



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0098317
(43) 공개일자 2008년11월07일

(51) Int. Cl.

H02P 7/06 (2006.01) H02P 6/04 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0033848

(22) 출원일자 2008년04월11일

심사청구일자 없음

(30) 우선권주장

0708739.8 2007년05월04일 영국(GB)

(71) 출원인

스위치트 릴렉턴스 드라이브 리미티드

영국, HG3 1PR, 해로게이트, 오텔리 로드, 이스트 파크 하우스

(72) 발명자

메이스, 피터 리차즈

영국 비디10 8더블유엘, 브래드포드, 12취니 브로우

터너 마이클 제임스

영국 엘에스6 3에이와이, 리즈, 헤딩리, 8 그랜비 마운트

(74) 대리인

이철희, 송해모

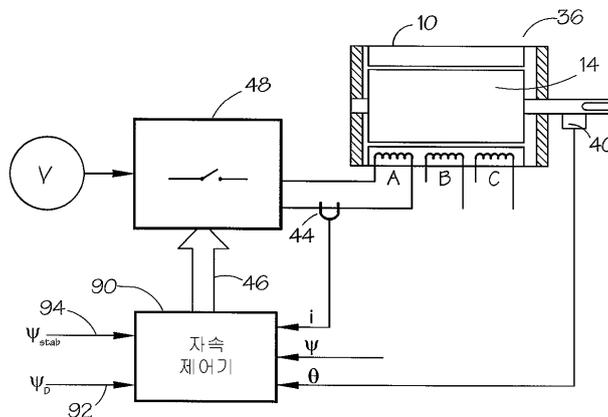
전체 청구항 수 : 총 42 항

(54) 브러쉬리스 전기 기기의 제어

(57) 요약

브러쉬리스 전기 기기는 기기에서의 자기적인 자속을 만드는 적어도 하나의 위상 권선을 가진다. 제어기는 요구되는 자속 및 안정화 시그널을 참조하여 기기에서의 자속을 제어하고, 결합 시에, 제어기가 제어기의 입력들 또는 파라미터들에서의 방해들의 존재 하에서 안정한 방식으로 동작할 수 있도록 한다. 제어기는 하드웨어 회전자 위치 감지기 또는 센서리스 위치 알고리즘을 가지고 동작할 수 있다.

대표도 - 도4



특허청구의 범위

청구항 1

적어도 한 개의 위상 권선(phase winding)을 가지는 브러쉬리스 전기 기기(brushless electrical machine)를 위한 제어기에서,

입력 시그널(input signal)에 응답하여 상기 위상 권선의 여자화(energisation)를 위한 제어 시그널(control signal)을 만들기 위해 사용 가능한 제어 수단(control means)을 포함하고, 그리고 자속 안정화 시그널(flux stabilisation signal)을 사용하는 상기 입력 시그널을 변경하기 위해 사용될 수 있고, 그것에 의하여 상기 기기의 출력을 안정화시키기 위해 상기 위상 권선에 의해 만들어지는 상기 자속을 변경하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 상기 위상 권선에서의 자속 쇠퇴(flux decay)가 상기 입력 시그널에 따라 개시되는 순간에 영향을 끼치도록 정렬되는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 3

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 위상 권선의 여자화의 반복의 기간과 일치하는 기간을 가지는 가변적인 시그널로써 상기 자속 안정화 시그널을 발생시키기 위한 수단을 포함하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 4

제 3항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 시간에 따라 가변적인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 5

제 3항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 회전자 각도에 따라 가변적인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 6

제 3항 내지 제 5항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자속 여자화 시그널을 발생시키기 위한 상기 수단은 톱니 모양 파형(sawtooth waveform)을 만들기 위해 사용 가능한 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 톱니 모양 파형은 자속 쇠퇴가 시작되는 순간에서 변하는 임계 입력 시그널을 정의하는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 8

