(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.[7]
H02P 7/05

(45) 공고일자 2004년09월22일
(11) 등록번호 10-0449911
(24) 등록일자 2004년09월13일

(21) 출원번호 10-2002-0011902
(22) 출원일자 2002년03월06일

(65) 공개번호 10-2003-0072727
(43) 공개일자 2003년09월19일

(73) 특허권자 대한민국

(72) 발명자 서종윤
전라남도순천시동외동중앙하이츠407호

차현록
광주광역시북구중흥2동375-31

양형열
광주광역시 남구 월산4동 996-44

김광헌
광주광역시북구일곡동동아아파트104동2005호

임영철
광주광역시북구중흥동모아타운106동305호

장도헌
충청남도아산시배방면회룡리357-1백조아파트101동1210호

(74) 대리인 한양특허법인

심사관 : 전용해

(54) 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각제어방법

요약

본 발명은 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 및 효율을 최대화시키기 위해 엔코더 펄스 및 상전류값을 이용하여 자기동조 방식으로 턴 온/오프각을 제어하기 위한 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각 제어방법을 제공한다.
이를 위해 본 발명은 컨버터의 턴-온각을 고정시키고 스위치드 릴럭턴스 모터의 엔코더로부터 발생되는 엔코더 펄스의 출력을 일정시간동안 샘플링하여 이전에 저장된 펄스수와 현재의 펄스수와의 차를 비교함에 의해 최대 토크에 따른 펄스수에 대응하는 턴-오프각을 각각 소정의 각도 편차만큼 가감하여 조정하는 제 1조정단계와, 상기 스위치드 릴럭턴스 모터에 대해 최대 토크가 발생하는 턴-오프각의 조정이 이루어지면, 상기 컨버터로부터의 상전류값을 입력받아 이전에 저장된 상전류의 최대값과 현재 상전류의 최대값과의 차를 비교하여 최대 속도가 발생하도록 턴-온각을 소정의 각도 편차만큼 가감하여 조정하는 제 2조정단계로 이루어지고, 상기 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 및 효율을 최대화시키기 위해 상기 제 1조정단계 및 제 2조정단계를 무한 반복하도록 이루어진 것을 특징으로 한다.

대표도

도 10

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 스위치드 릴럭턴스 모터의 회로구성을 나타낸 도면,
도 2는 도 1에 도시된 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크특성을 나타낸 파형도,
도 3은 스위치드 릴럭턴스 모터의 스위칭각 제어에 의한 전류형상의 변화에 의해 토크특성이 개선되는 상태를 예시적으로 나타낸 파형도,
도 4는 본 발명이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터의 턴-온/오프각 조정에 따른 상전류의 형상을 예시적으로 나타낸 그래프도면,
도 5a 내지 도 5c는 본 발명이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터에 실제적인 스위칭을 위한 여자를 하는 경우에 스위칭에 의해 형성되는 상전류와 토크의 형상을 예시적으로 나타낸 파형도,
도 6은 스위치드 릴럭턴스 모터의 속도 가변 및 부하변동에 대해 턴 오프각을 고정시키고 턴-온각을 조정하는 상태를 예시적으로 나타낸 그래프도면,
도 7은 스위치드 리럭턴스 모터의 속도 가변 및 부하 변동에 대해 드웰(Dwell) 각을 일정하게 유지하면서 턴-온각을 조정하는 상태를 예시적으로 나타낸 그래프도면,
도 8a 내지 도 8c는 스위치드 릴럭턴스 모터의 턴-온각이 고정되었을 때 턴-오프각의 조정 시점에 따라 변화하는 순시 토크의 형상을 예시적으로 나타낸 그래프도면,
도 9a 내지 도 9c는 스위치드 릴럭턴스 모터에서 적절한 턴-오프각이 결정된 이후에 턴-온각의 조정 시점에 따라 변화하는 순시 토크의 형상을 예시적으로 나타낸 그래프도면,
도 10은 본 발명의 제어방법이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터의 스위칭각 제어장치의 구성을 나타낸 도면,
도 11은 본 발명이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터의 구동회로에 대한 구성을 나타낸 도면,
도 12는 본 발명에 따른 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각 제어방법에 대한 동작을 설명하기 위한 플로우차트,
도 13a 및 도 13b는 일반적으로 고정된 턴-온/오프각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면,
도 14는 도 13a 및 도 13b와 같이 고정된 턴-온/오프각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면,
도 15a 및 도 15b는 일반적으로 고정된 턴-온각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면,
도 16은 도 15a 및 도 15b와 같이 고정된 턴-온각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면,
도 17a 및 도 17b는 엔코더 펄스를 피드백 받아서 턴-온/오프각을 제어하여 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 정상상태에서 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면,
도 18은 도 17a 및 도 17b와 같이 엔코더 펄스를 피드백 받아서 턴-온/오프각을 제어하는 경우에 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면,
도 19a 및 도 19b는 본 발명의 바람직한 실시예에 따라 엔코더 펄스의 피드백 제어와 상전류를 이용하여 최적의 턴-온/오프각 제어를 수행함에 의해 스위치드 릴럭턴스 모터의 정상상태에서 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면,
도 20은 도 19a 및 도 19b와 같이 본 발명에 따른 턴-온/오프각 제어에 의해 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전하는 상태에서 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면이다.
<도면의 주요부분에 대한 부호의 설명>
10:정류기, 12:컨버터,
14:스위치드 릴럭턴스 모터(SRM), 16:부하,
18:엔코더, 20:마이크로 콘트롤러,
T1 T8:스위칭소자, D1 D8:다이오드.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각 제어방 법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 스위치드 릴럭턴스 모터의 최대 토크 및 효율을 얻기 위해 자기동조 방식을 적용하여 최적의 턴 온/오프각을 결정하

기 위한 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각 제어방법에 관한 것이다.
최근, 스위치드 릴럭턴스 모터(Switched Reluctance Motor; SRM)에 대한 상용화 연구의 진전에 따라 세탁기나 냉장고, 에어컨 등과 같은 각종 가전기기나 다양한 운송기계의 구동장치로서 폭넓게 적용되고 있는 추세이다.
이러한 스위치드 릴럭턴스 모터는 회전자에 권선이나 정류자 또는 영구자석이 없고 기계적인 구조상 일반적인 범용 유도 전동기보다 제작비가 절감되고, 각 상의 전력 스위칭 소자가 상 권선과 각각 직렬로 연결되어 있어서 스위칭 소자의 단락이 발생되지 않으며, 모터를 구동하기 위한 컨버터의 회로구성이 일반 유도 전동기나 브러시리스(Brushless) 모터의 컨버터보다 간단함과 더불어, 고 회전력 특성으로 모터 회전속도의 제곱 또는 세제곱에 비례하는 부하토크의 요구에 부합될 수 있다는 장점이 있다.
한편, 이러한 스위치드 릴럭턴스 모터는 관련기기의 구동에 있어서 전압 리플 현상이나 부토크 발생, 자기포화의 영향이 발생하기 쉬워서 정밀분야의 기기에 적용하기가 어렵도록 되어 있는 바, 이러한 악영향을 개선하기 위한 노력이 활발하게 이루어지고 있는 상태이다.
즉, 도 1은 일반적인 스위치드 릴럭턴스 모터의 회로구성을 나타낸 도면으로서, 동 도면에 도시된 스위치드 릴럭턴스 모터는 4상 8/6극을 예시적으로 나타내고 있다.
도 1에 도시된 바와 같이, 이러한 스위치드 릴럭턴스 모터는 다상으로 제작되어 각 상에 상권선(4)이 권취되어 있는 고정자(2)와, 상기 고정자(2)의 각 상에 권취된 상권선(4)으로부터의 전류의 위상에 따라 발생되는 자기력을 제공받아 회전되는 회전자(6), 소정의 입력펄스신호에 따라 상권선(4)에 인가되는 전류를 턴-온/오프시키기 위한 스위칭을 수행하는 스위칭소자(TR1,TR2), 상기 상권선(4)으로부터 바생되는 역기전력으로부터 각 스위칭소자(TR1,TR2)을 보호하기 위한 다이오드(D1,D2)로 구성된다.
이러한 구성을 갖는 스위치드 릴럭턴스 모터의 구동회로는 고정자(2)의 각 상에 권취된 상권선(4)의 전류에 대한 위상을 스위칭소자(TR1,TR2)의 스위칭을 통해 제어하여 회전자(6)를 정회전 또는 역회전시킬 수 있도록 되어 있다.
이러한 스위치드 릴럭턴스 모터는 이중 돌극(Doubly Salient Pole)을 갖는 자기적 구조로서 릴럭턴스 토크의 이용을 극대화한 것인데, 토크는 여자 권선의 인덕턴스가 최대로 되는 방향으로 발생하는 원리를 이용한 것이다. 이러한 토크를 생성하기 위해서는 고정자의 상권선에 대한 인덕턴스가 회전자의 위치에 따라서 변화하도록 자기적 구조를 설계하여야 한다.
일반적으로, 모터의 토크는 자기회로의 비선형성 때문에 에너지 계수(Coenergy)로부터 유도되는데, 스위치드 릴럭턴스 모터는 자기의 구조상 다른 상과의 상호 쇄교자속이 거의 없으므로 상간의 상호 인덕턴스를 무시한다. 이에, 모터의 토크를 유도하기 위한 자기적 에너지 계수(W_c)는 하기한 수학식 1에 나타난 바와 같다.

수학식 1

$$W_c = \frac{1}{2} i^2 L$$

여기서, i는 상권선의 전류를 나타내고, L은 인덕턴스를 나타낸다.
한편, 모터 고정자(2)의 각 상에 대한 토크(T)는 회전자(6)의 위치각(θ)에 대한 에너지 계수의 편미분항으로 되는 바, 이는 하기한 수학식 2에 나타난 바와 같다.

수학식 2

$$T = \frac{dW_c}{d\theta}$$

이 때, 상기 수학식 1의 에너지 계수(W_c)를 수학식 2의 토크식에 대입하게 되면, 토크(T)는 하기한 수학식 3과 같이 정리된다.

수학식 3

$$T = \frac{1}{2} i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta}$$

즉, 상기한 수학식 3에 나타난 바와 같이, 상기 스위치드 릴럭턴스 모터의 발생토크는 상전류의 제곱에 비례하고 위치각에 대한 인덕턴스의 기울기에 비례함을 알 수 있는 바, 토크가 전류의 제곱에 비례함으로써 상전류의 방향과 무관하게 토크를 발생시킬 수 있으며, 인덕턴스의 변화율에 따라서 토크는 정 토크(Positive Torque) 또는 부토크(Negative Torque)가 발생한다.
다음에, 도 2는 도 1에 도시된 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크특성을 나타낸 파형도이다.
여기서, 도 2a는 스위치드 릴럭턴스 모터의 각각의 상에 대한 인덕턴스 프로파일을 위치각(θ)에 따라 나타낸 것으로서, 동 도면에서는 인덕턴스가 증가구간(θ_s ~ θ_1)과, 감소구간(θ_2 ~ θ_3) 및 일정구간(θ_1 ~ θ_2, θ_3 ~ θ_0)이 존재한다.
한편, 도 2b와 같이 모터 회전자의 상권선에 일정한 여자전류를 흐르게 하면, 도 2c에 도시된 바와 같이 인덕턴스의 증가구간(θ_s ~ θ_1)에서는 정토크가 발생하는 한편, 인덕턴스의 감소구간(θ_2 ~ θ_3)에서는 상기 정토크와 동일한 크기의 부토크가 발생하게 된다.

