

(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 특허공보(B1)

(51) Int. Cl.<sup>4</sup>  
H02P 7/628

(45) 공고일자 1989년10월20일  
(11) 공고번호 89-004101

(21) 출원번호	특1985-0004100	(65) 공개번호	특1986-0000745
(22) 출원일자	1985년06월11일	(43) 공개일자	1986년01월30일
(30) 우선권주장	119519 1984년06월11일 일본(JP) 119520 1984년06월11일 일본(JP)		
(71) 출원인	가부시끼가이샤 도시바 사바 쇼우이찌 일본국 가나가와켄 가와사끼시 사이와이구 호리가와쵸오 72		
(72) 발명자	사이토 슌조 일본국 도쿄도, 후쯔시, 도시바쵸오, 1, 가부시끼가이샤 도시바 후쯔공장내		
(74) 대리인	문기상, 조기호		

심사관 : 윤병삼 (책자공보 제1667호)

(54) AC 부하용 전력 변환장치

요약

내용 없음.

대표도

도1

명세서

[발명의 명칭]

AC 부하용 전력 변환장치

[도면의 간단한 설명]

제1도는 본 발명에 의해 주로 실시될 GTO(게이트 차단) 변환기의 주요회로를 나타내는 도면.

제2도는 종래의 전력변환장치를 나타내는 도면.

제3도는 순간정전의 발생시 종래의 전력 변환기의 작동을 설명하기 위한 타이밍 도표.

제4도는 순간정전의 발생시 종래의 전력변환기의 과도속도-토크 특성을 나타내는 도표.

제5도는 벡터제어가 수행될때 종래의 전력변환기를 나타내는 스켈톤 도면.

제6도는 본 발명의 일실시예를 나타내는 스켈톤 도면.

제7도는 제5도에 보인 자속위상 연산회로의 특정 실시예를 나타내는 개통도.

제8도는 제5도에 보인 토크전류 성분 연산회로의 일실시예를 나타내는 개통도.

제9도는 제5도에 보인 토크 전류 제어회로의 특정회로를 나타내는 도면.

제10도는 순간정전 발생즉시 본 발명에 의한 전력변환 장치의 작동을 설명하는 타이밍도표.

제11도는 순간정전 발생즉시 본 발명에 의한 전력변환 장치의 과도속도-토크 특성을 나타내는 도면.

제12도 내지 제16도는 본 발명의 다른 실시예를 나타내는 스켈톤 도면.

[발명의 상세한 설명]

본 발명은 AC 모터를 구동시키는 전력변환장치에 관한 것으로 특히, AC 모터를 구동시키도록 전력변환장치를 입력 AC 전원이 순간정전될 시(여기서는 순간적인 전압강하도 당연히 포함하지만 이하 순정으로서 호칭한다) AC 모터의 안정된 구동을 보장해줄 수 있는 전력변환장치에 관한 것이다.

지금까지 수많은 종류의 전력 변환장치들이 개발되어 왔다. 그러나 본 발명의 요지가 되는 전력변환 장치는 일반적으로 전압형 인버터로 호칭되는 전력변환장치로서 한정한다. 본 발명에 의한 전력변환 장치로부터 AC 전력을 공급받는 종래의 AC 모터들의 일례로서 유도모터를 들어 설명한다.

제1도는 종래의 전압형 인버터의 주요회로 형태를 나타낸다. 제 1도에서, AC전원 11의 AC 전력은 순 변환회로 12(이하 정류회로라 칭함)을 통해서 직류전력으로 변환된다음 직류 변환된 전력내에 내포된 리플성분은 DC 리액터 13과 평활 캐패시터 14로 제거된다. 따라서, 평활된 DC 전력은 유도모터 16을 구동시키도록 인버터회로 15에 의해 주파수와 전압에서 볼때 초기 AC 전력과 다른 AC 전력으로 다시 꺼꾸로 변환된다. 인버터 회로 15는 GTO(게이트 차단) 인버터들로 구성된다. 그러한 GTO 인버터의 동작에 대해서는 덴기 소인에 의해 간행된 나가다가 세끼에 의해 발표된 "게이트 차단 사이리스터들의 원리와 응용"에 상세히 기술되어 있다. 따라서, 인버터회로 15본질에 대한 설명은 생략한다. 왜냐하면 본 발명을 이해하는데 중요한 것이 아니기 때문이다.

제 2도는 제1 도의 메인회로와 그의 제어회로를 나타내는 스킴톤 도면이다. 제2도에서 주파수 기준 설정기 21에 연결된 전압제어 발진기 22는 주파수 기준설정기 21에 의해 설정된 주파수기준에 따라 인버터 출력주파수  $f$ 의 6배 주파수의 펄스들을 발생시킨다. 전압제어발진기 22의 출력은 주파수 분할기 23에 의해 기준주파수  $f$ 로 분할시켜 인버터회로 15에 그 출력을 공급한다. 주파수 기준  $f_r$ 은 또한 전압기준으로서 비교기 24에도 공급되어 인버터 출력전압을 검출하는 트랜스포머와 검출된 전압을 정류하는 정류기를 구비한 전압검출회로 25로부터 유도되는 전압제한신호와 비교된다. 비교기 24로부터의 출력은 전압제어 회로 26에 공급되어 여기서 그 비교된 결과 즉, 오차전압이 증폭되어 위상기준으로서 위상제어회로 28에 공급된다.

위상제어회로 28은 교류전원 11의 전압위상을 검출하는 트랜스포머 27로부터 유도되는 위상신호와 동기되는 위상기준에 의거 게이트펄스들을 발생시켜서 그 펄스들을 정류회로 12를 구성하는 각각의 사이리스터 게이트들에 공급해준다. 트랜스포머 27에 연결된 순정 검출기 29는 교류전원 11의 순정을 검출하여 순정이 어떤 특정한 시간이상 길게 계속될 때 전원고장으로 판정하여 주파수 분할기 23과 위상제어회로 28으로 신호를 발생시키도록 하여 전압형 인버터의 동작을 정지시킨다. 순정발생시의 제2도에 보인 전압형 인버터의 동작에 대해서는 제3도 및 제4도를 참조하여 설명한다.

제3도에서, (a)는 순간검출기 29에 의해 검출되는 순정신호  $e_a$ 를 나타내며, (b)는 평활 캐패시터 14에 의해 충전되는 충전전압  $E_c$  그리고 (c)는 직류레벨로 나타나는 인버터회로 15로부터 유도모터로 흐르는 교류전류인 인버터 출력전류  $i_0$ 를 각각 나타낸다.

제4도는 유도모터 16의 속도-토크 특성을 나타내는 도면으로서 종축은 토크  $T$ , 횡축은 속도  $N$ 를 각각 나타낸다.

