스신호의 주파수는 높아진다.

분주기(13, 14, 15)는 V-F변환기(21)의 펄스신호 주파수를 각각 절반으로 분주한다. 스위칭 유닛(16)은 V-F변환기 (12)와 분주기 (13, 14, 15)로부터의 펄스신호는, 스위칭 신호 발생기 (17)부터 출력된 스위칭신호( $AS_0$ )에 응답하여 스위칭된다.

제7도의 도면에서 2중으로 표시된 라인은 복수의 도전 라인을 의미한다.

공급전압 주파수( $\omega_0$ )가 매우 낮을 때에는 스위칭신호 발생기(17)는 제1스위칭신호( $AS_1$ )를 출력하여 스위칭 유닛 (16)의 접점 (16<sub>1</sub>)을 폐쇄하고, 공급전압 주파수( $\omega_0$ )가 낮을 때에는 제2 스위칭신호( $AS_2$ )를 출력해서 접점 (16<sub>2</sub>)을 폐쇄하고, 공급전압 주파수( $\omega_0$ )가 중간일 때에는 제3 스위칭신호( $AS_3$ )를 출력해서 접점 (16<sub>3</sub>)을 폐쇄하며, 공급전압 주파수( $\omega_0$ )가 높을 때에는 제4스위칭신호( $AS_4$ )를 출력해서 접점 (16<sub>4</sub>)을 각각 폐쇄한다.

즉 스위칭신호 발생기(17)는 공급전압 주파수( $\omega_0$ )의 크기에 상응해서 따로따로 스위칭신호( $AS_1-AS_4$ )를 출력한다.

업-다운 카운터(18)는 스위칭 유닛(18)의 클록펄스 신호를 반복해서 가산 또는 감산계수하고, 동시에 카운터 자신의 업-다운 스위칭 단자(V.D)에 캐리신호를 출력한다. 예를들면 카운터 (18)가 3비트로 구성되어 있을 때에는 8=2<sup>3</sup>의 펄스신호를 가산계수하고 캐리신호가 발생해서 카운터(18)를 스위칭하면, 카운터(18)는 펄스신호를 감산계수한다.

제8a도의 도면에서 점선으로 표시된 바와같이 카운터 (18)가 8의 펄스신호를 감산계수하면 다음에 펄스신호를 가산계수한다. D-A변환기(20)는 업-다운 커운터 (18)의 디지털 신호를 아날로그 신호로 변환한다. 이득이 "1"인 반전증폭기(21)는 D-A변환기 (20)의 출력을 반전한다. 스위치 (22)는 분주기(23)로부터의 스위칭신호( $AS_{10}$ )에 응답하여 D-A변환기(20)가 아니면 반전증폭기(21)중의 어느하나의 출력신호를 선택해서 3각파(반송파)신호( $T_{ri}$ )를 출력한다. 이것은 업-다운 카운터(18)가 3각파 신호의 반파를 반복해서 출력하기 때문에 제8a도의 실선으로 표시한 것처럼 각 반파신호를 교대로, 즉 D-A변환기(20)의 3각파 신호의 각 반주기마다 반전할 필요가 있기 때문이다.

$\sin/\cos$ 파 신호 발생기는 회전방향 검출기(24)와, 또 다른 업-다운 카운터 (25)와, 분주기(26)와, 2개의 ROM(27, 28)과, 2개의 D-A변환기 (29, 30)와, 2개의 반전 증폭기 (31, 32)와, 2개의 스위치 (33, 34)와, 2개의 분주기(35, 36)로 구성된다.

회전방향 검출기 (24)는 모터의 회전방향을 검출해서 정방향 회전일 때에는 업 (up)신호를, 역회전할 때에는 다운(down)신호를 발생한다.

업-다운 카운터(25)는 회전방향 검출기(24)로부터의 신호에 응답해서 또 다른 1/6분주기(26)를 통해서 분주기(15)로부터 공급되는 펄스신호를 계수한다. 즉 카운터 (25)는 정회전일 때에는 펄스신호를 가산계수하고, 역회전일 때에는 감산계수한다.

ROM(27)은 여현파의 반주기분의 샘플 데이터를 기억하고 있고 업-다운 카운터(25)의 계수신호에 응답해서 샘플 데이터를 하나씩 연속해서 출력한다. 더우기 ROM(27)은 반주기분의 샘플 데이터가 전부 출력된 후에  $\cos \pi$  신호가 나타내는 신호를 출력한다. 예컨대 ROM(27)이 8개의 샘플치를 기억하고 있을 때에는  $\cos \pi$  신호를 7개의 샘플치가 출력된 후에 출력된다.

D-A변환기(25)는 ROM(27)의 디지털 값을 아날로그 값으로 변환한다. 이득1의 반전증폭기(31)은 D-A변환기 (29)의 출력치를 반전한다. 스위치 (33)은 분주기 (35)로부터 출력된  $\cos \pi$  신호( $AS_{20}$ )에 응답해서, D-

A변환기(25) 혹은 반전증폭기(31)의 둘중에서 어느하나의 출력치를 선택해서 여현파 신호를 출력한다. 이것은 ROM(27)은 여현파의 반파를 반복해서 출력하기 때문에 제8b도의 실선으로 표시하는 것처럼 반파 신호 각각을 교대로, 즉 D-A변환기(29)의 여현파 신호를 각 반주기마다 반전할 필요가 있기 때문이다.