이에, 스위치드 릴럭턴스 모터에 일정하게 여자전류를 인가하게 되면 정토크와 부토크가 서로 상쇄되어서 모터의 축 토크는 제로(Zero)가 되므로 바람직한 회전토크를 얻을 수 없게 되는 바, 그러한 부토크의 발생을 방지하고 효과적인 회전토크를 얻기 위해서는 회전자의 위치를 정밀하게 검출하고 그 회전자의 위치에 따른 스위칭 여자를 수행하는 것이 필요하다.
즉, 도 3은 스위치드 릴럭턴스 모터의 스위칭각 제어에 의한 전류형상의 변화에 의해 토크특성이 개선되는 상태를 예시적으로 나타낸 파형도이다.
도 3a 내지 도 3e에 도시된 바에 따르면, 4상의 8/6극 스위치드 릴럭턴스 모터의 회전자 각위치에 따라 스위칭 여자전류를 흐르게 함으로써 이상적인 축 토크를 발생시키도록 하는 4상 스위칭 여자방식을 나타내고 있다.
이 때, 해당 스위치드 릴럭턴스 모터의 축에서 발생하는 출력토크는 도 3f에 도시된 바와 같이 각 상의 여자전류에 의하여 발생되는 토크들의 합으로 생성되는 바, 그러한 4상의 출력토크(T_{out})는 하기한 수학식 4에 나타낸 바와 같다.

수학식 4

$$T_{out}=\frac{1}{2}i_a^2\frac{dL(\theta)}{d\theta}+\frac{1}{2}i_b^2\frac{dL(\theta-15^\circ)}{d\theta}+\frac{1}{2}i_c^2\frac{dL(\theta-30^\circ)}{d\theta}+\frac{1}{2}i_d^2\frac{dL(\theta-45^\circ)}{d\theta}$$

한편, 도 3f에 도시된 바와 같은 출력토크의 파형은 이상적인 상전류에 의하여 얻을 수 있는 것으로서, 실제적인 스위치드 릴럭턴스 모터에서는 비선형적인 인덕턴스 프로파일에 의하여 상전류의 형상이 결정되기 때문에, 도 3b 내지 도 3e와 같은 이상적인 상전류의 형성이 어렵고, 이 때문에 스위치드 릴럭턴스 모터에서는 여타의 일반적인 모터에 비하여 큰 맥동성분이 토크에 함유된다.
상기한 바와 같이, 스위치드 릴럭턴스 모터는 회전자의 상권선에 인가되는 전류가 펄스 형태의 연속적인 과도현상파로서 회전속도, 인가전압, 턴-온/오프각 및, 부하토크 등과 같은 운전조건에 따라 전류의 파형이 다양하게 변화하게 되는 바, 이러한 펄스 형태의 전류 형상은 일반적인 여타의 모터보다 효율에 미치는 영향이 크다.
특히, 스위치드 릴럭턴스 모터의 운전조건 중에서 회전자의 위치에 따른 스위칭각의 제어가 모터의 효율에 지대한 영향을 미치고 있는 것으로 알려져 있으며, 모터의 효율을 향상시키기 위해 턴-온/오프각을 조정하여 적정한 전류파형을 형성하기 위한 연구가 활발하게 이루어지고 있는 상태이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

그러나, 이러한 종래의 스위치드 릴럭턴스 모터에서는 턴-온/오프각의 조정에 따른 운전특성에서 적정한 턴-오프각보다 늦게 턴-오프를 수행하게 되면 인덕턴스의 감소영역에서 리플전류가 발생되고, 그에 따른 부토크가 발생되어 총 토크는 감소하게 되는 반면에, 턴-오프 시점이 너무 빠르게 되면 충분한 정토크를 얻을 수 없게 된다.
결과적으로 턴-온각에 관계없이 턴-오프각을 앞으로 이동하게 되면 부토크를 감소시킬 수 있으나, 턴-오프각을 너무 앞으로 이동하게 되면 정토크는 감소하게 되는 것이다. 그와 마찬가지로 턴-오프각을 고정시켜 두고 턴-온각을 조정하면, 정격 토크까지는 효율의 변화는 적으나, 모터의 토크를 증가시키기 위해 보다 늦은 시점에서 턴-온이 되었을 경우에는 전류리플은 적지만 최대 토크를 유지 할 수 없다.
그리고, 턴-온 시점이 빠른 경우에는 인덕턴스 감소영역에서 전류리플이 발생하여 역 토크가 발생하게 되는 바, 그에 따라 총 토크가 감소되어 모터의 효율도 감소하게 된다.
이에, 최근에는 MAXWELL이나 FLUX와 같은 시뮬레이션 툴을 이용하여 모터의 인덕턴스값을 얻은 이후에, SIMULINK와 같은 프로그램을 통해 적정한 턴-온/오프각을 산출하여 롬 테이블(ROM Table)을 이용하는 방식이 개발되어 있지만, 이러한 방식은 원하는 턴-온/오프각을 얻어내기까지 장시간이 소요될 뿐만 아니라 별도의 시뮬레이션 툴이 구비되어야 하고, 시뮬레이션 과정에서 모터의 운전상태 변화에 대한 값을 소정의 파라미터값으로 적용하기 때문에 정확한 데이터를 산출하기가 어렵 다는 문제점이 있다.
따라서, 본 발명은 상기한 종래의 문제점을 해소하기 위해 이루어진 것으로서, 그 목적은 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 및 효율을 최대화시키기 위해 엔코더 펄스 및 상전류값을 이용하여 자기동조 방식으로 턴 온/오프각을 제어하기 위한 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각 제어방법을 제공하는 것이다.

발명의 구성 및 작용

상기한 목적을 달성하기 위해 본 발명에 따르면, 컨버터의 턴-온각을 고정시키고 스위치드 릴럭턴스 모터의 엔코더로부터 발생되는 엔코더 펄스의 출력을 일정시간동안 샘플링하여 이전에 저장된 펄스수와 현재의 펄스수와의 차를 비교함에 의해 최대 토크에 따른 펄스수에 대응하는 턴-오프각을 각각 소정의 각도 편차만큼 가감하여 조정하는 제 1 조정단계와, 상기 스위치드 릴럭턴스 모터에 대해 최대 토크가 발생하는 턴-오프각의 조정이 이루어지면, 상기 컨버터로부터의 상전류값을 입력받아 이전에 저장된 상전류의 최대값과 현재 상전류의 최대값과의 차를 비교하여 최대 속도가 발생하도록 턴-온각을 소정의 각도 편차만큼 가감하여 조정하는 제 2조정단계로 이루어지고, 상기 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 및 효율을 최대화시키기 위해 상기 제 1조정단계 및 제 2조정단계를 무한 반복하도록 이루어진 것을 특징으로 하는 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각 제어방법을 제공한다.
이하, 상기한 바와 같이 구성된 본 발명에 대해 첨부도면을 참조하여 상세히 설명한다.
즉, 도 4는 본 발명이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터의 턴-온/오프각 조정에 따른 상전류의 형상을 예시적으로 나

타낸 그래프도면이다.
도 4에 도시된 바와 같이, 스위치드 릴럭턴스 모터에서는 상전류의 턴-온/오프각에 의하여 결정되며, 구형파 형태의 펄스를 갖는 모터의 전류 파형은 A,B,C 파형의 세가지의 형상으로 분류된다.
동 도면에서, 토크를 발생하기에 충분한 전류의 확립을 위해서 회전자 위치각(θ_{min}) 이전에 어드밴스(Advance) 각도인 θ_{AD} ($=\theta_{min}-\theta_{max}$) 만큼의 여유를 갖고 턴-온을 한다. 그리고, 어드밴스 각도에 따라서 확립된 전류는 회전자 위치각(θ_{min})이후의 토크발생구간에서 전류가 감소, 일정 또는 증가하는 등의 세 가지 형상을 갖게 되는 것이다.
한편, 상전류의 형상과 운전조건과의 관계를 정식화하기 위해서는 모터 상권선 회로에 대한 전압 방정식을 설정해야 하는 바, 해당 전압 방정식은 하기한 수학식 5에 나타난 바와 같다.

수학식 5

$$E = (r + \omega\frac{di}{d\theta})i + \omega L\frac{di}{d\theta}$$

여기서, I는 상전류이고, r은 권선의 저항, ω는 회전 각속도, L은 인덕턴스, θ는 회전자의 위치각을 의미한다.
상기 수학식 5에서의 전압 방정식은 회전자 위치각(θ)에 대한 상전류(i)의 일차미분 방정식으로서, 해당 수학식으로부터 회전자의 위치각에서 전류 확립구간과 토크 발생구간으로 나누어 상전류와 운전조건과의 관계식을 유도하면 다음과 같다.
여기서, 전류 확립구간에서의 상전류에 대해서는 수학식 5를 참조하면 저항은 작아서 무시할 수 있으므로 제로(Zero)로 가정하고, 해당 전류 확립구간(θ_{on} ~ θ_{max})에서는 인덕턴스의 값이 L_{min}으로 일정하므로 $dL/d\theta=0$이다.
이에, 이 구간에서의 전압 방정식은 하기한 수학식 6에 나타난 바와 같다.

수학식 6

$$E = \omega L_{min}\frac{di}{d\theta}$$

따라서, 회전자의 위치각(θ)에 따른 상전류의 해는 하기한 수학식 7과 같이 나타난다.

수학식 7

$$i = \frac{E}{\omega L_{min}}(\theta_{min}-\theta_{on}) = \frac{E}{\omega L_{min}}\theta_{AD}$$

즉, 도 4에서의 회전자 위치각(θ_{min})에서 확립되는 전류값은 전압과 속도가 일정할 때 어드밴스각도(θ_{AD})의 크기에 의하여 결정된다.
또한, 토크 발생구간에서의 상전류에 대해서는 회전자의 위치각이 $\theta_{min} < \theta < \theta_{off}$에서 인덕턴스가 선형성을 갖고 직선적으로 증가한다고 하면, 인덕턴스는 하기한 수학식 8과 같은 각도(θ)의 함수로 놓을 수 있다.

수학식 8

$$L(\theta) = K_L(\theta - \theta_{min}) + L_{min}$$

여기서, K_L은 인덕턴스의 기울기를 의미한다.
한편, 상기 수학식 8의 함수 방정식을 위치각(θ)에 관하여 미분하면 $dL(\theta)/d\theta=K_L$이 되고, 전압 방정식은 하기한 수학식 9와 같이 위치각(θ)에 관한 전류(i)의 일차미분 식으로 정리된다.

수학식 9

$$E = \omega K_L i(\theta) + [K_L(\theta - \theta_{min}) + L_{min}]\frac{di(\theta)}{d\theta}$$

또한, 상기 수학식 9를 $di(\theta)/d\theta$에 관하여 다시 정리하면, 하기한 수학식 10과 같이 나타난다.