제 1항 내지 제 6항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 입력 시그널을 만들기 위해 자속 피드백 시그널(flux feedback signal), 자속 요구 시그널(flux demand signal) 및 상기 자속 안정화 시그널을 수신하기 위한 수단을 포함하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 수신하기 위한 수단은 첫번째 입력으로서의 상기 자속 피드백 시그널 및 두번째 입력으로서의 상기 자속 요구 시그널과 상기 자속 안정화 시그널의 결합을 수신하기 위해 정렬된 비교기(comparator)를 포함하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 10

제 8항에 있어서,

상기 수신하기 위한 수단은 첫번째 입력으로서의 상기 자속 요구 시그널 및 두번째 입력으로서의 상기 자속 피드백 시그널과 상기 자속 안정화 시그널의 결합을 수신하기 위해 정렬된 비교기(comparator)를 포함하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 11

제 9항에 있어서,

제 6항 또는 제 7항에 종속할 때, 상기 톱니 모양 파형의 기울기는 네거티브(negative)인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 12

제 10항에 있어서,

제 6항 또는 제 7항에 종속할 때, 상기 톱니 모양 파형의 기울기는 포지티브(positive)인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 13

제 11항 또는 제 12항에 있어서,

상기 기울기는 사이클 동안 일정한 값인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 14

제 1항 내지 제 13항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 전기 사이클(electrical cycle) 동안 상기 위상 권선에 의해 만들어지는 자속의 상승과 하강의 크기들이 실제적으로 동일하게 되도록 유지하기 위해 적응되는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 15

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

위상 여자화 사이클(phase energisation cycle)에서의 한 지점이 언제 도달되는지를 결정하고 미리 결정된 회전자 위치(predetermined rotor position)로 타이밍을 맞추는 것을 개시하기 위한 수단, 상기 위치에서 상기 위상 권선에 대한 자속의 시그널 지시(signal indicative)로부터 상기 입력 시그널을 드라이빙하기 위한 수단, 상기 자속 안정화 시그널을 상기 입력 시그널에 더하기 위한 수단, 그리고 위상 권선에서의 자속 쇠퇴가 시작되는 순간을 결정하기 위해 변경된 입력 시그널(modified input signal)로부터 자속 요구의 미리 결정된 임계값(predetermined threshold of flux demand)을 추정하기 위한 수단을 포함하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 16

제 1항 내지 제 15항 중 어느 한 항에 있어서,

브러쉬리스 전기 기기 시스템(brushless electrical machine system)은 브러쉬리스 전기 기기(brushless electrical machine), 제어기(controller) 및 상기 위상 권선과 사용 가능하게 연결되고 위상을 여자화하기 위해 제어 시그널에 응답하는 스위치 수단(switch means)을 포함하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 17

제 16항에 있어서,

제 6항 내지 제 12항 중 어느 한 항에 종속할 때, 상기 톱니 모양 파형의 상기 기울기는 기기의 속도에 따라 가변적인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 18

제 16항에 있어서,

제 6항, 제 7항, 제 11항, 제 12항 및 제 17항 중 어느 한 항에 종속할 때, 상기 톱니 모양 파형은 기기의 속도에 따라 변하지 않는 고정된 피크 크기를 가지는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 19

제 16항 내지 제 18항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 전기 기기는 릴럭턴스 기기 또는 브러쉬리스 DC 기기인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기를 위한 제어기.

청구항 20

적어도 하나의 위상 권선을 가지는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법으로,

입력 시그널에 응하여 위상 권선을 여자화하기 위한 제어 시그널을 만드는 단계; 및

자속 안정화 시그널을 사용하는 상기 입력 시그널을 변경하는 단계를 포함하되,

변경된 입력 시그널은 위상 권선에 의해 만들어진 자속이 기기의 출력을 안정화시키기 위해 변경되도록 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 21

제 20항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 위상 권선에서의 자속 쇠퇴가 상기 입력 시그널에 따라 시작되는 순간에 영향을 끼치는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 22

제 20항 또는 제 21항에 있어서,

상기 위상 권선의 여자화의 반복의 기간과 일치하는 기간을 가지는 가변적인 시그널로써 상기 안정화 시그널을 발생시키는 단계를 포함하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 23