제4도에서, 곡선  $Q_a$ 는 정상동작시 속도-토크 특성을 나타내며,  $Q_b$ 는 순정상태시 속도-토크 특성을 나타내며, 그리고  $Q_c$ 는 유도모터 16의 부하-토크 특성을 나타낸다.

유도모터 16이 시간  $t_1$ 에서  $n_1$ 의 속도로 회전할때 순정이 발생한다고 가정하면 전하전압  $E_c$ 는 시간  $t_1$ 에서부터 감소하기 시작한다. 이경우에, 동기속도  $n_0$ 에 대응하는 인버터 출력주파수  $f$ 가 상수를 유지하도록 제어가 행해진다. 인버터 출력전류  $i_0$ 는 충전의 순정과 동일한 레벨의 출력을 얻도록 증가하므로 결국 충전전압  $E_c$ 는 훨씬 더 감소한다. 시간  $t_2$ 에서 유도모터 16은 곡선 $Q_b$ 의 속도-토크 특성으로 회전하며, 유도모터 16의 속도가 최대 토크에 해당하는 속도  $n_2$ 와 동일해진후 유도모터 16은 속도를 상실하여 그의 속도는 자유회전 상태로 감소한다. 상술한 상태에 있는 시간  $t_3$ 에서 전력이 회복된다면, 러쉬전류가 나타나서 평활캐패시터 14는 과충전 된다. 왜냐하면 평활 캐패시터 14의 충전전압  $E_c$ 가 현저히 감소했기 때문이다. 이러한 단점들 이외에도 또 다른 단점이 있는데 이는 유도모터 16의 전압과 주파수의 비(이하  $V/f$ 로 칭함)가 그의 상실된 속도로 인해 감소되고, 또한 그의 자속이 그의 상실된 속도로 인해 충분히 설정되지 않기때문에 순정 이전에  $V/f$ 비로 동작시키려고 할때 러쉬 전류가 나타나서 결국 메인회로와 제어회로 양자가 모두 불안정하게 된다는 것이다. 또한 전술한 제어시스템이외에 순정검출시에 인버터 출력 주파수가 순간적으로 감소되어 재생상태를 확립하게 됨으로써 평활 캐패시터 14의 충전전압  $E_c$ 와 유도모터 16의 자속이 보장되는 방법이 있긴하나, 이 방법에서는 여전히 유도모터 16의 속도가 순정의 기간동안 자연감속되는 것보다 더 빨리 감소하는 단점이 있다.

또한 순정발생시에 교류모터의 안정구동을 계속 보장할 수 있는 제어회로가 제5도에 제시되어 있다. 제5도에서 설정기 31에 의해 설정된 속도기준  $W_m^*$ 은 비교기 32에 공급되어 속도검출기 16으로부터의 속도 제한신호  $W_m$ 과 비교된다. 속도제어회로 34는 비교한 결과를 수신 및 증폭시켜서 토크 전류 성분 지령  $i_{1q}^*$ 를 발생시킨다. 설정기 35에 의해 설정된 자속기준  $\Phi^*$ 는 비교기 36에 공급되어 자속제한 신호  $\Phi$ 와 비교된다. 자속제한신호  $\Phi$ 는 자속연산회로 39내에서 연산된 결과로서 발생된다. 이 연산회로는 전위 트랜스포머 37을 통하여 유도되는 유도모터 16의 단자전압  $V_1$ 과 전류 트랜스포머 38을 통하여 유도되는 유도모터 16의 단자전류  $i_1$ 을 수신하여 연산을 행한다. 자속제어회로 40은 비교기 36으로부터 비교된 결과 즉, 오차신호를 수신 증폭하여 여기 전류성분 지령  $i_{1d}^*$ 를 발생시킨다. 전류지령연산회로 41은,

$$|i_{10}^*| = \sqrt{i_{1q}^{*2} + i_{1d}^{*2}}$$

$$\angle i_{10}^* = \tan^{-1}(i_{1q}^*/i_{1d}^*)$$

의 계산을 행하여 전류지령  $i_{10}^*$ 를 발생시킨다. 그밖에 벡터 회전장치 42는,

$$|i_{1}^*| = |i_{10}^*|$$

$$\angle i_{1}^* = \angle i_{10}^* + \angle U_{\phi}$$

의 계산을 행하여 교류전류지령  $i_1^*$ 을 발생시킨다. 여기서, 벡터회전장치 42는 상술한 자속연산회로 39로부터 자속위상  $\vec{U}_{\phi}$ 를 수신한다. 비교기 43은 교류전류지령  $i_1^*$ 을 수신하여 실제 전류신호  $i_1$ 과 비교한다. 그 결과 비교된 결과는 PWM(펄스폭 변조) 제어회로 44로 공급되어 온-오프 신호들을 발생시켜서 인버터 15내의 각각의 GTO 사이리스터들로 공급된다. 다른 한편 순정검출회로 46은 전위 트랜스포머 45를 통해 교류전원 11의 전압신호를 수신하여 그 수신된 신호가 특정한 순정레벨 이상에 있는지 또는 이하에 있는지를 판정하여 순정이 검출될때 순정신호  $e_a$ 를 발생시킨다.

일반적으로, 제5도의 제어회로는 순정신호  $e_a$ 를 충분히 이용하지 못했다. 즉, 순정이 발생될시에 시스템의 동작이 평활 캐패시터 14의 축적된 전하에 의해 얼마나 길게 계속될 수 있을지 불확실하므로 순정의 기간이 특정한 기간을 초과할때 시스템의 동작은 보통 정지한다. 이는 또한 순간값 제어를 근거하여 제어되는 소위 벡터제어식으로 작용하는 제5도의 제어회로의 형태때문이며, 또한 순정이 발생할때조차 벡터동작을 충분히 성취하기 위한 시도를 행할 경우 그 제어회로는 지나치게 복잡하기 때문이다.

이것이 지금까지 또다른 단점으로 지적되어 왔다.

따라서, 본 발명의 목적은 순정의 기간동안 전력 변환장치로 부터 교류모터로 공급되는 교류전력을 제어함으로써 메인회로와 그의 제어회로가 모두 불안정해지지 않도록 방지해 줄 수 있는 고도의 신뢰성있는 전력변환장치를 제공하는데 있다.

본 발명의 또다른 목적은 순정기간동안 전력변환장치에 의해 구동되는 교류모터는 불필요한 속도감속이 되지않는 바람직한 전력변환장치를 제공하는데 있다.

본 발명의 또다른 목적은 순정으로부터 전력이 회복될시에 전력변환장치에 의해 구동되는 교류모터가 최단시간내에 그의 초기속도까지 가속될 수 있는 바람직한 전력변환장치를 제공하는데 있다.