마찬가지로 RPM(28)은 정현파의 반주기분의 샘플치를 기억하고 있고 업-다운 카운터(25)의 계수신호에 대응해서 샘플치를 하나씩 연속해서 출력한다. 더우기 ROM(28)은 반주기 샘플치가 전부 출력된 후에  $\sin \pi$  신호를 출력한다.

예컨대 ROM(28)은 8개의 샘플치를 기억하고 있을 때에는  $\sin \pi$  신호를 7개의 샘플치가 출력된 후에 출력된다.

D-A변환기(30)는 ROM(28)의 디지털치를 아날로그 변환한다. 이득1의 반전증폭기(32)는 D-A변환기(30)의 출력치를 반전한다. 스위치(34)는 분주기(36)로부터 출력된  $\sin \pi$  신호( $AS_{30}$ )에 응답해서, D-A변환기(30)나 또는 반전 증폭기가 둘중의 어느하나의 출력치를 선택해서 정현파 신호( $\sin W_0 t$ )를 출력한다.

이것은 ROM(28)은 정현파의 반파를 반복해서 출력하기 때문에 제8b도의 실선으로 표시하는 것처럼 반파 신호 각각을 교대로, 즉 D-A변환기(30)의 정현파 신호의 각 반주기마다 반전할 필요가 있기 때문이다. 더우기  $\sin \pi$  신호가 업-다운 카운터(25)의 단자에 인가되어서 상술한 동작을 반복한다. 이것은 ROM(28)이 정·여현파의 반주기분의 샘플데이터만을 기억하고 있기 때문이다.

본 발명의 제2의 특성(4상한 운전)은 다음과 같이 달성된다.

회전방향 검출기(24)는 공급전압 주파수( $W_0$ )의 정부 부호를 검출한다.  $W_0$ 가 정이면 모터가 정회전으로 회전하는 것이기 때문에 검출기(24)는 업-다운 카운터(5)에 업(가산계수) 신호를 출력한다. 이 경우에 카운터(25)는 클록신호를 가산해서 정현파 또는 여현파의 각 샘플데이터를 발생시키기 위한 각각의 어드레스 지정신호를 ROM(27), (28)에 출력한다. 그결과  $+\sin W_0 t$ 와  $+\cos W_0 t$  신호가 발생한다. 따라서 모터를 정회전 운전시키기 위한 기준 1차전압( $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ )이 식(8) (9)에 입각해서 계산된다.  $W_0$ 가 부이면 이것은 모터가 역회전으로 회전하는 것이기 때문에 검출기(24)는 업-다운 카운터(25)에 다운(감산계수) 신호를 출력한다. 이 경우에 카운터(25)는 클록신호를 감산해서 정현파 또는 여현파의 각 샘플데이터를 발생시키기 위한 각각의 어드레스 지정신호를 ROM(27), (28)에 출력한다. 그 결과  $\sin(-W_0 t) = \sin W_0 t$ 와  $\cos(W_0 t) = \cos W_0 t$  신호가 발생한다. 따라서 모터를 역회전시키기 위한 기준 1차전압( $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ )이 식(8) (9)에 입각해서 계산된다. 요컨대, 카운터(25)를 가산계수로부터 감산계수 또는 그 반대로 스위칭하는 것만으로 모터의 회전을 정방향으로부터 역방향 또는 그 반대로 스위칭할 수가 있다. 더우기 주목할만한 점을 가산 또는 감산 계수가 스위칭됐을 때에 정·여현파의 초기치는 변화하지 않기 때문에 전동기의 회전방향을 원활히 바꿀 수가 있다.

본 발명의 제3의 특징(3각파 신호( $Tri$ )와 3각함수 신호와의 관계)에 대해서 아래에 수치를 사용해서 설명한다. 지금 정현파의 반주기분의 샘플데이터가 112개로 양자화되어 ROM(28)에 기억되어 있다고 한다면, 업-다운 카운터(25)가 224의 클록파를 계수했을 때에 정현파 신호의 1주기가 출력된다. 더우기 카운터(18)가  $16(=2^4)$ 의 공급전압 주파수( $W_0$ )에 관련된 클록펄스를 계수했을 때에는 3각파 신호의 1/4주기가 출력된다. 즉 카운터(18)가  $64(16 \times 4)$ 의 클록펄스를 계수했을 때에는 3각파 신호의 1주기가 출력된다. 공급전압 주파수 데이터( $W_0$ )는 클록펄스로서 2개의 카운터(18, 25)에 동시에 입력되어 있기 때문에 3각파의 정현파의 펄스 비(ration) (1주기분 발생)는 2(64) 대 7(224)이 된다.

카운터(18)에 입력하는 주파수 데이터( $W_0$ )는  $W_0$ 의 크기에 상응해서 스위칭 유닛(16)에 의해서 스위칭되기 때문에 3각파의 정현파의 상술한 펄스비는  $W_0$ 에 대응해서 변화한다. 예컨대 점점( $16_1$ )이 달혀질 때에는, 카운터(25)에 입력되는 클록펄스가 항상  $1/48(1/8 \times 1/6)$ 로 분주되어 있기 때문에 카운터(18) 입력펄스 수와 카운터(25) 입력펄스수의 비는  $1 : 1/48$  또는  $48/2 : 1/7$  즉  $168 : 10$ 이다. 환연하면  $168[(48 \times 7)/2]$ 의 3각파가 각각 출력된다. 요컨대 정·여현파 신호의 1주기중에 발생하는 3각파 신호의 수는 공급전압 각주파수( $W_0$ )의 증가와 함께 감소한다.