제 22항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 시간에 따라 가변적인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 24

제 22항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 회전자 각도에 따라 가변적인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 25

제 22항 내지 제 24항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 톱니 모양 파형을 가지는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 26

제 25항에 있어서,

상기 톱니 모양 파형은 자속 쇠퇴가 시작되는 순간에서 임계 입력 시그널을 정의하는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 27

제 20항 내지 제 26항 중 어느 한 항에 있어서,

자속 피드백 시그널, 자속 요구 시그널 및 상기 자속 안정화 시그널로부터 상기 입력 시그널을 만드는 단계를 포함하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 28

제 27항에 있어서,

상기 자속 피드백 시그널 및 상기 자속 요구 시그널과 상기 자속 안정화 시그널의 결합을 비교하는 단계를 포함하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 29

제 27항에 있어서,

상기 자속 요구 시그널 및 상기 자속 피드백 시그널과 상기 자속 안정화 시그널의 결합을 비교하는 단계를 포함하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 30

제 28항에 있어서,

제 25항 또는 제 26항에 종속할 때, 상기 톱니 모양 파형의 기울기는 네거티브인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 31

제 29항에 있어서,

제 25항 또는 제 26항에 종속할 때, 상기 톱니 모양 파형의 기울기는 포지티브인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 32

제 30항 또는 제 31항에 있어서,

상기 기울기는 사이클 동안 일정한 값인 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 33

제 20항 내지 제 32항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 자속 안정화 시그널은 전기 사이클 동안 상기 위상 권선에 의해 만들어지는 자속의 상승과 하강이 실제적으로 동일하게 되도록 유지하는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 34

제 20항 또는 제 21항에 있어서,

위상 여자화 사이클에서의 한 지점이 언제 도달되는지를 결정하는 단계, 미리 결정된 회전자 위치로 타이밍을 맞추는 것을 개시하는 단계, 상기 위치에서 상기 위상 권선에 대한 자속의 시그널 지시로부터 입력 시그널을 드

라이빙하는 단계, 상기 자속 안정화 시그널을 상기 입력 시그널에 더하는 단계, 및 위상 권선에서의 자속 쇠퇴가 시작되는 순간을 결정하기 위해 변경된 입력 시그널로부터 자속 요구의 미리 결정된 임계값을 추정하는 단계를 포함하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 35

제 25항 내지 제 31항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 톱니 모양 파형의 기울기는 기기의 속도에 따라 변하는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 36

제 25항 내지 제 35항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 톱니 모양 파형은 기기의 속도에 따라 변하지 않는 고정된 피크 크기를 가지는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 37

제 20항 내지 제 36항 중 어느 한 항에 있어서,

틸락턴스 기기 또는 브러쉬리스 DC 기기에 적용되는 것을 특징으로 하는 브러쉬리스 전기 기기의 출력을 안정화하는 방법.

청구항 38

회전자, 적어도 하나의 위상 권선을 가지는 고정자 및 적어도 하나의 위상 권선을 여자화하기 위한 스위치 수단 (switch means)을 가지는 스위치드 킬락턴스 기기를 위한 제어기에서,

상기 스위치 수단을 구동시키기 위한 구동 시그널들(actuation signals)을 발생하기 위해 동작할 수 있고,

적어도 하나의 위상 권선에서 자속이 자속 요구 시그널(flux demand signal)을 초과할 때 상기 스위치 수단을 제어하기 위하여 스위치-오프(switch-off) 시그널을 만들기 위한 첫번째 스위치 제어 수단(first switch control means) 및 고정자에 관계있는 회전자의 위치에 따라 상기 스위치 수단을 제어하기 위하여 구동 시그널들을 만들기 위한 두번째 스위치 제어 수단(second switch control means)을 포함하는 스위치드 킬락턴스 기기를 위한 제어기.