상술한 목적을 달성하기 위해, 본 발명에 의하면, 교류전원과 교류전원에 연결되는 순방향변환 회로와, 적어도 하나의 캐패시터를 구비한 필터회로, 그리고 교류모터를 구동시키도록 필터회로에 연결되어 그 변환된 직류전력을 교류전력으로 변환시키는 인버터회로를 포함하는 전력변환장치가 제공된다. 전력 변환장치는 교류모터의 토크전류 성분들을 계산하는 연산장치와, 교류전원에서 순정의 발생을 검출하는 검출장치와, 교류모터내에 공급될 주파수를 지령하는 지령장치와, 교류모터의 단자전압을 제어하도록 지령장치의 출력신호에 상관하는 신호를 수신하는 제어장치와, 그리고 연산회로의 출력신호가 실제로 제로가 되게하도록 검출장치의 출력신호에 반응하여 지령장치의 출력신호를 조정하는 보상장치를 더 포함한다.

이하 첨부된 도면을 참고하여 본 발명의 양호한 실시예를 상세히 설명하면 다음과 같다.

도면들에서, 동일번호는 동일부분을 나타내며, 특히 제 6도를 참조하여 본 발명의 일실시예를 설명한다.

제6도에서, 제2도의 종래의 전력변환장치와 다른 부분들은 유도모터 16의 단자전압을 전위 트랜스포머  $T_r$ 를 통하여 수신하고 또한 유도모터 16의 단자전류를 전류 트랜스포머 61를 통하여 수신하여 어떤 순간에 자속위상을 발생시키는 자속위상연산회로 62가 구비되어 있고, 자속위상 연산회로 62의 출력신호와 전류 트랜스포머 61로부터 유도된 단자전류신호를 수신하여 유도모터 16의 토크 전류 성분  $i_{1q}$ 를 발생시키는 토크전류성분 연산회로 63이 구비되어 있고, 실제로 제로인 토크전류 성분을 설정해주는 설정기 64와 토크전류성분 연산회로 63의 출력과 설정기 64의 출력을 비교하는 비교기 65와, 그리고 비교기 65의 출력을 증폭시키는 토크전류 제어회로 66가 구비되어 있고, 또한 순정신호  $e_a$ 에 반응하여 동작하는 스위치 67과 보상신호로서 토크전류 제어회로 66의 출력신호를 주파수기준  $f_r$ 에 가산시켜주는 가산기 68이 구비되어 있다는 점이다.

그다음, 제7도는 자속위상 연산회로 62의 일실시예를 보이고 있다. 제7도에서, 전위 트랜스포머  $T_r$ 를 통하여 수신된 유도모터 16의 단자전압  $V_1$ 과 전류 트랜스포머 61을 통하여 수신된 단자전류  $i_1$ 은 3상-2상 변환장치를 71과 72에 의해 2상으로 각각 변환된다. 여기서 순간적인 자속은,

$$\vec{\phi}_2 = \frac{L_2}{M} \int (\vec{V}_1 - R_1 i_1 - L_0 \frac{d}{dt} \vec{i}_1) dt \dots\dots\dots (1)$$

(1)식의 계산을 행하여 단자전압  $V_1$ 과 단자전류  $i_1$ 으로 부터 얻어질 수 있다.

여기서,  $\vec{\phi}_2$ 는 2차 자속벡터,  $\vec{V}_1$ 는 1차(단자) 전압 벡터,  $\vec{i}_1$ 는 1차(단자) 전류 벡터,  $L_2$ 는 2차 자기유도성분,  $M$ 은 상호유도성분,  $R_1$ 은 1차 저항성분, 그리고  $L_0$ 는 누설유도성분을 나타낸다.

배울기 77 내지 80과 함께 가산기 73 내지 76은 다음식의 계산을 수행하며,

$$\vec{V}_1 - R_1 \vec{i}_1 - L_0 \frac{d}{dt} \vec{i}_1$$

그리고 적분기 81은 다음식의 계산을 수행한다.

$$\frac{L_2}{M} \int$$

연산회로 82는 다음식의 계산을 수행하여,

$$\phi_2 = \sqrt{\phi_{2\alpha}^2 + \phi_{2\beta}^2}$$

자속량을 구한다. 분배기 83은 다음식의 계산을 수행하여,

$$U_{\phi\alpha} = \frac{\phi_{2\alpha}^2}{\phi_2}$$

$$U_{\phi\beta} = \frac{\phi_{2\beta}^2}{\phi_2}$$

각각의 순간적인 자속위상을 나타내는 단위 벡터성분들  $U_{\phi\alpha}$  와  $U_{\phi\beta}$  를 발생시킨다.

제8도는 토크전류성분 연산회로 63의 일실시예를 나타낸다. 제8도에서, 단자전류  $i_1$  은 3상-2상 변환장치 85에 의해 2상 신호로 변환된 후 가산기 88과 함께 배울기들 86과 87은 연산을 수행하여 2차 자속 토크에 대해 상호 수직관계에 있는 토크 전류성분  $i_{1q}$ 를 발생시킨다.

제9도는 토크 전류제어 회로 66의 특정회로를 나타낸다. 제9도에서, 설정기 64에 의해 설정된 토크 전류기준  $i_{1q}^*$  와 토크 전류성분 연산회로 63의 출력  $i_{1q}$  는 저항들 91과 92를 통하여 토크 전류 제어회로 66으로 공급되는데, 이 토크전류 제어회로 66은 토크 전류기준  $i_{1q}^*$  와 토크 전류성분  $i_{1q}$  간의 차를 수신하는 연산증폭기 93과 연산증폭기 93의 출력을 제한시키는 저항 94와 캐패시터 95의 직렬연결된 제한회로로 구성된다. 즉, 토크 전류제어 회로 66은 비례 적분회로로서 구성되며 그의 출력은 스위치 67의 일단에 공급된다.

이후, 실시예의 동작에 대해 제10도와 제11도를 참조하면 다음과 같다. 제10도는 제3도에서와 같은 방식으로 순정신호  $e_a$ , 충전전압  $E_c$  그리고 반전기출력전류  $I_0$  를 나타내는 도면이다. 제11도는 순정의 기간동안 속도-토크 특성변화분을 나타내는 도면이다.

순정이 시간  $t_4$  에서 발생한다고 가정하면, 주파수는 상술한 실시예에 보인바와 같이 토크 전류성분이 실제로 제로가 되도록 제어되므로 인버터 출력 전류  $I_0$  는 유도모터 16의 여기전류성분에 대응하는 전류량을 공급하도록 동작된다. 이는 제11도에서 특성곡선  $Q_a$ 가 특성곡선  $Q_c$ 로 이동된다음 유도모터 16이 토크를 발생시키지 않으므로 그의 속도는 자연감속됨을 의미한다. 이러한 감속에 따라, 특성곡선  $Q_c$ 는 특성곡선  $Q_d$ 로 이동한다. 여기 전류의 역률은 실제로 0이므로 여기전류 성분이 순정기간동안 공급될때조차도 이 기간동안 상실될 전력은 실제로 제로가 된다. 이는 여기 전류의 흐름으로 인해 회로내에 발생된 전력상실에 대응하는 양의 전력만이 상실되기 때문이다. 그러므로, 충전전압  $E_c$ 의 감소는 상당히 낮은 값으로 억제될 수 있다.