수학식 10

$$\frac{di(\theta)}{d\theta} = \frac{E-\omega K_L i(\theta)}{\omega[K_L(\theta - \theta_{min})+L_{min}]}$$

상기 수학식 10에서 우항의 분자는 각도에 대한 전류 기울기의 부호를 결정하며, 그 분자 항을 인덕턴스의 기울기(K_i)로 정의하면 하기한 수학식 11과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 11

$$K_i = \left[\frac{di(\theta)}{d\theta}\right]_{sign} = E - \omega K_L i$$

여기서, 상기 인덕턴스의 기울기(K_i)는 도 4에서의 A,B,C 세가지의 전류 파형에 대해서 상전류의 형상을 판단하는 기준이 된다. 즉, 토크 발생구간에서는 인가전압(E), 회전속도(ω), 인덕턴스의 기울기(K_L)및 순시전류(i) 등의 운전 조건에 의해 상전류의 형상이 결정될 수 있는 것이다.
한편, 도 4에 도시된 바와 같은 전류형상 중에서 B의 전류 파형과 같이 전류가 확립된 후, 토크 발생구간에서 일정하게 지속되는 전류 파형은 평정(平頂)(Flat-top) 전류라고 칭해지는데, 상기 수학식 11에서 볼 때 평정 전류의 운전 조건은 K_i가 제로(Zero)이고, 토크 발생구간에서 평정 전류의 초기값을 I_f라고 하면 인가전압은 하기한 수학식 12에 나타난 바와 같다.

수학식 12

$$E = \omega K_L I_f$$

상기 수학식 12에 있어서, 평정 전류는 모터에 인가되는 전압(E)와 그 모터로부터 발생되는 속도 기전력($\omega K_L i$)이 동일한 값을 갖게 되는 바, 이러한 평정 전류는 다른 두 가지의 전류 파형보다 축에 발생하는 토크의 리플이 적고 효율이 높은 특성을 갖는다.
한편, 위치각(θK_{min})에서의 평정 전류 초기값(I_f)는 상기 수학식 7로부터 다음의 수학식 13과 같이 어드밴스 각도(θ_{AD})에 직접 비례한다.

수학식 13

$$I_f = \frac{E}{\omega L_{\min}} \theta_{AD}$$

한편, 평정 전류와 다른 전류들과의 효율특성을 비교 분석하고자 선형적 조건과 상전류 형태와 관계없이 토크와 속도가 일정하다는 가정 속에서 토크 발생구간에서 각 A,B,C의 전류파형에 대한 실효값이 I_T로서 모두 같다고 가정하고 다음과 같이 손실, 입출력에 대하여 해석할 수 있게 된다.
우선, 전류확립구간에서 여자전류는 흐르면서 토크가 발생되지 않기 때문에 이 구간에서 A,B,C의 전류파형에 대한 각각의 손실(P_{loss_A}, Pl_{oss_B} 및 P_{loss_C})의 관계는 하기한 수학식 14와 같이 나타나게 된다.

수학식 14

$$P_{loss\_A} > Pl_{oss\_B} > P_{loss\_C}$$

여기서는 토크 발생구간에서 각 전류의 실효값이 I_T로서 같다고 가정하였고 선형적 조건 하에서는 각 전류에 대한 K_L이 같다. 따라서, 상기한 수학식 3을 하기한 수학식 15와 같이 정리할 수 있다.

수학식 15

$$T = \frac{1}{2} I_T^2 \frac{dL}{d\theta} = \frac{1}{2} I_T^2 K_L$$

실제로, A,B의 전류파형은 회전자 자극의 중첩각도가 커지면서 전류가 감소 하거나 일정하게 유지하므로 포화에 의한 영향이 거의 없어서 선형적으로 볼 수 있다. 그러나, C의 전류파형에서는 회전자의 중첩각도가 커짐과 동시에 전류가 상승하므로 자기회로의 포화가 가중된다. 따라서, C의 전류파형에서는 등가적인 인덕턴스의 기울기(K_L)가 작아지기 때문에, 발생되는 토크를 T_A, T_B 및 T_C라고 할 때 하기한 수학식 16과 같은 관계를 갖는다.

수학식 16

$$T_A = T_B > T_C$$

여기서, 운전조건으로는 속도와 토크의 변동이 없고 토크 발생구간에서의 입력전력을 P라고 할 때 각 전류의 실효값과 인가전압이 같기 때문에 동일한 입력전력을 갖는다. 그리고 각각의 효율을 η_a, η_b 및 η_c라고 할 때 효율은 하기한 수학식 17과 같이 주어진다.

수학식 17

$$\eta_a = \frac{\omega T_A}{P_{loss_A} + P}$$

$$\eta_b = \frac{\omega T_B}{P_{loss_B} + P}$$

$$\eta_c = \frac{\omega T_C}{P_{loss_C} + P}$$

일반적으로, 포화로 인한 발생토크의 감소분은 포화의 정도에 따라 다르며 정격부하에서 자기회로가 적정하게 포화되도록 설계를 한다. 따라서, 포화의 영향 이 심한 C의 전류파형은 효율이 가장 낮을 것이고, 전류 확립구간에서의 손실발생은 저항이 매우 작아서 효율에 미치는 영향이 거의 적지만 조건에 의해서 속도와 토크의 변동이 없다면 A의 전류파형보다는 B의 전류파형에 대한 효율이 높게 된다. 그에 따른 효율관계는 하기한 수학식 18과 같이 정리된다.

수학식 18

$$\eta_b > \eta_a > \eta_c$$

즉, 도 4에서의 전류 형상 중에서 B의 전류파형과 같이 평정 전류 파형은 다른 전류에 비하여 효율이 가장 높음이 증명될 수 있다. 하지만, 상기와 같은 결론은 단지 일정한 속도로 운전하는 경우 토크 값에 변동이 없었을 때 발생할 수 있는 제한적인 경우이고, 실제적으로 일정한 전원을 스위치드 릴럭턴스 모터의 전용 인버터에 인가한 후 턴-온/오프각을 변동하였을 경우에는 운전 속도의 증가와 평균 토크가 증가함을 알 수 있다. 결국, 턴-온각이 B의 전류 파형 상태에서 어드밴스 되었을 때 권선 저항에 의한 손실에 따른 효율의 영향보다 속도와 토크의 변동에 의한 발생되는 효율의 영향이 크기 때문에, A와 같은 전류 파형의 형태 시에 속도와 평균토크가 현저히 증가한다고 가정하면 하기한 수학식 19와 같은 효율관계가 성립하게 된다.

수학식 19

$$\eta_a > \eta_b > \eta_c$$

상기한 바와 같이, 스위치드 릴럭턴스 모터의 상전류는 이상적인 평정 전류 의 형상에 가깝도록 스위칭을 해야만 토크의 맥동을 최대한 줄일 수 있게 된다.

따라서, 상기 스위치드 릴럭턴스 모터의 턴-온 및 턴-오프 스위칭시에는 위치각(θ_{min}) 또는 인덕턴스 상승구간(θ_{min} θ_{max})(도 4 참조)에서 턴-온을 행할 때 인덕턴스의 증가로 인하여 전류의 확립이 충분하지 못기 때문에, 토크를 내기 위한 충분한 전류의 확립을 위해서는 그 구간 이전의 최소 인덕턴스 구간(θ_0 θ_{min})에서 턴-온을 해야 한다.

또한, 전류를 소호하기 위해서는 턴-오프를 행할 때 실제로 전류의 소호시간이 존재하므로 부토크 영역(θ_2 θ_3) 이전에 어느 정도의 소호시간을 두고서 턴-오프 해야 한다.

다음에, 도 5a 내지 도 5c는 본 발명이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터에 실제적인 스위칭을 위한 여자를 하는 경우에 스위칭에 의해 형성되는 상전류와 토크의 형상을 예시적으로 나타낸 파형도이다.

도 5에 도시된 바와 같이, 스위치드 릴럭턴스 모터의 각 스위칭 구간별 동작특성에 따르면, 최소 인덕턴스구간(θ_0 θ_{min})에서는 토크를 발생하기에 충분한 상전류의 확립을 위하여 이 구간에서 턴-온을 행하고, 자화(magnetization)구간(θ_{on} θ_{min})에서는 권선에 전원을 인가하여 자화하기 위한 구간으로서 이 각도는 어드밴스 각도(Θ_{AD})라 한다. 이 구간에서 상전류의 파형은 전동기의 회전속도, 인가전압, 권선저항 및 어드밴스 각도 등에 따라 변화하게 되고, 턴-온은 항상 θ_{min} 에 앞서 θ_{on} 에서 행하는 것이 바람직하다.

또한, 인덕턴스 상승구간(θ_{min} θ_{max})에서는 최소 인덕턴스 구간이 끝나는 위치각(θ_{min})에서 회전자 자극과 고정자 자극이 중첩하기 시작하는 구간으로서, 그 위치각으로부터 인덕턴스의 값은 증가하여 결국 θ_{max} 에서 최대값 L_{max} 가 된다.

한편, 일정한 각속도(ω)로 모터가 회전한다고 가정하고, 자기적인 비선형성을 무시하면 수학식 5와 같으며, 이때 수학식 6의 양단에 상전류(i)를 곱하면 에너지의 흐름은 하기한 수학식 20과 같이 나타나게 된다.

수학식 20

$$Ei = ri^2 + \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}Li^2\right) + \frac{i^2}{2}\frac{dL}{d\theta}\omega$$

여기서, 상기 스위치드 릴럭턴스 모터가 동작할 때에는 Ei의 일부는 기계적 출력으로 변환되고, 나머지의 일부는 자기에너지로 축적된다. 그러나, 이 구간에서 턴-오프 되면 자기에너지의 일부는 기계적 출력으로, 일부는 전원으로 반환된다.

또한, θ on ~ θ off 는 인버터의 스위치가 턴-온 되어 있는 구간으로서 이 각도를 드웰(Dwell) 각도(Θ dw)라 하고, θ min ~ θ off 는 실질적인 토크의 발생구간으로서 스위칭에 의한 유효토크의 발생구간이며 이 각도를 토크각도(Θ TQ)라고 정의한다.
또, θ max ~ θ 2 는 인덕턴스가 L max 로서 일정하게 유지되는 구간으로 토크가 발생하지 않는 구간이며 데드존(Dead Zone)에 해당되는 바, 이는 고정자 자극과 회전 자 자극의 폭의 차이로 인하여 생긴다. 한편, 다음 구간인 인덕턴스 감소구간(θ 2 ~ θ 3)에서는 부토크를 억제하기 위해 이 구간을 설정한다.
θ 2 ~ θ 3 에서는 인덕턴스가 L min 까지 선형적으로 감소하게 되는 바, 이 구간은 부토크를 발생시키며 감자(demagnetizing)하는 구간이며, 이 구간에서 전류가 흐르면 자기적으로 축적된 에너지뿐만 아니라 부토크로 인한 기계적인 에너지가 전원으로 반환하게 된다. 즉, 상기 구간은 회생(Regeneration)동작을 수행하게 되며, 또한 제동(Braking Torque)으로도 활용된다. 이는 회로의 순시 스위칭으로 4상한 동작을 가능하게 하는 스위치드 릴럭턴스 모터의 가장 중요한 특징중의 하나이다.
현재, 부하에 따라 스위칭 온각과 스위칭 오프각을 제어하는 방식에는 드웰각의 일정제어와, 토크각의 일정제어가 일반화되어 있는 바, 맥동 토크를 줄이기 위해서는 토크가 발생하는 구간에서 피크 전류의 크기를 가능하면 억제하여야 한다.
전류의 변동을 억제하기 위해, 토크 발생 구간에서 전류의 크기에 변동이 없는 점호각을 계산할 수 있는 바, 상기 수학식 7에서 인덕턴스 값이 최소인 L min 으로 일정하므로 dL/dθ=0이고 저항은 작아서 무시할 수 있고 이 구간에서 전압방정식은 하기한 수학식 21과 같이 정리할 수 있다.