청구항 39

제 38항에 있어서,

적어도 하나의 위상 권선에서의 자속의 최초 자속 시그널 지시(first flux signal indicative) 및 상기 요구된 자속(demanded flux)의 두번째 자속 시그널 지시(second flux signal indicative)를 수신하도록 정렬되고, 상기 첫 번째 자속 시그널(first flux signal)이 상기 두번째 자속 시그널(second flux signal)을 초과할 때 스위치-오프 시그널(switch-off signal)을 만들도록 정렬되는 비교기(comparator)를 더 포함하는 스위치드 킬락턴스 기기를 위한 제어기.

청구항 40

제 38항 또는 제 39항에 있어서,

상기 두 번째 스위치 제어 수단(second switch control means)은 상기 회전자가 상기 고정자에 관계하여 미리 결정된 위치에 도달할 때 스위치-온 시그널(switch-on signal)을 만들기 위해 사용될 수 있고, 그로써 상기 위상 권선에서의 자속은 증가되는 것을 특징으로 하는 스위치드 킬락턴스 기기를 위한 제어기.

청구항 41

제 40항에 있어서,

상기 두 번째 스위치 제어 수단은 회전자가 고정자에 관계하여 프리휠링 위치에 도달했을 때 적어도 하나의 위상 권선에서의 전류를 프리휠링(freewheeling)시키기 위한 프리휠링 시그널(freewheel signal)을 만들기 위해

사용될 수 있고, 그로써 상기 위상 권선에서의 자속은 쇠퇴되는 것을 특징으로 하는 스위치드 릴럭턴스 기기를 위한 제어기.

청구항 42

제 38항 내지 제 41항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 두 번째 스위치 제어 수단은 상기 회전자가 상기 고정자에 관계하여 스위치-오프 위치(switch-off position)에 도달할 때 스위치-오프 시그널(switch-off signal)을 만들기 위해 사용될 수 있고, 그로써 상기 위상 권선에서의 자속은 억제되는 것을 특징으로 하는 스위치드 릴럭턴스 기기를 위한 제어기.

명세서

발명의 상세한 설명

기술분야

<1> 본 발명은 스위치드 브러쉬리스 전기기기들(switched brushless electrical machines)의 제어에 관한 것이다. 본 발명은 특히, 그러나 배타적이지 않게, 스위치드 릴럭턴스 기기들(switched reluctance machines)에 관한 것이다.

배경기술

<2> 스위치드 릴럭턴스 기기는 브러쉬리스 전기기기의 한 타입이다. 그것은 회전자(Rotor), 정의한 회전자 극들(rotor poles), 고정자(stator), 정의한 고정자 극들(stator poles), 그리고 하나 이상의 독립적인 여자화 가능한(energisable) 위상들을 정의하기 위해 고정자 극들에 관계하여 정렬되는 권선들(windings)의 한 세트를 포함한다. 릴럭턴스 기기에서, 하나 이상의 위상 권선들(phase windings)의 여자화(energisation)는 연계된 고정자 극들을 포함하는 회로에서 자기적인 자속(magnetic flux)을 일으키며, 회전자를 최소의 릴럭턴스의 위치로 강요한다. 회전자 위치에 따라 권선들의 순차적인 여자화 시기를 맞추는 것은 회전자 움직임을 야기한다. 스위치드 릴럭턴스 기기들을 통합시킨 전기적인 드라이브들의 일반적인 취급은 다양한 교재들에서 발견될 수 있다. 예를 들어, 『“Electronic Control of Switched Reluctance Machines” by TJE Miller, Newnes, 2001』가 있으며, 이는 여기서 참조로서 합병된다. 더욱 상세한 것은 『“The Characteristics, Design and Applications of Switched Reluctance Motors and Drives” by Stephenson and Blake, presented at the PCIM’ 93 Conference and Exhibition at Nurnberg, Germany, June 21-24, 1993』 논문(스티븐슨(Stephenson) 논문)에서 제공되며, 이 논문은 여기서 참조로서 합병된다. 기술에서 잘 알려진 바와 같이, 이 기기들은 여자화의 애플리케이션의 타이밍을 위상 권선들에 맞추는 것을 주의함으로써 모터들(motors) 또는 제너레이터들(generators)로써 동작될 수 있다.