상술한 바와 같이, 순정기간동안 발생된 충전전압  $E_c$ 의 감소는 현저히 하부값으로 억제될 수 있으므로 전력의 회복시에 러쉬전류는 현저히 낮은 값으로 억제될 수 있어 평활 캐패시터 14가 과충전되는 것을 방지해준다.

그밖에, 순정기간내에서조차  $V/f$ 비의 정상값이 유지되므로 특정한 양의 여기 전류를 흘릴 수 있으므로 전력의 회복시조차 메인회로와 제어회로 모두가 결코 불안정한 동작으로 들어가지 않는다.

또한 유도모터 16은 순정의 기간동안 재생상태를 경험하지 못하므로 유도모터 16의 속도는 결코 자연감속 보다 신속하게 감소되지 못한다.

결과적으로, 전력의 회복후 재가속시킬때까지조차 유도모터 16을 가속시키는데 소요되는 시간은 최소화될 수 있다.

그다음, 제12도는 본 발명의 또다른 실시예를 보이는 것으로 이는 전압보상 설정기 121에 의해 설정

된 전압보상신호가 순정기간을 나타내는 신호  $e_a$  에 반응하여 스위치 122를 통하여 가산기 123으로 공급되어 가산기 68의 출력인 전압기준 신호에 가산되는 점에서 제6도의 실시예와 다르다.

제12도의 실시예는 제6도의 실시예의 것들과 등가인 작용과 장점들 이외에도 전압보상신호가 순정기간중 전압기준신호에 가산되는 기능을 수행할 수 있다. 이 전압보상신호는 전압기준신호를 감소시키도록 가산되므로 이 기간동안의 V/f비의 값은 감소된다. 따라서, 유도모터 16에 공급될 여기 전류는 정상동작시의 것보다 작아진다.

그러므로 순정기간중 여기전류는 작아지므로 여기전류의 흐름에 의한 전력손실이 더 작은 값으로 억제될 수 있다. 따라서, 순정기간이 더 길어질때조차 본 실시예의 사용에 의해 평활 캐패시터 14상에 축적된 전하를 감소시키는 양이 감소된다. 이는 제6도의 실시예에 비해 러쉬전류의 억제에 의한 효과가 훨씬 더 좋다.

제7도에서는 자속위상연산회로의 일실시예를 도시했으나, 자속위상이 이밖의 방법을 사용하여 검출 또는 계산될때조차 그의 기능이 쉽게 성취될 수 있음이 명백하다. 예를들어 다수의 자속검출기들이 유도모터 16내에 설치되어 직접 그의 자속을 검출하는 방법 또는 유도모터 16의 일차 전류와 속도는 그의 자속을 계산하도록 사용된다.

더우기, 앞에서는 정류회로 12가 전압제어 루우프에 의해 동작되고 그리고 인버터회로 15가 주파수 제어 루우프에 의해 동작되는 일예에 대해 설명되었으나 정류회로 12가 다이오드 순수브리지에 의해 구성되고, 인버터 회로 15가 전압제어 주파수 제어를 행하게 될때조차 동일한 기능이 간단히 성취될 수 있다.

또한 정류회로 12가 통상의 사이리스터 브리지에 의해 구성될 때조차 즉, 정류된 DC 전압이 일정하도록 제어되고 인버터회로 15가 출력전압 주파수 제어를 수행하게 될때조차 다이오드 순수브리지의 경우와 동일한 기능과 장점들을 제공할 수 있다. 이러한 경우의 실시예가 제13도에 도시되어 있다.

제13도에서, 설정기 131에 의해 설정된 전압기준  $V_r$ 은 비교기 133으로 공급되어 직류전압 검출기 132를 통하여 유도된 직류전압 제한과 비교되므로 그 비교된 결과는 전압제어회로 26에 의해 증폭된다. 그 나머지 동작들은 전술한 동작과 동일하므로 그의 설명은 생략한다. 이러한 회로구성 덕분에 정류회로 12의 출력인 직류전압이 일정하게 유지될 수 있다. 다른한편 주파수기준  $f_r$ 은 비교신호가 가산기 68에서 가산된 후 PWM(펄스폭 변조)제어회로 134로 공급된다. PWM(펄스폭 변조) 제어회로 134는 또한 DC 전압검출기 132로부터 직류전압신호를 수신하여 최적 PWM 패턴을 결정하여 게이트펄스를 인버터회로 15에 공급해준다. 본 실시예에서는 전술한 실시예들과 동일한 장점들이 성취될 수 있다.

그다음, 제14도는 본 발명의 다른 실시예를 나타내는 것으로, 순정신호  $e_{5j}$  반응하여 동작하는 스위치 141가 속도제어회로 34와 전류지령 연산회로 41간에 설치되는 제5도의 실시예와 다르다. 이 회로 구성에서는 순정의 발생시에 스위치 65는 순정신호  $e_a$  에 반응하여 개방하게 된다. 이는 토크전류 성분지령  $i_{1q}^* = 0$ 이 전류지령 연산회로 41에로 공급됨을 의미한다. 따라서, 전류지령  $i_1^*$ 은 다음과 같이 되므로,

$$|i_1^*| = |i_{1d}^*|$$

$$|i_1^*| = |i_{1d}^*|$$

$$\angle i_1^* = \tan^{-1}(0/i_{1d}^*) + \angle \vec{U}_\phi$$

$$= \angle \vec{U}_\phi$$

결국 자속위상과 한순간에 일치하는 위상을 갖고 있으며 여기 전류성분에 대응하는 양의 전류가 유도모터 16에 공급된다. 이경우에 유도모터 16은 토크를 발생시키지 않으므로 그의 속도는 자연감속상태로 감소한다. 그러나, 이러한 감속도중 순간값 제어는 여전히 계속될 수 있으므로 그의 자속은 유도모터 16이 어떤 순간에 재가속될 수 있는 상태를 준비하고 있는 상태에서 그대로 유지된다. 여기서, 여기전류 성분의 역할은 실제로 제로이다. 따라서, 여기전류 성분의 흐름에 의해 원인이 되는 평활 캐패시터 14상에 축적되는 전하의 감소량은 회로내에서 발생하는 전력손실에 해당하므로 이 손실은 지극히 적은 양으로 억제될 수 있다.