수학식 21

$$E = L_{\min}\frac{di}{dt} = wL_{\min}\frac{di}{d\theta}$$

따라서, 회전자의 위치각(θ)에 따른 상전류의 해는 하기한 수학식 22와 같이 나타난다.

수학식 22

$$I = \frac{E}{w}L_{\min}(\theta_{\min} - \theta_{on}) = \frac{E}{w}L_{\min}\theta_{AD}$$

$$\Theta_{AD} = \frac{wL_{\min}}{E}I$$

즉, 확립되는 전류값은 전압과 속도가 일정할 때 어드밴스 각도(θ AD)의 크기에 의하여 결정되고, 가변부하에 따라 어드밴스 각도(Θ AD)를 제어하는 것은 부하전류를 검출하여 간단한 피드백회로를 구성함으로써 가능해진다. 이는 부하 토크가 증가하여 요구되는 부하전류가 커짐에 따라 그에 비례하는 어드밴스 각도(Θ AD)를 설정하여 항상 평정전류를 확립시키는 방식이다.
한편, 턴-온/오프각의 결정방식에 있어서, 스위치드 릴럭턴스 모터의 컨버터에서 입력전압을 고정시킬 경우에 모터의 토크는 상스위치의 턴-온/오프각으로 제어하게 되는 바, 턴-온각 또는 턴-오프각을 결정하는 방식은 도 6과 도 7의 두 가지 방식 즉, 드웰각의 일정 제어와 토크각의 일정제어로 나눌 수 있다.
도 6은 스위치드 릴럭턴스 모터의 속도 가변 및 부하변동에 대해 턴 오프각을 고정시키고 턴-온각을 조정하는 상태를 예시적으로 나타낸 그래프도면이다.
도 6에 도시된 바와 같은 방식은 턴-오프각을 고정하는 방식으로서, 가변 속도 또는 부하 변동에 대해 턴-오프각을 고정시키고 턴-온각을 조정한다. 이는 정격 출력까지는 효율의 변동이 적으나 전동기 토크를 증가시키기 위해 턴-온각을 크게 앞으로 이동할 경우 인덕턴스 감소지역에서도 전류가 흐르게 되어 부토크가 발생하며, 이에 따라 효율이 감소하게 된다.
또한, 도 7은 스위치드 리럭턴스 모터의 속도 가변 및 부하 변동에 대해 드웰(Dwell) 각을 일정하게 유지하면서 턴-온각을 조정하는 상태를 예시적으로 나타낸 그래프도면이다.
도 7에 도시된 바와 같은 방식은 일정한 드웰각을 제어하는 방식으로서, 가변 속도 또는 부하 변동에 대해 드웰각도(θ dw)를 일정하게 유지하면서 턴-온각을 조정한다. 이에, 속도를 증가시키거나 부하가 증가되더라도 일정 속도로 유지하기 위해 턴-온각을 앞으로 이동할 경우 부토크의 영향은 크지 않지만, 정격 출력의 한계가 크므로 과부하 시 불안정하게 구동된다.
따라서, 턴-온각의 위치와 상전류에 대해 고정 Dwell각 제어 방식 또는 고정 턴-오프각 방식에 의해 결정되는 턴-오프각이 아닌, 적절한 지점에서 턴-오프 해야 할 필요가 있다. 왜냐면 부하변동으로 턴-온각이 변할 때 턴-오프각을 초기값의 설정으로 고효율, 최대 토크를 유지하기는 매우 어렵다.
그 반면에, 턴-온각을 고정시켜놓고 턴-오프각을 가변 할 경우에는 턴-오프각이 인덕턴스 프로파일의 최고치 부근일 때, 전류는 인덕턴스 감소영역에서도 흐르게 되므로 큰 부토크가 발생하며 이로 인하여 총 토크는 감소한다.
턴-오프각을 앞으로 이동함에 따라, 인덕턴스 감소영역에서 흐르는 전류는 점점 감소하게 되고, 부토크의 발생도 서서히 줄어들면서 총 토크는 증가한다. 그 러나 최고 토크가 나타나는 턴-오프각을 지나 더욱 드웰각도(θ dw)를 줄일 경우에 총 토크가 줄어드는 현상이 발생하게 되는 바, 이러한 영역에서는 토크의 맥동이 발생하고 효율이 급격히 감

소하는 불안정 운전영역으로서 과부하에 대해 한계가 나타난다. 턴-온각이 다를 경우 최대 토크가 나타나는 턴-오프각은 일정한 드웰각도를 유지하지는 않는다.
다음에, 도 8a 내지 도 8c는 스위치드 릴럭턴스 모터의 턴-온각이 고정되었을 때 턴-오프각의 조정 시점에 따라 변화하는 순시 토크의 형상을 예시적으로 나타낸 그래프도면이다.
도 8a에 따르면, 이 시점에서는 최대토크가 발생하는 턴-오프각보다 앞선 시점에서 턴- 오프를 할 때 나타나는 순시 토크를 보여 준 것으로, 부토크가 발생되지는 않아 효율이 높은 반면 토크가 크지 않아 부하 변동에 불안정하다.
그 반면에, 도 8b에서는 인덕턴스 프로파일의 최고점 근처에 턴-오프를 할 때 나타나는 순시 토크를 보여 준 것으로, 정 토크는 큰 반면 부토크가 크게 발생되어 총 토크는 감소된다.
도 8c에서는 턴-온각 시점이 고정되었을 때 최대 토크를 발생시키는 적절한 턴-오프 시점에서 턴-오프를 할 때 나타나는 순시 토크를 보여 준 것으로, 미소한 부토크가 발생하나 정 토크가 크므로 총 토크의 값은 최대가 된다.
다음에, 도 9a 내지 도 9c는 스위치드 릴럭턴스 모터에서 적절한 턴-오프각이 결정된 이후에 턴-온각의 조정 시점에 따라 변화하는 순시 토크의 형상을 예시적으로 나타낸 그래프도면이다.
도 9a에서는 최대토크가 발생하는 턴-온각보다 뒤선 시점에서 턴-온을 할 때 나타나는 순시 토크를 보여 준 것으로, 이는 부토크의 발생 효율이 높은 반면 총 토크는 크지 않아 부하 변동에 불안정하다.
그 반면에, 도 9b에서는 최대 토크가 발생하는 턴-온각보다 앞선 시점에서 턴-온을 할 때 나타나는 순시 토크를 보여주고 있는 바, 이는 정 토크가 매우 큰 반면 부토크가 크게 발생하여 총 토크는 감소할 수 밖에 없다.
도 9c는 최대 토크를 발생하는 적절한 턴-온을 하고 그에 따른 적절한 턴-오프각을 찾은 시점으로, 턴-오프각만 제어했을 때 보다 큰 토크를 발생하였고 부 토크영역은 적절한 턴-오프각 제어만 했을 때보다는 약간 크지만 총 토크양은 최대가 됨을 볼 수 있다.
도 10은 본 발명의 제어방법이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터의 스위칭각 제어장치의 구성을 나타낸 도면이다.
도 10에 도시된 바와 같이, 본 발명의 방법이 적용되는 스위치드 릴럭턴스 모터의 스위칭각 제어장치는 정류기(10)와, 컨버터(12), 스위치드 릴럭턴스 모터(14), 부하(16), 엔코더(18) 및, 마이크로 콘트롤러(20)로 구성된다.
동 도면에서, 상기 정류기(10)는 외부로부터 인가받은 교류전원을 직류전원으로 변환하여 상기 컨버터(12)에 공급하게 된다.
상기 컨버터(12)는 상기 마이크로 콘트롤러(20)의 제어하에 상기 정류기(10)로부터의 직류전원을 교류로 변환함에 의해, 스위치드 릴럭턴스 모터(14)의 회전자측 상권선에 인가되는 전류를 턴-온/오프 스위칭제어를 수행하여 모터를 구동시키 게 된다.
여기서, 상기 컨버터(12)는 도 11에 도시된 바와 같이, 스위치드 릴럭턴스 모터(14)의 각 상권선(A,B,C,D)과 각각 연결되어 있는 다수의 스위칭소자(T1 T8)와, 다수의 다이오드(D1 D8)로 구성된다.
상기 다수의 스위칭소자(T1 T8)는 400V, 10A의 고속 초핑이 용이한 MOSFET와 같은 전계효과 트랜지스터로 이루어지고, 상기 다수의 다이오드(D1 D8)는 600V, 16A의 고속회복 다이오드(Fast Recovery Diode)로 이루어진다.
상기 엔코더(18)는 상기 스위치드 릴럭턴스 모터(14)의 회전자에 대한 위치를 검출하여 엔코더 펄스를 발생하기 위한 위치센서로서, 이는 절대위치(Absolute Position) 엔코더와, 증분형(Increamental) 엔코더, 광커플러(Optical Coupler) 중에 어느 것을 적용하여도 무방하다.
상기 마이크로 콘트롤러(20)는 상기 부하(16)의 변동시 또는 모터 속도를 변화시킬때에 최적의 턴-온/오프각을 자기동조방식으로 결정하여 제어하기 위한 것으로서, 임의의 턴-온각(Θ_{on})과 턴-오프각(Θ_{off})의 지점에서 턴-온/오프를 수행하는 상태에서 상기 엔코더(18)로부터의 엔코더펄스와 상기 컨버터(12)로부터 스위치드 릴럭턴스 모터(14)에 인가되는 상전류값을 인가받아 턴-온각과 턴-오프각을 각각 가감조정하여 최대토크 및 최대 속도가 발생되도록 제어한다.
여기서, 상기 마이크로 콘트롤러(20)는 먼저 턴-온각을 고정하고 턴-오프각을 결정하게 되는 바, 샘플링 기간(sampling time)동안에 엔코더 펄스의 수를 이전에 내부의 메모리에 저장된 값과 현재의 값을 비교하여 턴-오프각을 자기동조방식 에 의해 각각 $\Delta\Theta$만큼 가감해 가면서 최대 토크가 나오도록 한다.
또한, 상기 마이크로 콘트롤러(20)는 상기 턴-오프각의 가감동작을 계속 반복하여 최적의 턴-오프각이 결정되면, 초기 설정된 임의의 턴-온각에서 상전류 최대값을 현재값과 이전에 저장된 값을 비교하여 턴-온각을 어드밴스 시켜가면서 턴-오프각을 자기동조 시켰던 것과 동일한 방법으로 턴-온각을 $\Delta\Theta$만큼 가감하여 최대속도가 나오도록 한다.
한편, 상기 턴-온각과 턴-오프각은 서로 종속적이기 때문에 상기한 루틴을 여러 번 반복하여 적절한 턴-온/오프각을 결정되게 된다.
이어, 상기한 바와 같이 이루어진 본 발명의 동작에 대해 도 12의 플로우차트를 참조하여 상세히 설명한다.
먼저, 본 발명의 실시예에서는 초기 설정된 턴-온/오프각을 각각 Θ_{on}, Θ_{off}로 설정하고, 적절한 턴-오프각(Θ_{off})의 초기값을 4상 스위치드 릴럭턴스 모터에서 최대 인덕턴스 프로파일의 위치 30° 라고 가정하였을 때, 이 보다 작은 10° 를 초기 턴-오프각으로 설정하고 턴-온각은 0° 로 설정하게 된다(단계 S10).
그 상태에서, 마이크로 콘트롤러(20)는 엔코더(18)로부터 입력받은 엔코더 펄스의 현재의 샘플링 시간에서 구해진 펄스 수를 T(n)이라 하고, 바로 이전의 펄스 수를 T(n-1)라고 할 때 그 차이 값을 구하게 되는 바, 그 차이값인 Dif(n)는 하기한 수학식 23과 같이 나타나게 된다(단계 S11).