이와같이 구성된 함수 발생기에 있어서는 공급전압 전파수( $W_0$ )가 복수의 범위(특히 극소, 소, 중, 고)로 분할되고, 또한  $W_0$ 의 1주기중에 발생하는 3각파의 수가  $W_0$ 의 감소에 수반해서 증가하기 때문에 3각(반송)파 신호( $Tri$ )의 주파수를 자유로이 증가시킴으로 해서 당해 전동기 속도 제어의 응답특성을 개선하고 또한 고조파 전류를 감소할 수 있다.

다음에 본 발명의 제4의 특징을 설명하기로 한다.

제4의 특징은 공급전압 주파수( $W_0$ )가 영일 때에 소정주파수를 갖는 초기공급전압 신호를 3각파 발생기(9)에 인가하여 이 발생기(9)를 초기설정함으로써 모터 시동전에 초기자속을 부여하는 것이다.

종래의 PWM 제어방식에서는 모터속도가 영 또는 기준 토오크가 영일 때에는 공급전압 주파수( $W_0$ )는 영이고 3각파 신호는 발생하지 않는다. 따라서 모터 시동전에 2차 자속을 유지하는 PWM신호를 발생시킬 수는 없다. 환연하면 모터 기동시에는 인덕턴스 때문에 2차 자속을 순시에 발생할 수 없으므로 2차 자속 발생지연에 의해서 기동특성이 열화한다.

제9도에서는 펄스발생기(37)가 스위칭 유닛(16)의 제5의 점점( $16_5$ )에 더 접속된다. 따라서 모터가 정지하고 전압 주파수( $W_0$ )가 영일 때, 고정된 주파수 펄스신호( $W_1$ )는 업-다운 카운터(18)에 인가되고 고정주파수를 갖는 3각파 신호( $Tri$ )가 발생된다.

다음에 소정의 주파수를 갖는 3각파 신호가 발생하고 있을 때 더우기 기준 1차 전류  $i_{1\alpha}^*$ 가 인가되어 있을 때, 2차 자속( $\lambda_2$ )이 모터정지중에도 발생될 수 있는지의 이유를 설명한다.

주어진 조건은,

$$W_0=0, \quad i_{1\beta}^*=0$$

따라서 식(5)은

$$e_{1\alpha}=r_1 i_{1\alpha}, \quad e_{1\beta}=0$$

식(6)은

$$e_{1d}=e_{1a}, \quad e_{1q}=0$$

식(7)은

$$e_{1a}^*=e_{1a}, \quad e_{1b}^*=-1/2 e_{1a}, \quad e_{1c}^*=-1/2 e_{1a}.$$

상기한 기준전압( $e_{1a}^*, e_{1b}^*, e_{1c}^*$ )은 직류전압이다. 그러므로 PWM신호가 직류전압과 고정주파수 3각파 신호와의 사이에서 얻어져서 모터에는 1차 초기 기준전압이 인가된다. 즉 초기 2차 자속이 발생한다. 2차 자속이 모터 기동전에 항상 발생되어 있기 때문에 2차 자속의 동작개시 시간에 의한 지연이 없고 모터는 순시에 시동할 수가 있다. 더우기 이 경우 기동응답 특성을 2차 구동전류( $i_2$ )에 상당하는 1차전류( $i_{1\beta}^*$ )의 동작개시 시간에 의해서만 결정된다. 더우기 3각파 신호(Tr1)가 펄스발생기(37)의 펄스신호에 응답하여 발생할 때에는 신호(Tr1)는 전압 주파수( $W_0$ )와 동기하지 않기 때문에 변조성분을 포함하는 직류신호가 존재하게 된다.

이 경우에는 그러나 3각파 주파수는 비교적 높은 값으로 설정되어 있으며  $W_0$ 가 영에서 정·여현파 신호의 1주기중에 포함되는 3각파 신호의 수가 비교적 많기 때문에 실제문제로서 직류성분에 의한 악영향은 무시할 수 있다.

이상 설명한 바와 같이 본 발명인 유도모터 구동용 비간섭 벡터제어장치에 있어서는 비간섭 연산기(3)와 2-3상 변환기(7)가 결합되어 있기 때문에 장치구성을 간소화할 수 있다.

모터의 회전방향에 대응해서 3각함수 신호의 정부 부호를 연속적으로 바꿈으로 인해서 4상한 운전을 할 수 있기 때문에 모터를 정회전에서 역회전으로 또는 그 반대로 원활하게 스위칭할 수가 있다.

더우기 3각파(반송파) 신호와 3각함수 신호의 주파수비를 서로 동기시키면서 공급전압 주파수의 크기대응해서 조정할 수 있기 때문에 특히 저속영역에서 속도제어의 응답특성을 개선하고 또한 고조파 전류를 제외할 수도 있다.