그러므로, 순정기간중일지라도 유도모터 16은 전력변환장치측으로부터 오는 제한을 받지않고서도 보장되고 안정된 동작을 연속할 수 있다. 이는 토크 전류 성분지령은 0으로 세트된 상태( $i_{1q}^* = 0$ )로서 순간값 제어가 아무런 영향없이 수행될 수 있고 동작이 최소전력 손실을 갖는 상태로 연속될 수 있기 때문이다. 더우기, 이러한 이유를 근거로 평활 캐패시터 14상의 전압감소량이 작은 값으로 억제될 수 있으므로 전력회복시 러쉬전류는 더 작아질 수 있으며 또한 유도모터 16은 최단시간에 그의 원속도로 가속될 수 있다. 이 실시예에서는, 토크 전류성분 지령  $i_{1q}^*$ 가 순정발생 즉시 제로가 되도록 보상을 수행하기 위한 스위치 141이 설치된다. 그러나, 이밖에도, 출력제한회로(도시안됨)가 속도제

어회로 34와 병렬로 제공되어 그의 출력신호가 순정발생시에만 제한되어 있을때 상술한 것들과 동일한 장점들을 성취할 수 있다.

제15도는 본 발명의 다른 실시예를 보이는 것으로 순정  $e_a$ 에 반응하여 동작하는 스위치 142가 가산기 144에서 고유한 자속기준에 설정기 143에 의해 설정된 자속보상 신호를 가산하도록 추가로 제공되므로 새로운 자속기준  $\phi^*$ 를 발생시키는 제14도의 실시예와 다르다.

이 회로구성은 순정기간중 자속보상신호가 가산되어 자속기준을 감소시키므로 이 기간중 유도모터 16에 공급되는 여기전류가 정상동작시의 여기전류보다 더 작게되는 제14도의 실시예의 것보다 더 좋은 기능들을 수행한다.

그러므로, 순정의 기간중 여기 전류는 더 작게되어 여기 전류의 흐름에 의해 원인이 되는 전력손실은 더 작은 값으로 억제될 수 있다. 또한 순정의 기간이 더 길어질때 본 실시예를 사용하면 더욱 유리하게 되어 확고하고 안정된 동작을 성취할 수 있다.

제16도는 본 발명의 다른 실시예를 나타내는 것으로, 이는 스위치 141 대신에 가산기 145를 구비하여 줌으로써 스위치 146을 통하여 유도된 토르크 전류성분 보상신호를 교류토르크 전류성분 지령에 가산해서 토르크 전류성분 지령  $i_{1q}^*$ 를 발생시키는 제15도의 실시예와 다르다. 여기서, 토르크전류성분 보상신호는 유도모터 16의 전류  $i_1$ 을 수신하고 자속계산회로 39의 출력신호인 자속위상 신호

$V$

$\phi$ 를 수신하는 토르크 전류성분 계산회로 147을 구비함으로써 유도모터 16의 실제 토르크 전류성분  $i_{1q}$ 를 발생시키는 그러한 형태의 회로에 의해 얻어진다. 토르크 전류성분 연산회로 147은 제8도에 보인것과 동일한 구성이다. 또한 설정기 148에 의해 설정된 제로 토르크전류성분 기준과 비교를 행하도록 토르크전류 성분 연산회로 147의 출력신호  $i_{1q}$ 를 수신하는 비교기 149와, 비교기 149로부터 그 비교된 출력을 증폭시키도록 수신하여 증폭된 신호를 스위치 146의 일단에 공급해주는 토르크 전류제어 회로 150을 구비하고 있다.

제16도는 실시예에서, 순정신호  $e_a$ 에 반응하여 토르크전류 성분지령에 공급될 토르크 전류성분 보상신호는 실제로 계산되는 토르크 전류성분  $i_{1q}$ 를 근거하여 발생된다. 즉, 토르크전류 제어회로 150의 출력신호 즉, 토르크 전류성분 보상신호는 토르크 전류성분 연산회로의 출력신호로서 얻어지는 사실상의 토르크 전류성분  $i_{1q}$ 가 직접 제로가 되도록 제어되는 식으로 발생된다.

제14도의 실시예에서는 보상회로가 토르크 전류성분 기준에 의해 흐른다는 가정을 근거하여 구성되어 있으나 실제 전력 변환장치에서는 메인회로가 전압의 불안정 또는 스위칭 동작의 지연으로 인한 반응지연없이 전력증폭기로서 간주될 수 없는 경우들이 존재한다. 그러한 경우들에서, 토르크 전류성분기준은 실제값과 다르다. 따라서, 제16도의 실시예에서는 실제 토르크 전류성분이 검출제어되어 그에대한 보상신호를 공급함에 의해 제로가 됨으로써 메인회로의 비직선성의 보상될 수 있다. 결과적으로, 본 실시예에서는 제14 및 15도의 실시예들에 비해 더 정밀한 제어를 성취할 수 있다.

명백하게, 본 발명의 그밖의 수정변경은 물론 가능하므로 상술한 것이외의 것들을 청구범위내에서 실시할 수 있음을 이해할 것이다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1

교류전원(11)과, 제1교류전원(11)을 직류전력으로 순방향 변환시키기 위해 교류전원에 연결되는 순방향 변환회로(12)와, 그리고 교류모터(16)을 구동시키도록 순방향 변환된 직류전력을 제2교류전력으로 역변환시키기 위해 순방향 변환회로(15)에 연결된 필터회로(13,14)를 갖는 전력 변환장치에 있어서, 상기 전력변환장치는, 교류모터(16)의 3상 단자전압과 3상 단자 전류로부터 교류모터(16)의 토르크 전류성분을 계산하기 위한 계산수단(62,63)과, 교류전원(11)내에서 순정의 발생을 검출하기 위한 검출수단(29)와, 교류전력내로 공급될 상기 제2교류전력의 주파수를 지령하기 위한 지령수단(22)와, 상기 지령수단(22)와 기준값(fr)의 출력신호에 관한 신호에 따라 교류모터의 단자전압을 제어하기 위한 제어수단(23)과, 그리고 상기 연산수단(62,63)의 출력신호가 상기 검출수단(29)의 출력신호에 반응하여 실제로 제로가 되도록 조정되도록 상기 지령수단(22)의 출력신호를 보상하기 위한 제1보상수단(64,65,66,67)을 포함하는 것이 특징인 전력변환장치.