수학식 23

$$Dif(n) = T(n) - T(n-1)$$

그 다음에, 상기 마이크로 콘트롤러(20)에서는 현재의 차이값인 Dif(n)와 이전의 차이값인 Dif(n-1)와의 차이를 구하게 된다(단계 S12).
그 상태에서, 상기 마이크로 콘트롤러(20)에서는 현재의 최고속도(H_Speed)가 현재의 엔코딩 펄스수(T(n))보다 작은 지의 여부를 판단하여, 그 현재의 최고속도(H_Speed)가 현재의 엔코딩 펄스수(T(n))보다 작다고 판단되면(단계 S13에서 YES), 현재의 최고속도(H_Speed)와 동일한 엔코딩 펄스수(T(n))를 저장하게 된다(단계 S14).
하지만, 상기 단계 S13의 판단 결과에 따라 상기 마이크로 프로세서(20)에서는 현재의 최고속도(H_Speed)가 현재의 엔코딩 펄스수(T(n))보다 작지 않다고 판단되면, 현재의 속도값에 따른 엔코딩 펄스수(T(n))와 지금까지의 최고 속도값을 비교하여 비교(Compare) 변수로 저장하게 된다(단계 S15).
그 다음에, 상기 마이크로 콘트롤러(20)는 이전의 속도값에 따른 엔코딩 펄스수(T(n))와 현재의 속도값에 따른 엔코딩 펄스수(T(n-1))가 동일하게 되도록 설정하고, 이전의 속도 차이값(Dif(n-1))과 현재의 속도 차이값(Dif(n))이 동일하게 되도록 설정한다(단계 S16).
한편, 상기 마이크로 프로세서(20)는 상기 단계 S12에서 산출된 이전의 속도 차이값(Dif(n-1))과 현재의 속도 차이값(Dif(n))과의 비교 결과에 따른 결과값(Delta)이 미리 설정된 파라미터값을 변수화한 변수(k)보다 작은지의 여부를 판단하여 작지 않다고 판단되면 상기 단계 S10으로 복귀하여 상기 단계 S10으로부 터 단계 S16까지의 과정을 반복적으로 수행하게 된다. 단, 상기 변수(k)는 속도의 허용오차 한계치에 해당된다.
하지만, 상기 단계 S17의 판단 결과에 따라 상기 결과값(Delta)이 임의의 변수(k)보다 작다고 판단되면, 상기 차이값인 Dif(n)가 주어진 허용 한계치(m) 이내에서 존재하는 지의 여부를 판단한다(단계 S18).
상기 판단 결과, 상기 차이값인 Dif(n)가 주어진 허용 한계치(m) 이내에서 존재한다고 판단되면, 즉, m < Dif(n) || Dif(n)<-m일 경우에는 상기 마이크로 프로세서(20)에서는 현 시점이 최대 토크가 형성되는 턴-오프각이므로 최적 턴-오프각(Θ_{op})로 결정하게 되고, 현시점의 턴-오프각에서 루프를 반복하여 하기한 24와 같이 수학식 턴-오프각(Θ_{off})을 각도 편차($\Delta\Theta$) 만큼 앞으로 이동한다(단계 S19).

수학식 24

$$\theta_{off}(n+) = \theta_{off} + \Delta\theta$$

또한, 상기 마이크로 프로세서(20)는 상기 차이값(Dif(n))이 턴-오프각을 기준으로 왼쪽 영역에서는 Dif(m) < -m 이라고 판단하는 경우(단계 S20에서 YES), 현시점의 턴-오프각에서 루프를 반복하여 하기한 수학식 25와 같이 턴-오프각(Θ_{off})을 각도 편차($-\Delta\Theta$)만큼 감소시키게 된다(단계 S21).

수학식 25

$$\theta_{off}(n+1) = \theta_{off}(n) - \Delta\theta$$

즉, 속도가 일정할 경우 턴-오프각(Θ_{off})은 변화가 되지 않으나, 부하가 가해질 경우 또는 입력 속도가 변화될 경우에 변화하는 가변 턴-온각에 대해 턴-오프각(Θ_{off})은 자기동조방식에 의해 자동적으로 최적의 턴-오프각을 결정하여 운전하게 되는 것이다.
상기한 바와 같이, 적절한 턴-오프각인 Θ_{op}을 찾은 후에 턴-온각을 1스텝(0.5 °)씩 초기 설정된 값인 Θ_{on} = 0 ° 에서 어드밴스 시켜나가게 되는 바, 상기 마이크로 콘트롤러(20)는 과거의 최대 펄스 수인 H_speed와 현재의 샘플링 된 펄스수인 T(n)의 차이인 비교(Compare)값이 미리 설정된 임의의 변수(k)보다 크다고 판단되면 즉, Compare <= 0이면, 현시점의 턴-온각에서 루프를 반복하여 하기한 수학식 26과 같이 턴-온각(Θ_{on})을 각도 편차($-\Delta\Theta$)만큼 이동하게 된다(단계 S23).

수학식 26

$$\theta_{on}(n+1) = \theta_{on}(n) - \Delta\theta$$

한편, 상기 마이크로 콘트롤러(20)는 현재 프로세서 AD채널에서 변환한 상전류값(N_Ad)과 이전 프로세서의 AD채널에서 변환한 상전류값(O_Ad)의 비교값이 미리 설정된 임의의 변수(x)보다 크다고 판단하게 되는 경우에도(단계 S24에서 YES), 상기 단계 S23으로 진행하여 현시점의 턴-온각에서 루프를 반복하여 하기한 수학식 26과 같이 턴-온각(Θ_{on})을 각도 편차($-\Delta\Theta$)만큼 이동하게 된다.
하지만, 상기 마이크로 콘트롤러(20)는 현재 프로세서 AD채널에서 변환 상전 류값(N_Ad)과 이전 프로세서의 AD채널에서 변환 상전류값(O_Ad)의 비교값이 미리 설정된 다른 임의의 변수(y) 보다 크다고 판단되면, 즉 Compare < -m일 경우에는 현 시점에서 턴-온각을 루프를 통해 반복하여 하기한 수학식 27과 같이 턴-온각(Θ_{on})을 각도 편차($+\Delta\Theta$)만큼 이동하게 된다(단계 S26).

수학식 27

$$\theta_{on}(n+1) = \theta_{on}(n) + \Delta\theta$$

하지만, 상기 단계 S25의 판단 결과에 따라 상기 마이크로 콘트롤러(20)는 현재 프로세서 AD채널에서 변환 상전류값(N_Ad)과 이전 프로세서의 AD채널에서 변환 상전류값(O_Ad)의 비교값이 미리 설정된 다른 임의의 변수(y) 보다 크지 않다고 판단되면, 이 때의 턴-오프각(Θ_{off})과 턴-온각(Θ_{on})을 적절한 턴-온/오프각(Θ_{op})으로 결정하여 모터의 운전이 정상적으로 실행될 수 있도록 한다(단계 S27).
결과적으로, 턴-오프각과 턴-온각은 서로 종속적인 관계이므로 턴-오프각을 변화시킬 때와 같이 속도가 일정할 경우 Θ_{off}와 Θ_{on}은 거의 변화가 되지 않고, 턴-오프각을 변화시킬 때와 같이 턴-온각을 1스텝만큼 변화시키고 나서 다시 적절한 턴-오프각을 찾게 되는 바, 상기한 방식을 소프트웨어적으로 계속 반복시켜 최적의 턴-온/오프각을 스스로 찾도록 한다.
한편, 속도가 일정할 경우, 즉 정상상태에서는 Θ_{off}와 Θ_{on}은 거의 변화가 되지 않지만, 부하가 가해질 경우 또는 입력전원이 가변 될 경우, 입력속도가 변화될 경우에는 변화하는 상황에 맞추어 리셋 되어 자동적으로 턴-오프각과 턴-온각 이 순서적으로 자기동조방식에 의해 최적의 턴-온/오프각을 결정할 수 있도록 한다.
도 13a 및 도 13b는 일반적으로 고정된 턴-온/오프각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면이고, 도 14는 도 13a 및 도 13b와 같이 고정된 턴-온/오프각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면으로서, 정상상태 시에 측정된 속도는 약 470(rpm)이다.
또한, 도 15a 및 도 15b는 일반적으로 고정된 턴-온각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면이고, 도 16은 도 15a 및 도 15b와 같이 고정된 턴-온각으로 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면으로서, 정상상태 시에 측정된 속도는 약 576(rpm)이고, 알고리즘은 기본 세팅값으로 턴-온각은 0° 턴-오프각은 10° 로 설정하고 자기동조 방식으로 적절한 턴-오프각을 찾도록 하였다.
도 17a 및 도 17b는 엔코더 펄스를 피드백 받아서 턴-온/오프각을 제어하여 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전한 경우에 정상상태에서 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면이고, 도 18은 도 17a 및 도 17b와 같이 엔코더 펄스를 피드백 받아서 턴-온/오프각을 제어하는 경우에 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면이다.
동 도면에서, 초기 운전 조건은 일정한 입력전원과 부하 그리고 오픈루프 제어(open-loop control)로 얻어진 턴-온/오프각을 초기값으로 그대로 두고 자기동조 방식으로 턴-온/오프각을 제어하게 되었다.
여기서, 도 17a에서 나타나는 전압 파형은 턴-온/오프각의 흔들림으로 나타나 EMF의 영향으로 전압 파형이 왜곡되었고, 도 18에서는 정상상태에서 약간의 파형이 출렁거림을 결과 파형을 통해 확인할 수 있는 바, 고속 운전상태에서 하나의 제어요소인 엔코더 펄스로 두 개의 제어대상인 턴-온/오프각을 제어하는데는 어느 정도 한계가 있음을 알 수 있다.
다음에, 도 19a 및 도 19b는 본 발명의 바람직한 실시예에 따라 엔코더 펄스의 피드백 제어와 상전류를 이용하여 최적의 턴-온/오프각 제어를 수행함에 의해 스위치드 릴럭턴스 모터의 정상상태에서 측정되는 전류 및 전압의 파형 상태를 나타낸 도면이고, 도 20은 도 19a 및 도 19b와 같이 본 발명에 따른 턴-온/오프각 제어에 의해 스위치드 릴럭턴스 모터를 운전하는 상태에서 발생하는 속도의 파형 상태를 나타낸 도면이다.
동 도면에서, 초기 운전 조건은 일정한 입력전원과 부하 그리고 오픈루프 제어(open-loop control)로 얻어진 턴-온/오프각을 초기값으로 그대로 두고, 엔코더 펄스와 상전류 값을 가지고 자기동조 방식으로 턴-온/오프각을 제어하였다.
동 도면에서는 기존의 엔코더 펄스만을 이용한 방식보다 EMF의 영향이 현저히 줄어들었음을 전압 파형을 통해 확인할 수 있고, 정상상태에서 속도 추이가 흔들거림이 줄어들고 속도도 크게 향상됨을 알 수 있다.
결과적으로 엔코더 펄스와 상전류 값을 가지고 제어하였을 경우에는 EMF 영향으로 인한 부토크가 줄어들어 평균토크가 크게 향상되고, 속도의 향상을 통해 고 정된 입력전원을 통해서 속도가 증가되면 효율도 동시에 향상될 수 있다.
상기한 실시예를 갖는 본 발명은 그 실시양태에 구애받지 않고 그 기술적 요지를 일탕하지 않는 한도 내에서 얼마든지 다양하게 변형하여 실시할 수 있도록 되어 있음은 물론이다.