더욱이 모터정지중에도 고정주파수의 3각파 신호가 발생하기 때문에 2차 자속에 상당하는 세 개의 기준전압  $e_{1a}^*, e_{1b}^*, e_{1c}^*$ 이 발생할 수 있고 높은 응답속도로 모터를 기동할 수 있다.

### (57) 청구의 범위

#### 청구항 1

유도전동기의 회전 각주파수( $W_r$ )를 검출하는 속도센서(4)와, 기준 회전 각주파수( $W_r^*$ )와 검출된 회전 각주파수( $W_r$ )와의 차에 입각해서 2차 기준구동전류에 상당하는 1차 기준전류( $i_{1\beta}^*$ )를 발생시켜 기준 토오크를 얻는 비례적분기(5)와, 1차기준전류( $i_{1\beta}^*$ )와, 2차 자속에 상당하는 1차기준전류( $i_{1\alpha}^*$ ), 검출된 회전 각주파수( $W_r$ ), 2차 인덕턴스( $L_2$ )와 2차 저항( $r_2$ )과의 비( $\tau_2$ )에 입각해서 1차 공급전압 각주파수( $W_0$ )를 연산하는 공급전압 각주파수 연산기(6)와, 계산된 각주파수( $W_0$ )를 갖는 정현파와 여현파를 발생시키는  $\sin/\cos$  신호발생기(8)와, 1차기준전류( $i_{1\alpha}^*, i_{1\beta}^*$ )와 정·여현파 신호에 입각한 다음식에 따라서 d-p좌표 1차 전압  $e_{1d}, e_{1q}$ 를 계산하는 연산회로(30, 70)와,

$$e_{1d} = (r_1 + L_1 S) \cos W_0 t + i_{1\alpha}^* - (r_1 + L_1 S) \sin W_0 t + i_{1\beta}^*$$

$$e_{1q} = (r_1 + L_1 S) \sin W_0 t + i_{1\alpha}^* + (r_1 + L_1 S) \cos W_0 t + i_{1\beta}^*$$

계산된 1차기준전압  $e_{1d}, e_{1q}$ 에 입각해서 유도전동기를 구동하는 전력증폭수단(2A, 2B)을 포함하는 유도전동기의 비간섭 벡터제어장치에 있어서, 상기 신호발생기(8)는 (a) 전동기의 회전방향을 검출해서 업 또는 다운신호를 발생하는 회전방향 검출기 (24)와, (b) 상기 회전방향 검출기의 업 또는 다운신호에 응답해서 각주파수  $W_0$ 의 공급전압 신호와 동기하는 클록 펄스를 가산 또는 감산 계수하는 제1 업-다운 카운터(25)와, (c) 상기 제1카운터의 계수신호에 응답해서 여현파의 샘플 데이터를 연속적으로 출력하는 제1ROM(27)과, (d) 상기 제1카운터의 계수신호에 응답해서 정현파의 샘플 데이터를 연속적으로 출력하는 제2ROM(28)과, (e) 상기 제1ROM로부터 출력되는 디지털 샘플 데이터를 여현파 신호의 아날로그치로 변환하는 제1D-A변환기 (29)와, (f) 상기 제2ROM으로부터 출력되는 디지털 샘플 데이터를 정현파 신호의 아

날로그치로 변환하는 제2D-A변환기 (30)를 포함하여 이루어지고, 상기 연산회로는

$$e_{1d} = (r_1 + L_1 S) \cos W_0 t + i^*_{1\alpha} - (r_1 + L_\sigma S) \sin W_0 t + i^*_{1\beta}$$

$$e_{1q} = (r_1 + L_1 S) \sin W_0 t + i^*_{1\alpha} + (r_1 + L_\sigma S) \cos W_0 t + i^*_{1\beta}$$

단,  $r_1$ 은 1차 저항,  $L_1$ 은 1차 인덕턴스,  $L_\sigma$ 는 등가누설 인덕턴스( $L_1 L_2 M^2$ )/ $L_2$ ,  $M$ 은 상호 인덕턴스,  $S$ 는 라플라스 연산자인 식에 따라서, 고정 d-q좌표 1차전압  $e_{1d}$ 와  $e_{1q}$ 를 계산하는 제1연산수단(30)과,