### 청구항 2

제1항에서, 상기 연산수단(62,63)은 교류모터(16)의 3상단자 전압을 2상 전압으로 변환시키기 위한 제1변환장치와, 교류모터(16)의 3상 단자전류를 2상전류로 변환시키기 위한 제2변환장치와, 상기 제1변환장치(71)과 제2변환장치(72)의 출력신호들로부터 교류모터(16)의 이차 자속 벡터를 계산하기 위한 제1연산회로(77,73,78,74,79,75,80,76,81)와, 상기 제1연산회로내에서 계산된 2차 자속벡터로부터 절대값을 계산하기 위한 제2연산회로(82)와, 2차 자속벡터로부터의 순간의 자속 위상신호를 계산하고 또한 제1(77,73,78,74,79,75,80,76,81) 및 제2연산회로(82)로부터 각각 유도되는 그의 절대값을 계산하기 위한 제3연산회로(83)과, 그리고 상기 제3연산회로(83)내에서 계산된 순간 자속위상신호로부터 또한 변환장치(85)내에서 유도된 2상 전류로부터 교류모터(16)의 토르크 전류성분을 계산하기 위한 제4연산회로(86,87,88)을 포함하는 것이 특징인 전류변환장치.

### 청구항 3

제1항에서, 상기 검출수단(29)의 출력신호에 반응하여 어떤 특정한 값으로 상기 제어수단의 기준값

을 감소시키기 위한 제2보상수단(121, 122, 123)을 더 포함하는 것이 특징인 전력변환장치.

#### 청구항 4

교류전원(11)과, 제1교류전원(11)을 직류전력으로 순방향 변환시키기 위해 교류전원에 연결되는 순방향 변환회로(12)와, 그리고 교류모터(16)을 구동시키도록 순방향 변환된 직류전력을 제2교류전력으로 역변환시키기 위해 순방향 변환회로(15)에 연결된 필터회로(13, 14)를 갖는 전력 변환장치에 있어서, 상기 전력 변환장치는, 교류모터(16)의 속도기준과 교류모터(16)의 속도를 근거로 교류모터(16)의 제1토르크 전류 성분을 지령하기 위한 제1지령수단(34)와, 교류모터(16)의 자속기준과, 교류모터(16)의 3상 단자 전압과 3상 단자전류를 근거로 교류모터(16)의 여기 전류성분을 지령하기 위한 제2지령수단(40)과, 검출신호를 발생시키도록 교류전원(11)내의 순정의 발생을 검출하기 위한 검출수단(46)과, 검출신호가 인가되지 않을때 상기 제1토르크 전류성분이 되도록 결정되고 또한 검출신호가 인가될때 실제로 제로가 되도록 결정되는 보상신호를 발생시키기 위한 제1보상수단(141)과, 그리고 상기 제1보상수단(141)로부터의 보상신호와 상기 제2지령수단(40)으로부터의 여기 전류성분을 근거로 인버터회로(15)의 출력전압과 주파수를 지령하기 위한 제3지령수단(41)을 포함하는 것이 특징인 전력변환장치.

#### 청구항 5

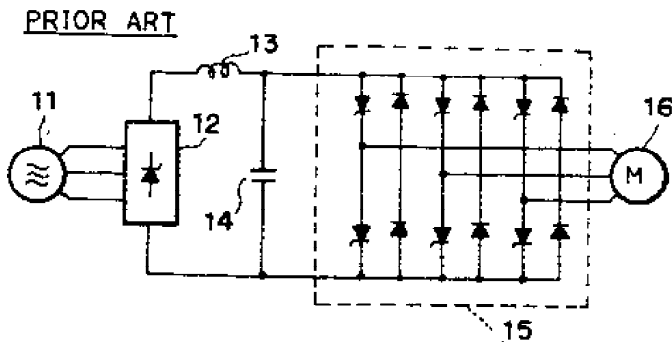
제4항에서, 상기 검출수단의 검출신호에 반응하여 어떤 특정한 값으로 여기 전류성분을 감소시키기 위한 제2보상수단(143, 144, 142)를 더 포함하는 것이 특징인 전력변환장치.

#### 청구항 6

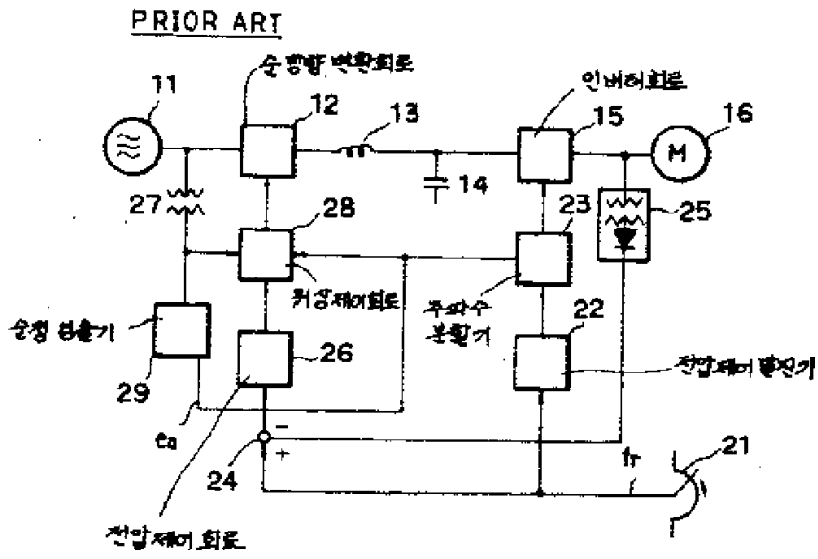
제4항에서, 교류모터 16의 3상 단자 전압과 3상 단자 전류로부터 교류모터(16)의 제2교류성분을 계산하기 위한 제3보상수단(146, 147, 148, 149, 150)를 더 포함하되, 상기 제1보상수단은 실제로 제로가 될 가산된 신호를 발생시키도록 제1토르크 전류성분과 제2토르크 전류성분을 더 포함하며, 또한 검출신호가 인가되지 않을때 상기 보상신호로서 상기 제1토르크 전류성분을 발생시키고 또한 상기 검출신호가 인가될때 상기 보상신호로서 상기 가산된 신호를 발생시키기 위한 수단을 더 포함하는 것이 특징인 전력변환장치.