<3> 통상적인 인덕션(induction) 및 동시에 일어나는 ‘자기적인’ 기기들과는 다르게, 예를 들면, 이른바 브러쉬리스 DC 기기들이 있으며, 이러한 브러쉬리스 DC 기기들에서는 전류가 고정자 코일들 내에 있고 필드(field)는 회전자 상의 영구 자석들에 의해 만들어진다. 스위치드 릴럭턴스 기기들은 순수한 ‘자기적인’ 기기들이다. 자기적인 회로의 릴럭턴스가 변할 때, 토크는 오직 자기적인 필드(자기장)에 의해 만들어진다. 그 결과로써 기기의 두 타입들을 제어하는 방법은 상당히 다르다. 왜냐하면 이러한 제어는 토크 발생 방법과 관련이 있기 때문이다. 일반적으로, 정현파적으로 입력되는 통상적인 기기들을 위해 사용되는 제어 방법은 스위치드 릴럭턴스 기기들에 대해서는 부적합하다.

<4> 도 1은 크로스 섹션(cross section)에서의 전형적인 스위치드 릴럭턴스 기기를 보여준다. 이 예에서는, 자기화할 수 있는 고정자(10)는 6개의 고정자 극들(12)을 가진다. 자기화할 수 있는 회전자(14)는 4개의 회전자 극들(16)을 가진다. 각 고정자 극은 하나의 코일(18)을 가진다. 완전한 반대의 극들에서의 코일들은 3개의 위상 권선들을 공급하기 위해 직렬로 연결된다. 명료성을 위해 단지 하나의 위상 권선만이 도시된다. 스위치드 릴럭턴스 기기의 제어는 기술 분야에서 숙련된 사람에게 잘 알려진 다양한 방법에 의해 달성될 수 있다. 만약 회전자의 각도적인 위치에 대한 정보가 이용 가능하다면, 예를 들면 위치 트랜스듀서(transducer)로부터, 여자(excitation)는 위치의 함수로써 적용될 수 있다. 이러한 기기들은 종종 “회전자 위치 스위치드 기기들(rotor position switched machines)” 이라고 언급된다.

<5> 전형적인 스위치드 릴럭턴스 드라이브는 도 2에 도시된다. 이 예제에서는, 기기(36)은 도 1에 도시된 것과 상응

한다. 3개의 위상 권선들(A, B 및 C)은 파워 전자 스위치들(48)의 한 세트에 의해 DC 공급기(V)에서 교대로 스위칭 된다. 스위치들이 동작하는 순간(즉, 회전자 위치)은 제어기(38)에 의해 결정되고, 제어기(38)는 마이크로 제어기 또는 디지털 시그널 프로세서와 같은 프로세싱 디바이스의 하드웨어 또는 소프트웨어로 구현될 수도 있다. 제어 시그널들은 데이터 버스(46)를 경유하여 스위치들로 보내진다. 폐쇄 회로 전류 피드백(closed circuit current feedback)은 전류 센서(44)를 사용하고 요구된 전류(i_D)(42)와 비교되는 위상 전류에 비례하는 시그널을 피드백하고 위상 전류들을 센싱(sensing)함으로써 제공된다. 제어 알고리즘은 종종 비례(proportional: P), 비례 미분(proportional-plus-integral: P+I), 타임 옵티말(time optimal), 피드백 선형(feedback linearised), 비례 미분 적분(proportional/integral/ derivative: PID) 기능, 또는 기술에서 잘 이해되는 바와 같은 많은 다른 것들 중 하나를 포함한다. 그것은 위치 감지기(40)로부터 회전자 위치 시그널을 피드백함으로써 공급되는 위치 또는 속도의 외부 제어 루프에 대하여서도 또한 공통적이다.