$$e^*_{1a} = e_{1d}, \quad e^*_{1b} = -1/2 e_{1d} - \frac{\sqrt{3}}{2} e_{1q},$$

$$e^*_{1c} = -1/2 e_{1d} + \frac{\sqrt{3}}{2} e_{1q}$$

의 식에 따라서 3상 유도모터를 구동하기 위해서 계산된 1차기준 전압  $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ 에 입각하여 3상 1차기준전압  $e^*_{1a}$ ,  $e^*_{1b}$ ,  $e^*_{1c}$ 를 계산하는 제2연산수단(70)을 포함하며, 3각파 신호 발생수단(9)은  $\sin/\cos$ 파 신호와 동기되는 3각파 신호를 발생하도록 마련되고, 상기 전력 증폭기는 계산된 3상 1차전압  $e^*_{1a}$ ,  $e^*_{1b}$ ,  $e^*_{1c}$ 와 3각파 신호에 응답해서 3개의 펄스변조된 제어신호를 발생하는 PWM 인버터 수단(2)이며; 상기 3각파 발생수단(9)은 (a) 공급전압 각주파수( $W_0$ )의 크기에 비례하는 전압레벨의 신호를 정·부 부호에 관계없이 발생하는 절대치 검출기 (11)와, (b) 상기 절대치 검출기의 출력을 그 출력전압 레벨에 비례하는 주파수의 신호로 변환하는 V-F변환기(12)와, (c) 상기 V-F변환기의 신호의 주파수를 분주하는 직렬로 접속된 복수의 분주기 (13, 14, 15)와, (d) 공급전압 각주파수  $W_0$ 의 크기에 의해서 복수의 절환신호를 출력하는 절환신호발생기 (17)와, (e) 공급전압 주파수가 낮을 때에는 분주회수가 작은 변환신호가, 높을 때는 분주회수가 큰 변환신호가 출력되도록 상기 V-F변환기의 출력신호를 선택적으로 출력하는 상기 직렬로 접속된 분주기로 선택적으로 접속된 절환기 (16)와, (f) 자체에서 발생되는 캐리어신호에 의해 변환기 신호를 가산 또는 감산계수하는 제2 업-다운 카운터 (18)와, (g) 계수된 디지탈치를 아날로그치로 변환하는 제3의 D-A변환기(20)를 포함하여 구성됨을 특징으로 하는 유도전동기의 비간섭 벡터제어장치.

## 청구항 2

제1항에 있어서, 상기 제1연산수단(30)은, (a) 정현파와  $(r_1 + L_\sigma S)$ 와의 제1적을 계산하는 제1비례 미분수단(310)과, (b) 여현파와  $(r_1 + L_1 S)$ 와의 제2적을 계산하는 제2비례 미분수단(320)과, (c) 여현파와  $(r_1 + L_\sigma S)$ 와의 제3적을 계산하는 제3비례 미분수단(330)과, (d) 정현파와  $(r_1 + L_1 S)$ 와의 제4적을 계산하는 제4비례 미분수단(340)과, (e) 제1적  $(r_1 + L_\sigma S) \sin W_0 t$ 를 1차 기준전류  $i^*_{1\beta}$ 에 승산하는 제1승산기(350)와, (f) 제2적  $(r_1 + L_1 S) \cos W_0 t$ 를 1차 기준전류  $i^*_{1\alpha}$ 에 승산하는 제2승산기(360)와, (g) 제3적  $(r_1 + L_\sigma S) \cos W_0 t$ 를 1차 기준전류  $i^*_{1\beta}$ 에 승산하는 제4승산기(370)와, (h) 제4적  $(r_1 + L_1 S) \sin W_0 t$ 를 1차 기준전류  $i^*_{1\alpha}$ 에 승산하는 제4승산기(380)와, (i) 제1승산결과  $(r_1 + L_\sigma S) \sin W_0 t \cdot i^*_{1\beta}$ 를 제2승산결과  $(r_1 + L_1 S) \sin W_0 t \cdot i^*_{1\beta}$ 로부터 감산해서 고정 d-q좌표전압  $e_{1q}$ 를 얻는 감산기와, (j) 제3승산결과  $(r_1 + L_\sigma S) \cos W_0 t \cdot i^*_{1\beta}$ 와 제4승산결과  $(r_1 + L_1 S) \sin W_0 t \cdot i^*_{1\alpha}$ 를 가산해서 고정 d-q좌표전압  $e_{1q}$ 를 얻는 가산기로 이루어지는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 비간섭 벡터제어장치.

## 청구항 3

제2항에 있어서, 상기 제2연산수단(70)은, (a) 전압  $e_{1d}$ 에 응답해서 신호  $(-1/2 e_{1d})$ 를 발생하는 게인(gain) 1의 제1 반전 증폭기(710)와, (b) 전압  $e_{1q}$ 에 응답해서 신호  $(\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 를 발생하는 게인 2의 증폭기 (720)와, (c) 전압  $\sqrt{3}/2 e_{1q}$ 에 응답해서 신호  $(-\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 를 발생하는 게인 1의 제2 반전 증폭기(730)와, (d) 신호  $(-1/2 e_{1d})$ 와 신호  $(-\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 를 가산해서 기준전압  $e^*_{1b}$ 를 발생하는 제2가산기로 이루어지는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 비간섭 벡터제어장치.

## 청구항 4

제2항에 있어서, 상기 제1연산수단(30)은 (a) 신호  $\sin W_0 t$ 에 응답하는 제1차 지연을 가지는 제1적분기 (390)와, (b) 신호  $\cos W_0 t$ 에 응답하는 제1차 지연을 가지는 제2적분기 (3100)로 형성되고, 상기 제1 및 제2적분기의 시정수가 공급전압 각주파수  $W_0$ 보다 충분히 작고 정·여현파 신호에 중첩되는 고주파 성분을 제거하는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 비간섭 벡터제어장치.

## 청구항 5

제1항에 있어서, 공급전압 각주파수가 실질적으로 영일때 또는 전동기가 정지하고 있을 때에 초기 2 차자속을 인가하기 위해서 소정 주파수의 펄스신호를 상기 절환기 (16)에 출력하는 펄스발생기(37)를 포함하는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 비간섭 벡터제어장치.