#### 도면

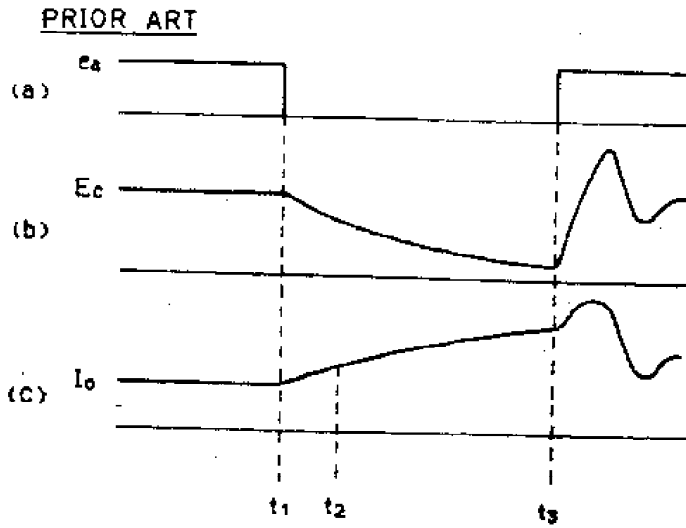
##### 도면1



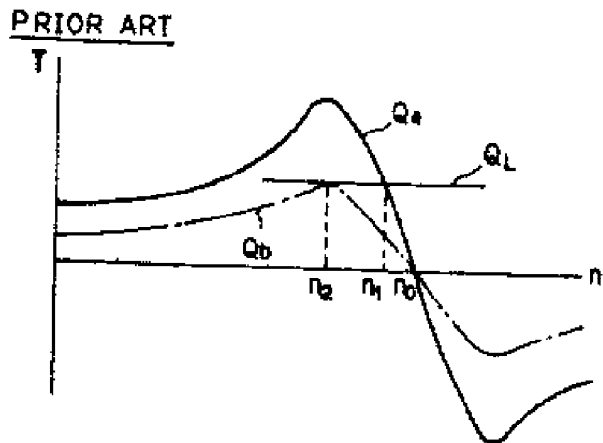
도면2



도면3



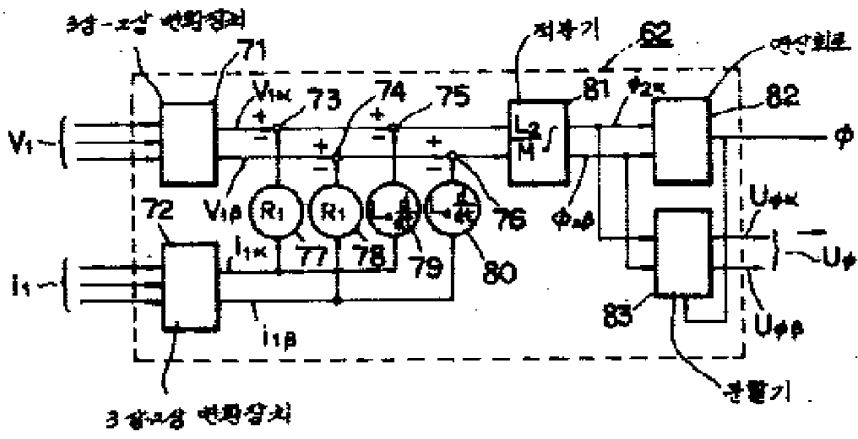
도면4



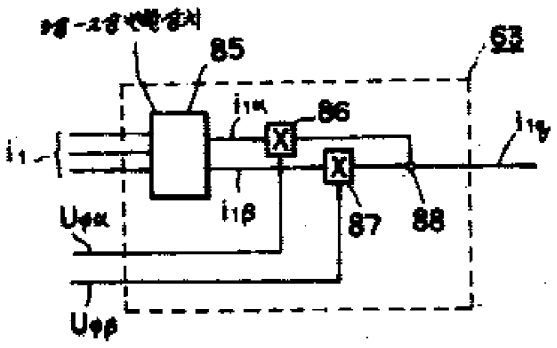




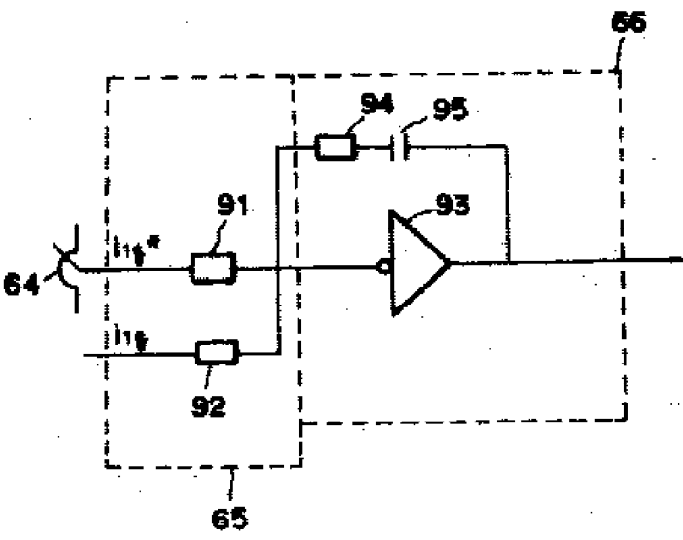
도면7