발명의 효과

이상과 같이 본 발명에 따르면, 스위치드 릴럭턴스 모터의 엔코더로부터 발생되는 엔코더 펄스와 상전류를 이용하여 최적의 턴-온/오프각을 찾아서 모터를 운전할 수 있도록 함에 따라, 종래의 자기 동조에 의해 설정된 기본속도에서의 최대토크를 얻어야 하는 제한을 없애는 것이 가능하고, 엔코더 펄스만을 이용하는 방식에서의 한계점으로 대두되는 불안정한 운전 및 속도비의 과도상태를 현저하게 감소시키는 것이 가능할 뿐만 아니라, 정밀제어가 가능하게 되면서 응답속도가 증가될 수 있다는 효과를 갖게 된다.
또한, 별도의 시뮬레이션 장비를 이용하여 최대 토크를 낼 수 있는 턴-온/오프각을 착아야 하는 번거로움이 해소되고, 부하변동이 심하거나 속응성이 크게 요구되지 않는 공장의 제품 생산라인이나, 제철소 뿐만 아니라, 다양한 가전기기에도 폭넓게 적용이 가능하다는 효과를 갖게 된다.

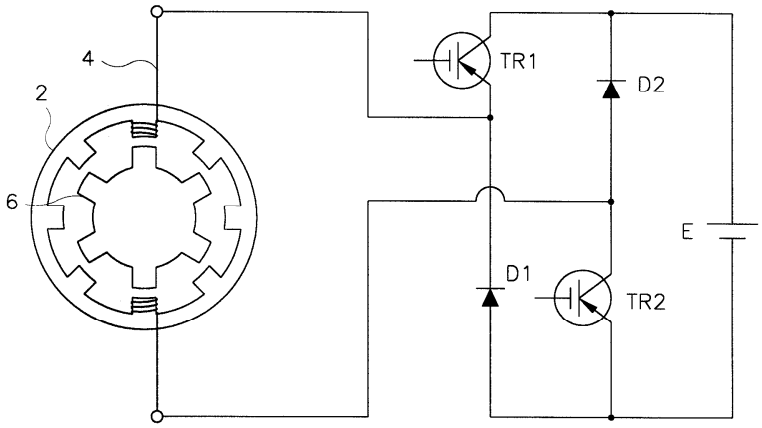
(57) 청구의 범위

청구항 1.

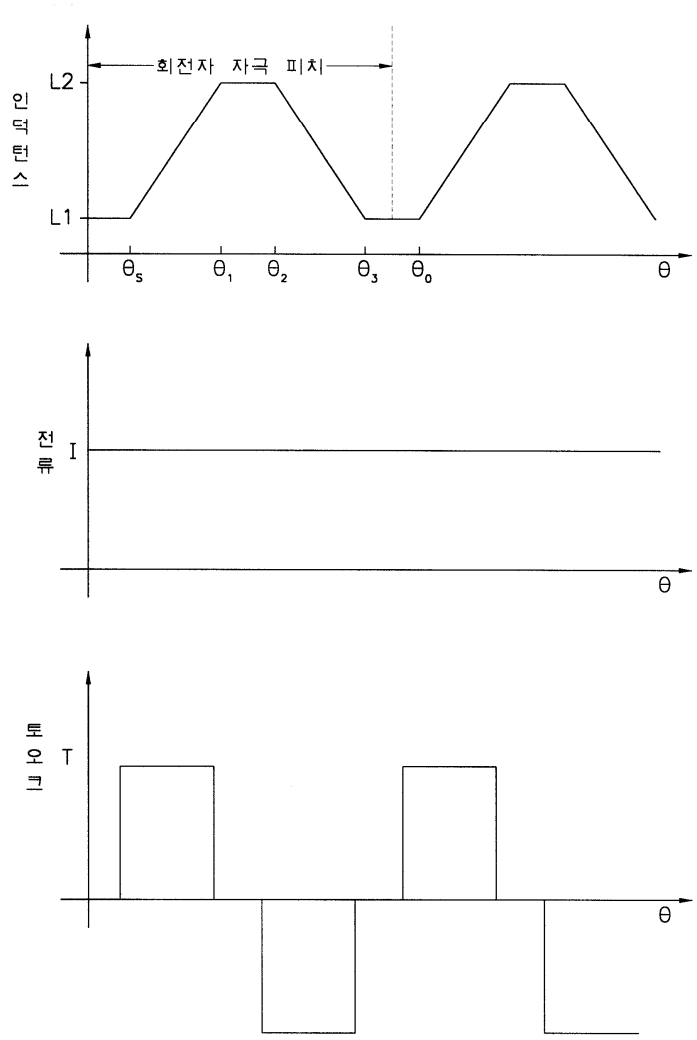
컨버터의 턴-온각을 고정시키고 스위치드 릴럭턴스 모터의 엔코더로부터 발생되는 엔코더 펄스의 출력을 일정시간 동안 샘플링하여 이전에 저장된 펄스수와 현재의 펄스수와의 차를 비교함에 의해 최대 토크에 따른 펄스수에 대응하는 턴-오프각을 각각 소정의 각도 편차만큼 가감하여 조정하는 제 1조정단계와,
상기 스위치드 릴럭턴스 모터에 대해 최대 토크가 발생하는 턴-오프각의 조정이 이루어지면, 상기 컨버터로부터의 상전류값을 입력받아 이전에 저장된 상전류의 최대값과 현재 상전류의 최대값과의 차를 비교하여 최대 속도가 발생하도록 턴-온각을 소정의 각도 편차만큼 가감하여 조정하는 제 2조정단계로 이루어지고,
상기 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 및 효율을 최대화시키기 위해 상기 제 1조정단계 및 제 2조정단계를 무한 반복하도록 이루어진 것을 특징으로 하는 스위치드 릴럭턴스 모터의 자기동조 제어에 의한 스위칭각 제어방법.

도면

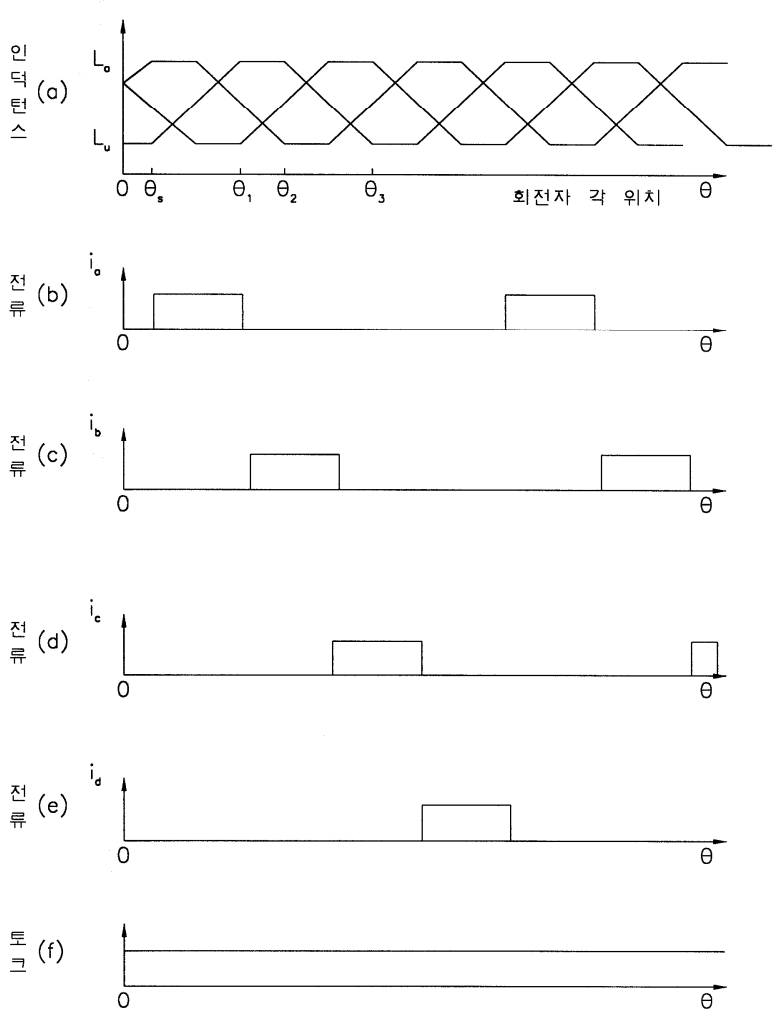
도면1



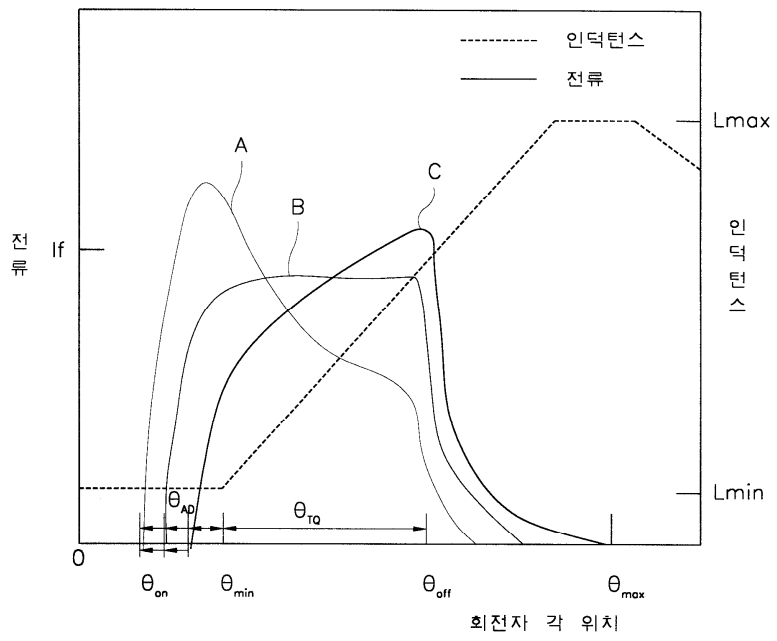
도면2



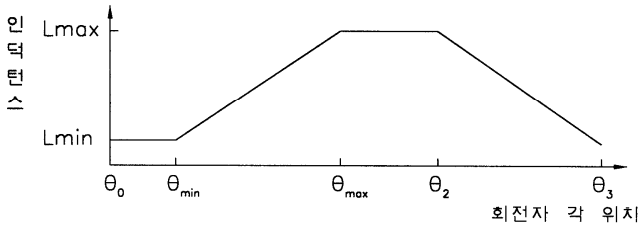
도면3


인덕턴스 (a)
L_o
L_u
0 θ_s θ_1 θ_2 θ_3 회전자 각 위치 θ
전류 (b)
i_a
0 θ
전류 (c)
i_b
0 θ
전류 (d)
i_c
0 θ
전류 (e)
i_d
0 θ
토크 (f)
0 θ