## 청구항 6

유도전동기의 회전 각주파수  $W_r$ 를 검출하고, 기준토오크 발생을 위해서 기준 토우터 각주파수  $W^*$ 와 검출된 회전 각주파수  $W_r$ 의 차에 입각해서 2차 기준구동전류에 상당하는 1차 기준전류  $i_{1\beta}^*$ 를 결정하고, 1차 기준전류  $i_{1\beta}^*$ , 2차 자속에 상당하는 일정한 1차 기준전류  $i_{1\alpha}^*$ , 회전 각주파수  $W_r$ , 2차 인덕턴스  $L_2$ 와 2차 저항  $r_2$ 과의 비  $\tau_2$ 에 입각해서 1차 공급전압 각주파수  $W_0$ 를 계산하고, 각주파수  $W_0$ 의 정·여현파를 각각 발생하고, 1차기준전류  $i_{1\alpha}^*$ ,  $i_{1\beta}^*$ , 정·여현파 신호에 입각하여 고정 d-q좌표 1차전압  $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$  계산하고, 계산된 1차 기준전압  $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ 에 입각해서 유도전동기를 구동하는 단계를 포함하는 유도전동기의 벡터제어방법에 있어서, 정·여현파를 발생하는 단계는 (a) 전동기의 회전방향을 검출해서 그 방향에 대응하는 업 또는 다운신호를 발생하고, (b) 업 또는 다운에 응답해서 각주파수  $W_0$ 의 공급전압 신호와 동기가 되는 클록신호를 가산 또는 감산계수하고, (c) 계수신호에 응답해서 여현파의 샘플 데이터를 연속적으로 출력하고, (d) 계수신호에 응답해서 정현파의 샘플 데이터를 연속적으로 출력하고, (e) 여현파 신호의 샘플 데이터를 아날로그 신호로 변환하고, (f) 정현파의 샘플 데이터를 아날로그 신호로 변환하는 단계로 이루어지며,

$$e_{1d} = (r_1 + L_1 S) \cos W_0 t \cdot i_{1\alpha}^* - (r_1 + L_\sigma S) \sin W_0 t \cdot i_{1\beta}^*$$

$$e_{1q} = (r_1 + L_1 S) \sin W_0 t \cdot i_{1\alpha}^* + (r_1 + L_\sigma S) \cos W_0 t \cdot i_{1\beta}^*$$

단,  $r_1$ 은 1차 저항,  $L_1$ 은 1차 인덕턴스,  $L_\sigma$ 는 등가누설 인덕턴스  $(L_1 L_2 - M^2) / L_2$ ,  $M$ 은 상호 인덕턴스,  $S$ 는 라플라스 연산자인 식에 따라서, 고정 d-q좌표 1차전압  $e_{1d}$ 와  $e_{1q}$ 를 계산하고,

$$e_{1a}^* = e_{1d}, \quad e_{1b}^* = -1/2 e_{1d} - \frac{\sqrt{3}}{2} e_{1q},$$

$$e_{1c}^* = -1/2 e_{1d} + \frac{\sqrt{3}}{2} e_{1q}$$

의 식에 따라서 3상 유도모터를 구동하기 위해서 계산된 1차기준전압  $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ 에 입각하여 3상 1차기준전압  $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ 를 계산하는 단계를 더욱 포함하며, sin/cos파 신호와 동기되는 각주파수( $W_0$ )를 갖는 3각파신호를 발생하고, 계산된 3상 1차전압  $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ 와 발생된 3각파 신호에 응답해서 3개의 펄스변조된 제어신호를 발생하는 단계를 또한 포함하며, 상기 3각파 발생단계는, (a) 전압레벨이 공급전압 각주파수  $W_0$ 의 크기에 비례하는 신호는 회전방향을 나타내는 정·부 부호에 관계없이 발생하고, (b) 발생된 신호의 전압레벨에 비례하는 주파수의 신호로 V-F변환하고, (c) 신호의 주파수를 연속적으로 분주하고, (d) 공급전압 각주파수  $W_0$ 의 크기에 대응해서 복수의 절환신호를 발생하고, (e) 공급전압 주파수가 낮을 때에는 분주회수가 작은 신호를, 높을 때에는 분주회수가 큰 신호가 출력되도록 V-F변환된 신호를 선택적으로 출력하고, (f) 캐리어신호에 응답해서 V-F변환된 신호를 반복해서 가산·감산하고, (g) 디지털적으로 계수된 치를 아날로그 변환하는 단계를 더욱 포함하여 이루어지는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 벡터제어방법.