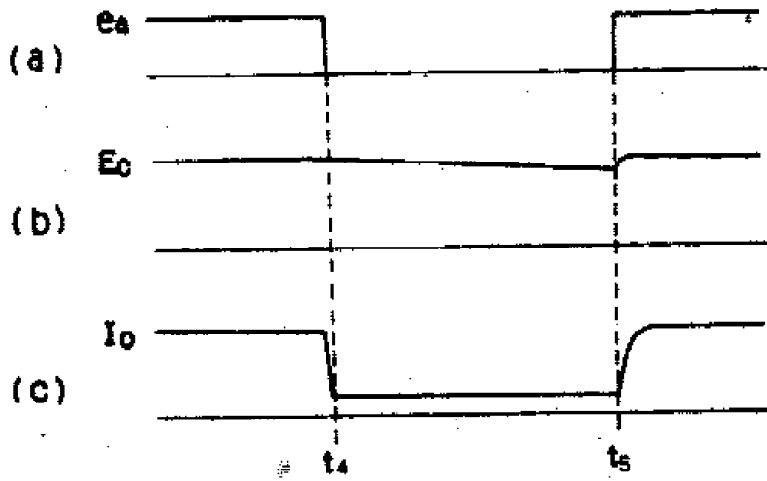
도면8



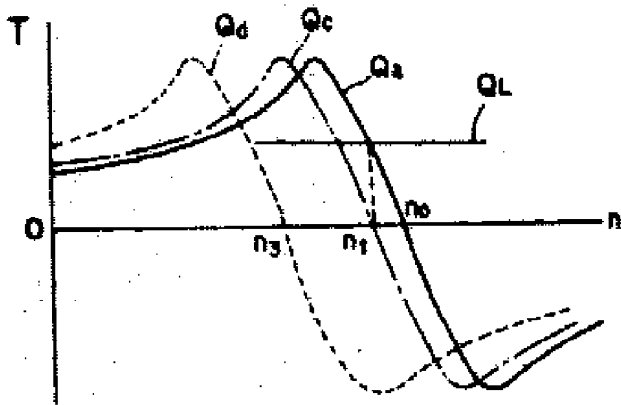
도면9



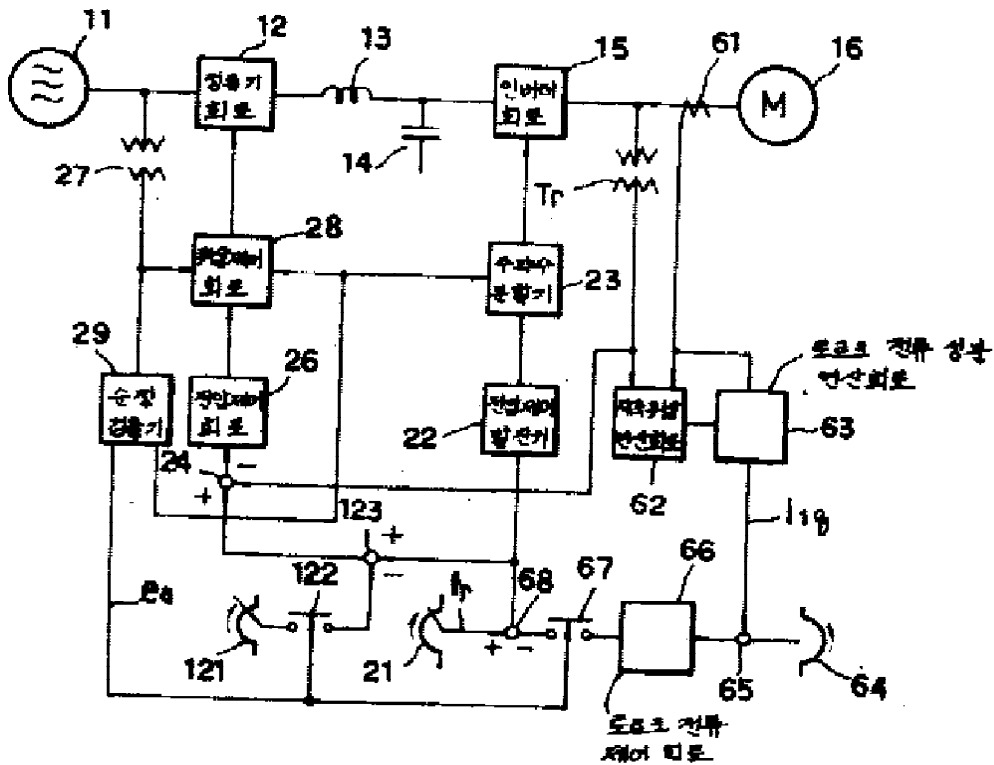
도면10



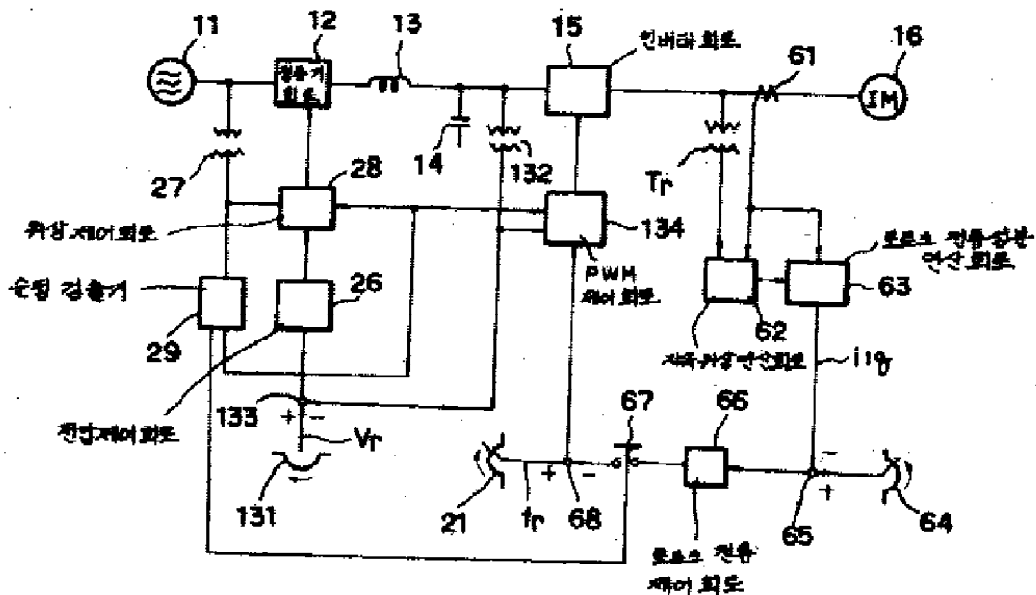
도면11



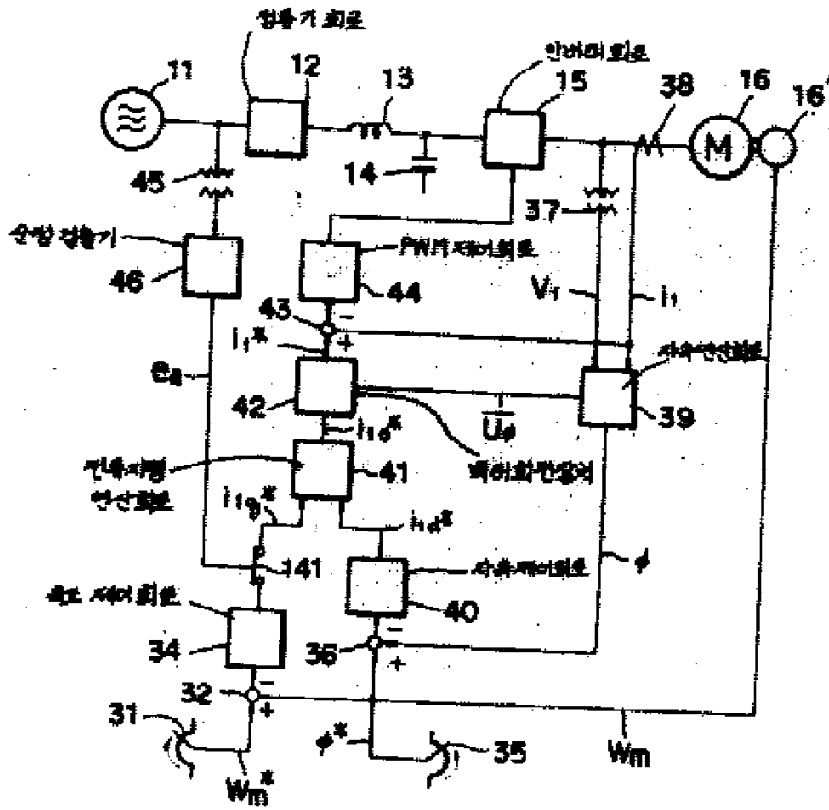
도면12



도면13



도면 14



도면 15