- <6> 동작에서, 요구된 전류(42)에 상응하는 시그널은 제어기(38)에서 공급된다. 이것은 채택된 특별한 제어 방식에 따라 기기로부터의 원하는 출력을 만들기 위해 권선들에서의 전류를 조절한다.
- <7> 스위치드 릴럭턴스 기기의 성능은, 부분적으로, 회전자 위치(rotor position)에 관해서는 위상 여자화(phase energisation)의 정확한 타이밍에 종속한다. 회전자 위치의 감지는 물리적인 회전자 위치 트랜스듀서(rotor position transducer: RPT)(40)을 사용함으로써 통상적으로 달성될 수 있고, 도 2에 도시된 바와 같이, 기기 회전자 위에 탑재된 회전하는 톱니모양 디스크(toothed disk)와 같고, 고정자 위에 탑재된 광학적인 또는 자기적인 센서와 협력한다. 정확한 위상 여자화를 허락하면서, 고정자에 관련되어 있는 회전자 위치의 펄스 트레인 지시(pulse train indicative)는 프로세싱 디바이스에 공급되고 발생된다. 위치 감지의 대안적인 방법은 이른바 “센서리스(sensorless)” 방법들을 포함하며, 이 방법에서, 물리적인 위치 트랜스듀서는 없으며, 위치는 기기의 하나 이상의 다른 파라미터의 측정으로부터 추론된다.
- <8> 권선들에서의 전류가 상대적으로 측정하기 쉽기 때문에, 기기의 폐쇄 회로 제어는 통상적으로 권선들에서 여자화 전류(energising current)를 모니터링하고 제어함으로써 달성될 수 있다. 그러나, 기기의 원하는 출력은 보통은 토크, 위치 또는 속도이고, 전류는 이들 모두에 매우 비선형적인 관계를 가진다. 그 결과는 전류 제어 기술이 일반적으로 토크 리플(torque ripple), 위치 에러(position error) 및/또는 속도 에러(speed error)와 같은 출력의 부 정확성을 초래한다는 것이다. 많은 전류 제어 방식들은 이러한 단점들을 대처하기 위해 고안되고 있다. 많은 것들은 복잡성을 더하고 있다.
- <9> 스위치드 릴럭턴스 기기에서의 더 많은 기본적인 제어 변수는 위상 권선들이 여자화될 때 기기에서의 자기 회로에서 셋업 되는 자속이라는 것은 몇몇 연구자들에 의해 지탱된다. 자속은 여자화된 고정자 극들에 관해서는 최소한의 릴럭턴스의 위치로 강요하는 회전자 위에서 작동하는 힘에 대한 책임이 직접적으로 있다. 『EP-A-1109307』 및 『EP-A-1109308』는 주요한 제어 변수로써 자속을 사용하는 방법들을 밝힌다. 드라이브는 자속 제어기와 합병한다.
- <10> 많은 다른 파워 컨버터 토폴로지들은 알려져 있으며, 그 중 몇몇은 위에서 언급한 스티븐슨(Stephenson) 논문에서 토의된다. 도 3에서 가장 일반적인 구성은 다상 시스템(polyphase system)의 싱글 위상(single phase)에 대하여 도시되고, 이러한 다상 시스템에서, 기기의 위상 권선은 버스바들(busbars)(26, 27)을 가로지르는 2개의 스위칭 디바이스들(21, 22)과 직렬로 연결된다. 버스바들(26, 27)은 컨버터의 “DC 링크(DC link)” 로써 총체적으로 기술된다. 에너지 복원 다이오드들(Energy recovery diodes)(23, 24)은 스위치들(21, 22)이 열렸을 때 권선 전류가 DC 링크의 반대로 흐르도록 권선에 연결된다. “DC 링크 캐패시터(DC link capacitor)” 로써 알려진 캐패시터(capacitor)(25)는 공급기로부터 당겨지거나 공급기로 돌아올 수 없는 DC 링크 전류(즉, 소위 “리플 전류(ripple current)”)의 임의의 교류 성분(alternating component)을 발생시키거나 가라앉히도록 DC 링크를 가로질러 연결된다. 실제적인 용어에서, 캐패시터(25)는 직렬 및/또는 병렬로 연결된 몇몇 캐패시터들을 포함할 수도 있다. 병렬적인 연결이 사용된 경우에는, 엘리먼트들의 몇몇은 컨버터를 통하여 분배될 수도 있다. 다상 시스템은 일반적으로 전기기기의 위상들을 독립적으로 여자화하도록 병렬로 연결된 도 3의 몇몇 “위상 레그스(phase legs)” 를 사용한다.
- <11> 스위치드 릴럭턴스 기기의 위상 인덕턴스 사이클(phase inductance cycle)은 연속하는 사이클들(successive cycles)에서의 공통 포인트들(common points) 사이의 위상 또는 각 위상에 대하여 인덕턴스(inductance)의 변화의 주기이다. 연속하는 사이클들(successive cycles)은 예를 들어 회전자 극들 및 관련된 각기 고정자 극들이 완전히 정렬될 때, 인덕턴스 최대값들(maxima) 사이이다. 위에서 언급한 스티븐슨 논문(Stephenson paper)에서 설명된 바와 같이, 최대 인덕턴스 영역(maximum inductance region), L_{max} , 은 회전자 극들의 한 쌍이 고정자 극