## 청구항 7

제6항에 있어서, 고정 d-q좌표 1차전압  $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ 를 계산하는 단계는, (a) 정현파 신호와  $(r_1 + L_\sigma S)$ 와의 제1적을 계산하고, (b) 여현파 신호와  $(r_1 + L_1 S)$ 와의 제2적을 계산하고, (c) 정현파 신호와  $(r_1 + L_\sigma S)$ 와의 제3적을 계산하고, (d) 정현파 신호와  $(r_1 + L_1 S)$ 와의 제4적을 계산하고, (e) 제1적  $(r_1 + L_\sigma S) \sin W_0 t$ 와 1차 기준전류  $i_{1\beta}^*$ 를 승산하고, (f) 제2적  $(r_1 + L_1 S) \cos W_0 t$ 와 1차 기준전류  $i_{1\alpha}^*$ 를 승산하고, (g) 제3적  $(r_1 + L_\sigma S) \cos W_0 t$ 와 1차 기준전류  $i_{1\beta}^*$ 를 승산하고, (h) 제4적  $(r_1 + L_1 S) \sin W_0 t$ 와 1차 기준전류  $i_{1\alpha}^*$ 를 승산하고, (i) 제1승산결과  $(r_1 + L_\sigma S) \sin W_0 t \cdot i_{1\beta}^*$ 를 제2승산결과  $(r_1 + L_1 S) \cos W_0 t \cdot i_{1\alpha}^*$ 로부터 고정 d-q좌표 전압  $e_{1d}$ 를 얻고, (j) 제3승산결과  $(r_1 + L_\sigma S) \cos W_0 t \cdot i_{1\beta}^*$ 와 제4승산결과  $(r_1 + L_1 S) \sin W_0 t \cdot i_{1\alpha}^*$ 를 가산해서 고정 d-q좌표전압  $e_{1q}$ 를 얻는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 벡터제어방법.

## 청구항 8

제6항에 있어서, 1차 기준전압  $e_a^*$ ,  $e_b^*$ ,  $e_c^*$ 를 계산하는 단계는 (a) 1차전압  $e_{1d}$ 에 입각해서  $(-1/2 e_{1d})$ 를 계산하고, (b) 1차전압  $e_{1d}$ 에 입각해서  $(\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 를 얻고, (c) 계산된  $(\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 에 입각해서  $(-\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 를 얻고, (d) 기준전압  $e_b^*$ 을 얻기 위해서 계산치  $(-1/2 e_{1d})$ 를 계산치  $(-\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 에 가산하고, (e) 기준전압  $e_c^*$ 을 얻기 위해서 계산치  $(-1/2 e_{1d})$ 를 계산치  $(\sqrt{3}/2 e_{1q})$ 에 가산하는 단계로 이루어지는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 벡터제어방법.

## 청구항 9

제6항에 있어서, 고정 d-q좌표 1차전압  $e_{1d}$ ,  $e_{1q}$ 를 계산하는 단계는, (a) 1차 지연으로써 신호  $\sin W_0 t$ 를 적분하고, (b) 1차 지연으로써 신호  $\cos W_0 t$ 를 적분하고, 정·여현파 신호에 종합한 고주파 성분을 제거하기 위해서 그 지연시간이 공급전압 각주파수  $W_0$ 에 비교해서 충분히 작도록 하는 단계를 포함하고 있는

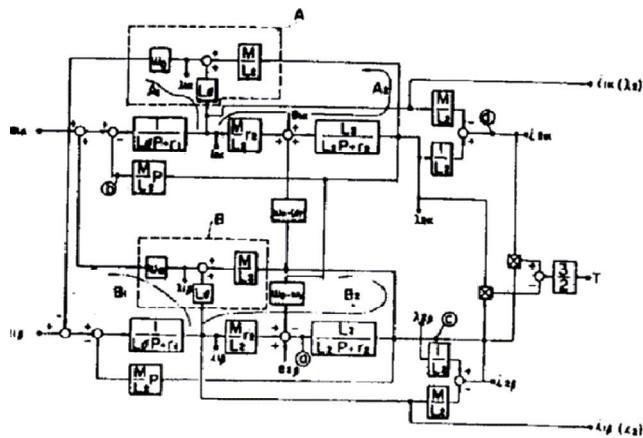
것을 특징으로 하는 유도전동기의 벡터제어방법.

### 청구항 10

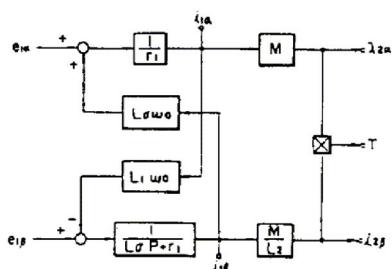
제6항에 있어서, 공급전압 각주파수가 실질적으로 영일때 또는 전동기가 정지하고 있을 때에 초기 2차자속을 인가하기 위해서, 소정주파수의 펄스신호를 출력하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 유도전동기의 벡터제어방법.