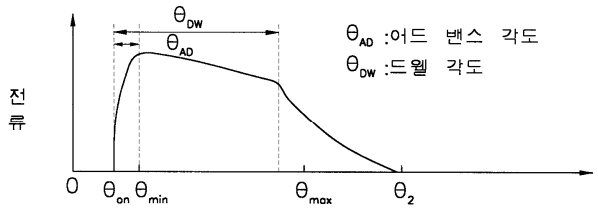
도면4


인덕턴스
전류
Lmax
Lmin
A
B
C
전류 If
인덕턴스
θ_{AD}
θ_{TQ}
0
θ_{on} θ_{min} θ_{off} θ_{max}
회전자 각 위치

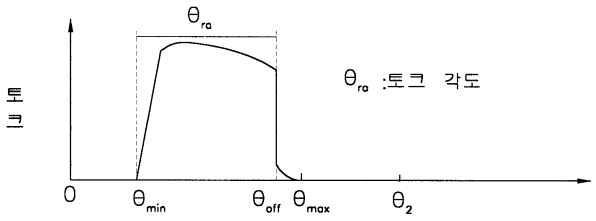
도면5a



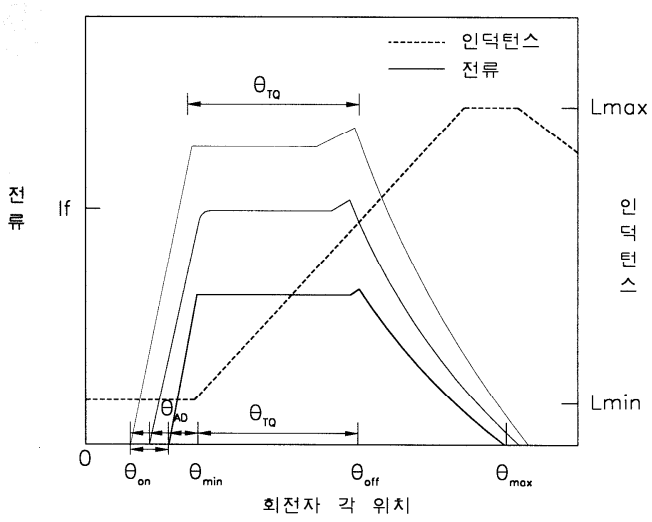
도면5b



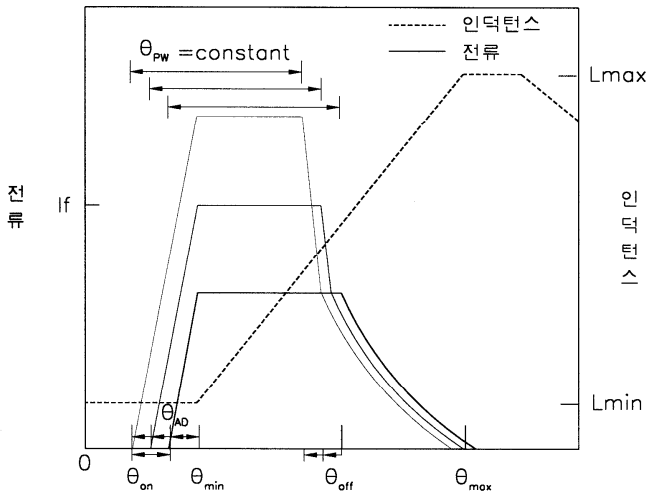
도면5c



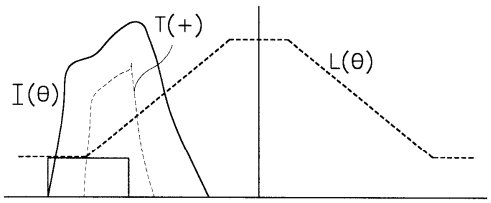
도면6



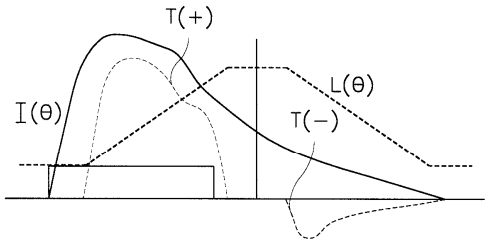
도면7



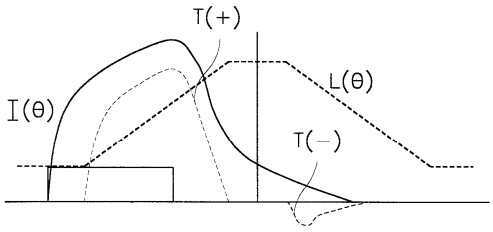
도면8a



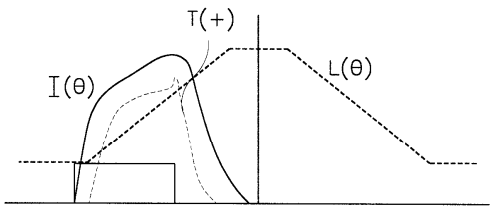
도면8b



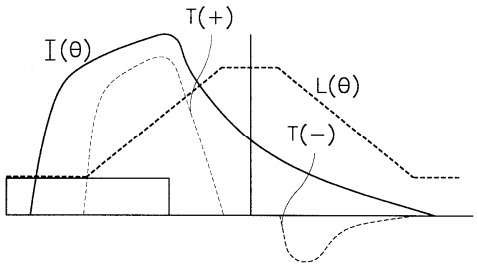
도면8c



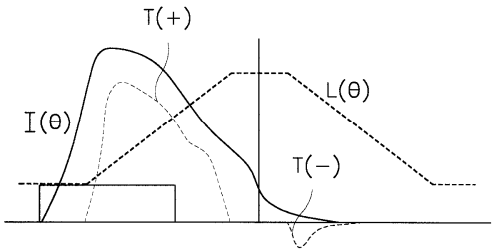
도면9a



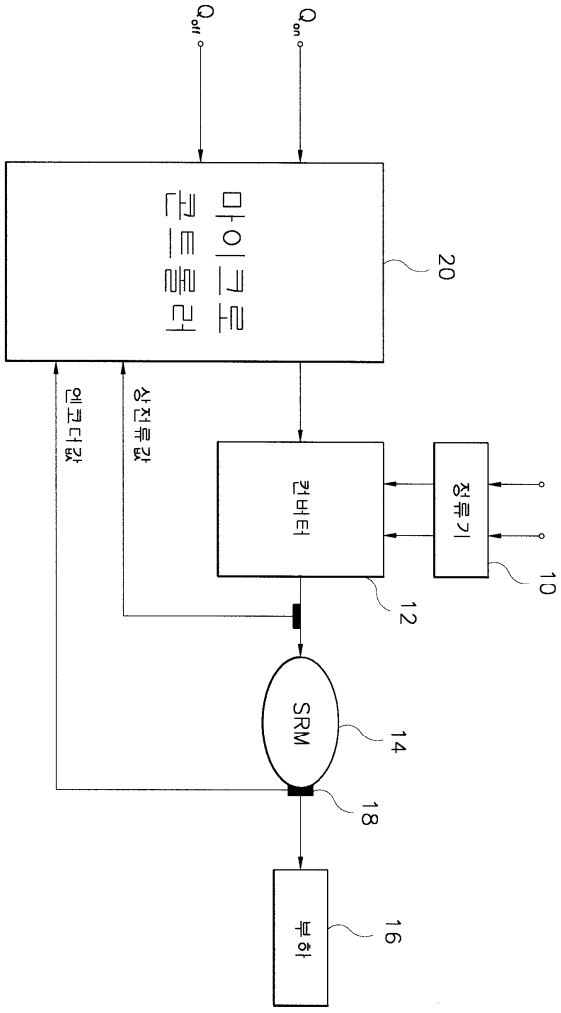
도면9b



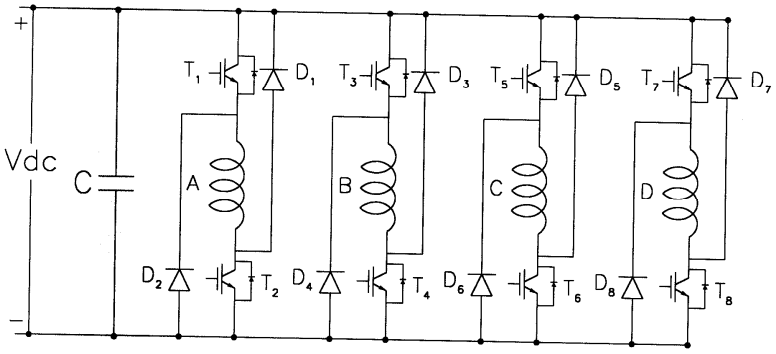
도면9c



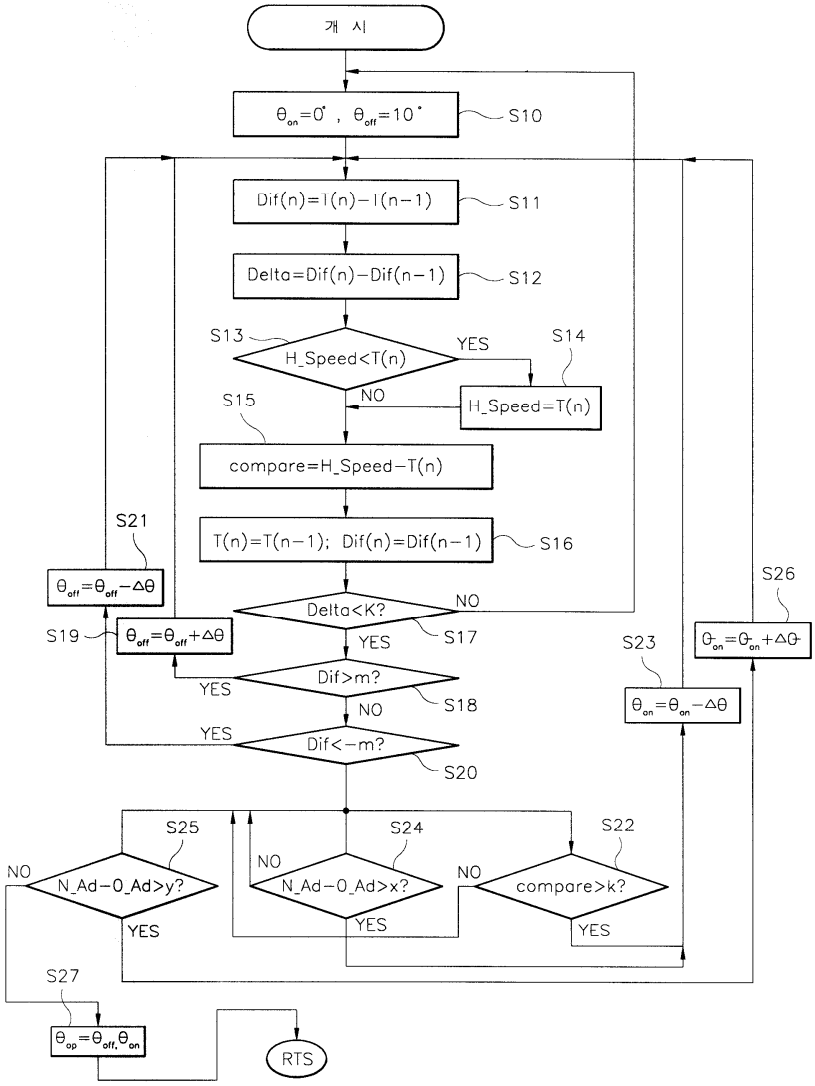
도면10



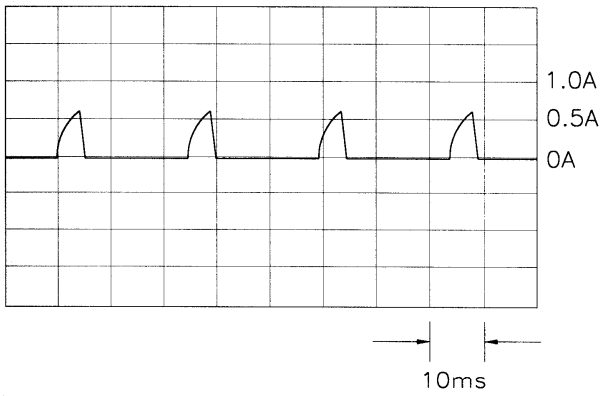
도면11


+
Vdc
C
−
A
B
C
D
T1
D1
T3
D3
T5
D5
T7
D7
D2
T2
D4
T4
D6
T6
D8
T8

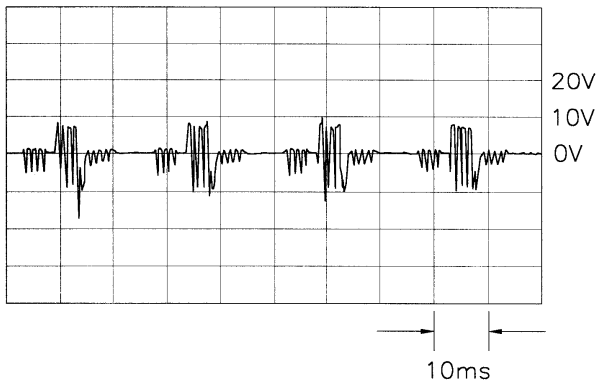