들의 한 쌍과 완전히 정렬되는 회전자 위치를 중심으로 하고 있다. 유사하게, 도 1에 도시된 바와 같이, 최소 인덕턴스 영역(minimum inductance region), L_{min} , 은 회전자 위에서 양극 간에 있는 축이 고정자 극 축과 정렬되는 위치와 상응한다.

- <12> 낮은 속도에서는, 스위치드 릴럭턴스 시스템은 일반적으로 전류 제어(current-controlled) 모드 또는 “초핑(chopping)” 모드에서 동작한다. 위에서 언급한 스티븐슨 논문(Stephenson paper)에서 설명한 바와 같이, “하드(hard)” 초핑을 사용하는 히스테리시스(hysteresis) 전류 제어기는 종종 이용된다. 대안적인 체제는 전류가 상위 레벨에 도달했을 때 단지 하나의 스위치가 열리는 “소프트(soft)” 초핑이다. 전류는 그때 권선, 두 번째 스위치 및 한 개의 다이오드를 통해서 더욱더 천천히 쇠퇴한다. 전류 제어기들의 다른 타입은 기술에서 잘 알려져 있으며, 예를 들어 『EP-A-0769844』에서 기술된 것들, 이들은 여기서 참조로 합병되고, 오프 타임 제어기(off-time controllers), 일정 주파수 제어기(constant frequency controllers) 등이고, 그리고 여기서 더 기술되지는 않을 것이다.
- <13> 높은 속도에서는, 스위치드 릴럭턴스 시스템은 전형적으로 초핑 모드(chopping mode) 대신에 여자화의 “싱글 펄스(single pulse)” 모드에서 동작한다. 이는 또한 위에서 언급한 스티븐슨 논문(Stephenson paper)에서 설명된다.
- <14> 그래서, 시스템은 일반적으로 낮은 속도에서는 초핑 모드를 사용하고 높은 속도에서는 싱글 펄스 모드를 사용한다. 상위 및 하위 초핑 전류 레벨은 통상적으로는 싱글 펄스 모드의 기대된 피크 전류(expected peak current) 보다 높은 값들에 세팅되고, 그래서 이들 파라미터들은 싱글 펄스 동작을 방해하지 않는다. 상위 전류 레벨을 “안전 네트(safety net)” 로써 동작하는 값으로 세팅하는 알려져 있으며, 폴트 상태(fault condition)가 드라이브에서 개발되면 전류는 이 상위 레벨을 초과하며 하나 이상의 스위칭 디바이스들이 열리게 하고 그것에 의하여 그 전류는 안전한 값으로 제한된다.
- <15> 더 많은 출력이 싱글 펄스 모드에서는 얻어질 수 없고, 위상 자속과 전류가 단지 전기 회로의 끝에서 영(zero)이 되었을 때 도달되는 한계가 있다는 것은 통상적인 지식이다. 이러한 가정한 제약조건하에서 토크를 증가시키기 위해, 파워 공급기 전압을 증가시키든지 기기의 위상 권선들에서의 회전 수를 감소시키든지 또는 둘다 해야 할 것이다. 다양한 이유들 때문에 이들은 실행할 수 없거나 또는 바람직하지 않다.