### 도면

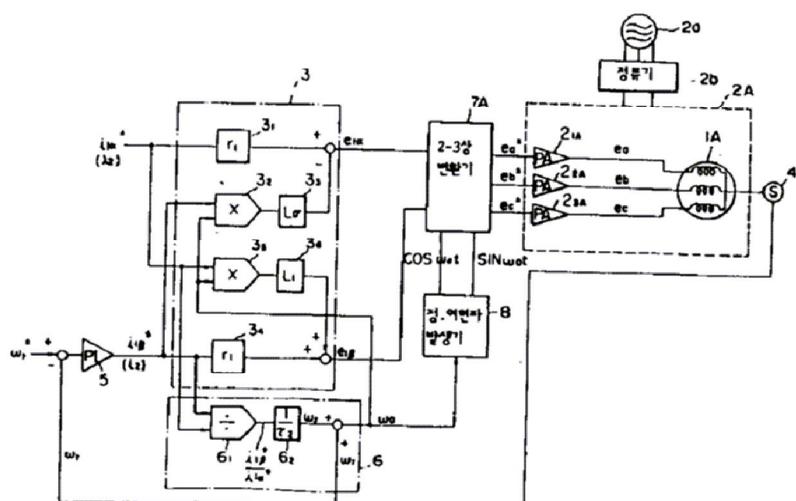
#### 도면1



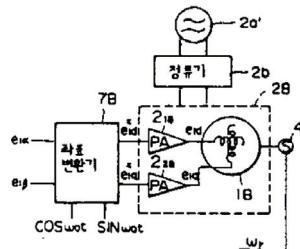
#### 도면2



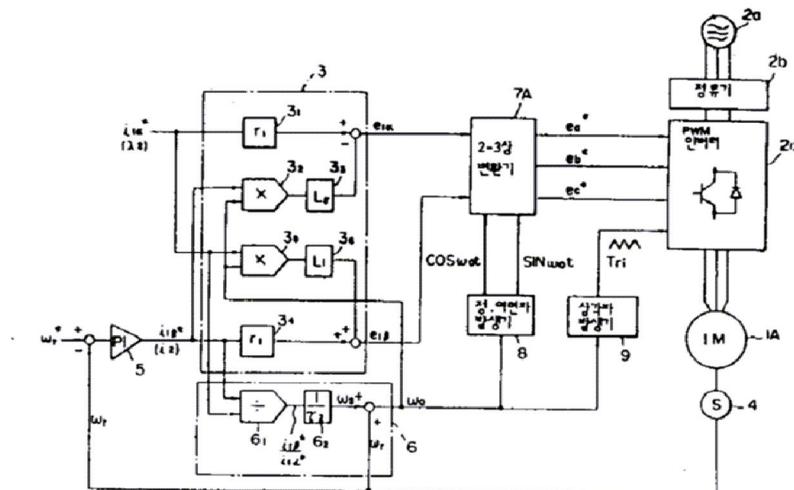
#### 도면3a



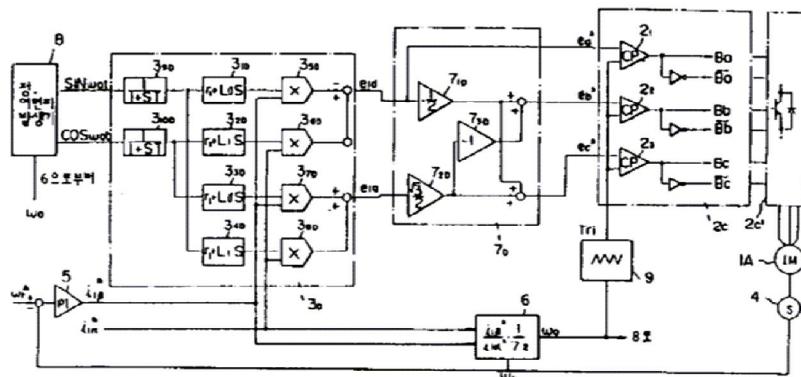
### 도면3b



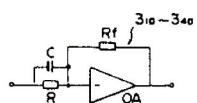
## 도면3c



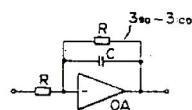
## 도면4



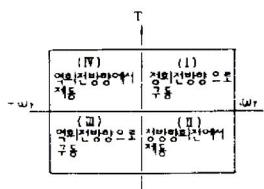
### 도면5a



도면5b



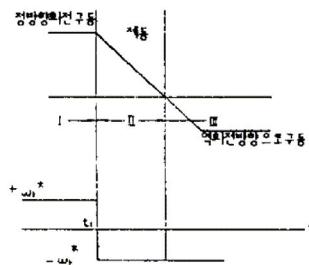
도면6a



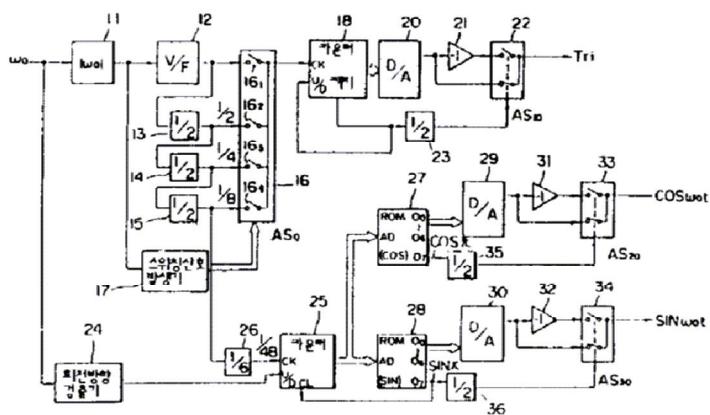
도면6b

	도	크	초우역 주파수
(I)	+	+	
(II)	-	-	
(III)	-	-	
(IV)	+	-	

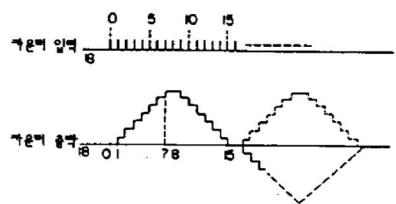
도면6c



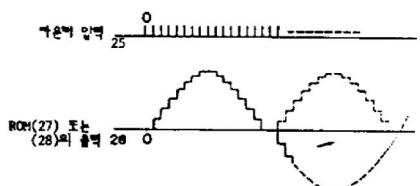
도면7



도면8a



도면8b



도면9