도면12


개 시
θon=0° , θoff=10°
S10
Dif(n)=I(n)−I(n−1)
S11
Delta=Dif(n)−Dif(n−1)
S12
S13
H_Speed<T(n)
YES
S14
NO
H_Speed=T(n)
S15
compare=H_Speed−T(n)
T(n)=T(n−1); Dif(n)=Dif(n−1)
S16
S21
θoff=θoff−Δθ
Delta<K?
NO
S17
S19
θoff=θoff+Δθ
YES
Dif>m?
YES
S18
NO
YES
Dif<−m?
S20
S26
θon=θon+Δθ
S23
θon=θon−Δθ
S25
S24
S22
NO
N_Ad−0_Ad>y?
NO
N_Ad−0_Ad>x?
NO
compare>k?
YES
YES
YES
S27
θop=θoff, θon
RTS

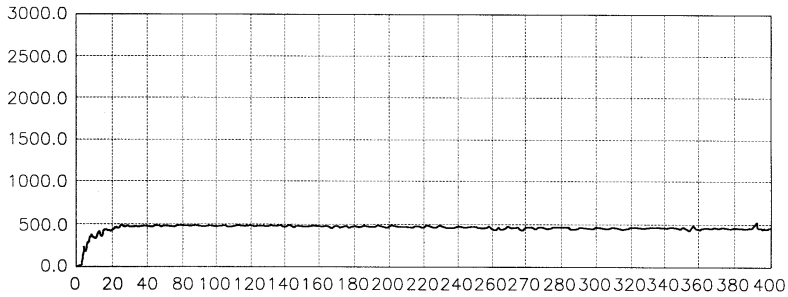
도면13a



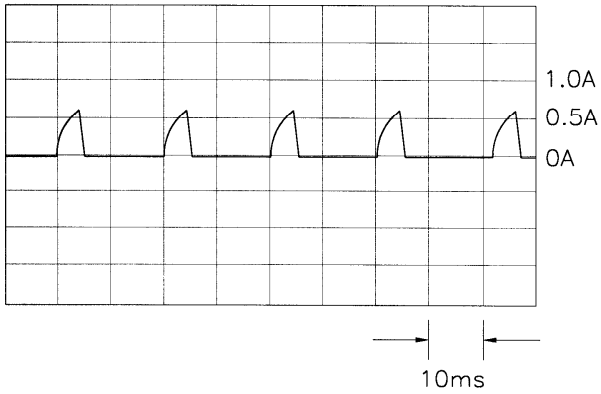
도면13b



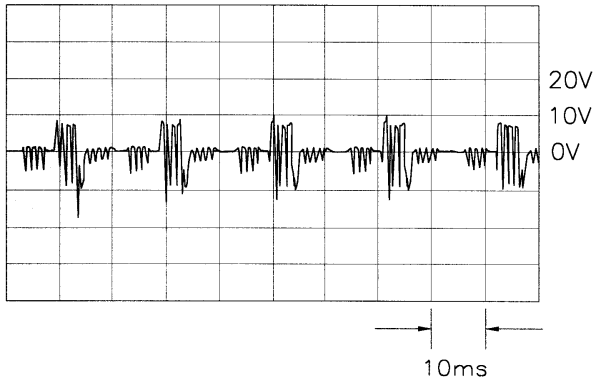
도면14



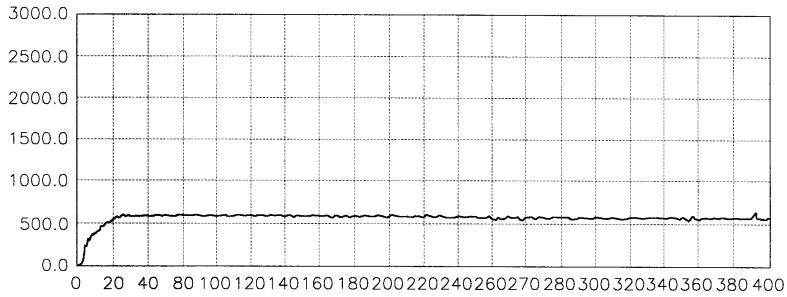
도면15a



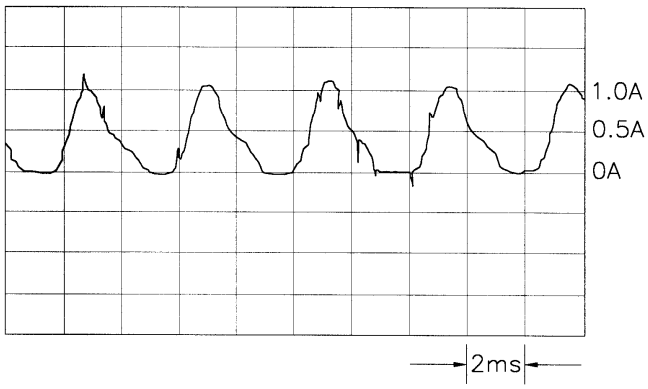
도면15b



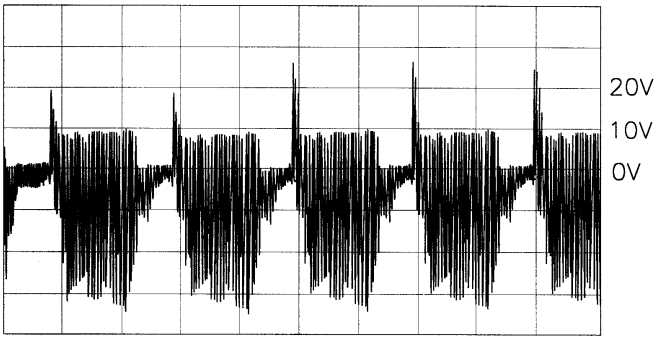
도면16



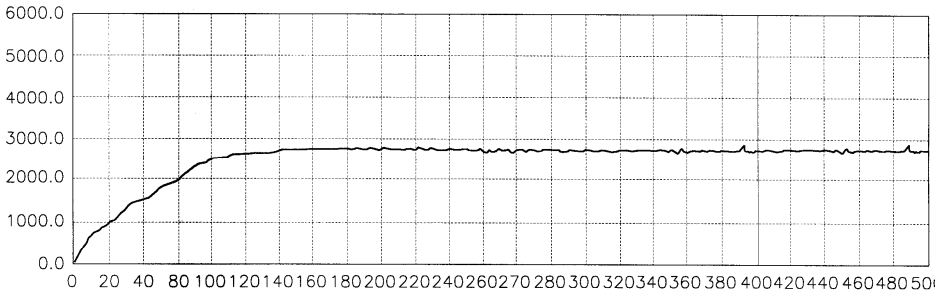
도면17a



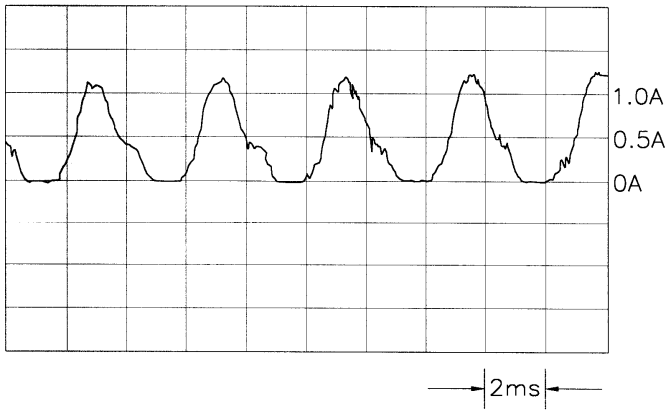
도면17b



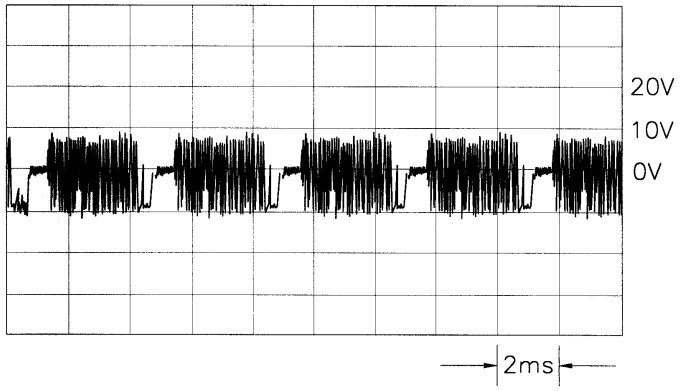
도면18



도면19a



도면19b



도면20