- <16> 동작의 더 다른 모드는 이른바 “연속적인 전류(continuous current)” 모드란 것이고, 이는 싱글 펄스 모드에서의 제한하는 상태까지 얻어진 것을 초과하여 기계적인 출력 토크와 파워를 만드는 것을 가능하게 한다. 그것은 『US Patent No. 5469039 (Stephenson)』에 게재되어 있고, 여기서 참조로써 합병된다. 이 특허는 안정 상태 동작(steady state operation)이 가능하도록 이러한 모드에서 안정된 방식으로 동작하는 방법을 게재한다. 그러므로 위상 권선들은 그들을 통하여 연속적으로 흐르는 전류를 조작하고, 초핑 및 싱글 펄스 모드에서와는 다르게, 그리고 자속에 의해 항상 링크된다. 전류 변화는 “스탠딩(standing)” 값 이상으로 외견상으로는 사인파 모양으로 변화한다. 이것은 그들의 동작 사이클의 임의의 지점에서 오버로드(overload) 출력의 높은 레벨을 만들어야만 하는 시스템에 대하여 중요한 모드가 된다. 드라이브의 효율이 이 모드에서 떨어질지라도, 그것은 세계에서 다른 경우라면 파워 스위칭 디바이스들에서 더 큰 기기 또는 증가된 전압-전류 캐패시티(volt-ampere (VA) capacity)를 요구할지도 모를 것이 달성되도록 허락한다. (Although the efficiency of the drive falls in this mode, it allows specifications to be achieved which might otherwise require a larger machine or increased volt-ampere (VA) capacity in the power switching devices.)
- <17> 모터링 동작(motoring operation)은 언급한 토의에서 설명될 때, 스위치드 릴럭턴스 기기는 제너레이팅 모드(generating mode)에서도 똑같이 잘 동작하는 것이 잘 알려져 있고, 제너레이팅 모드에서 전류 파형들(current waveforms)은 일반적으로 모터링 파형들(motoring waveforms)의 미러 이미지들(mirror images)이다.
- <18> 다른 모드에서 기기를 제어하기 위한 각도 및 전류의 파라미터들은 일반적으로 속도의 함수들이고, 리얼 타임(real time)으로 계산되거나, 더 일반적으로는, 적당한 시간에 읽혀질 수 있도록 데이터 테이블 형태로 저장된다. 파라미터 값들은 속도가 변할 때 기기로부터 부드러운 출력을 얻기 위해 주의 깊게 선택된다. 만약 저장된 값들이 상대적으로 드문드문(sparse)하다면, 삽입(interpolation)의 몇몇 형태는 중간 속도(intermediate speeds)에서 적당한 파라미터 값들을 주는데 이용된다. 초핑과 싱글 펄스 모드 사이(between chopping and single-pulse modes)의 변화 지점(transition points)에서 값들을 선택하는데 특별한 어려움이 있다. 그리고 싱글 펄스와 연속하는 전류 모드 사이(between single-pulse and continuous current modes)에서도, 부드러운 변화(smooth transition)는 요구되는 토크 레벨에 관계없이 바라던 것이다.

- <19> 초핑 및 싱글 펄스 모드의 변화에서 이 문제에 대한 하나의 해결책은 주요한 변수로써 전류 제어 파라미터들(current control parameters)을 사용하는 것이다. 전류 레벨(current level)은 초핑 범위(chopping range)동안 내내 주어진 토크 요구에 대한 속도와 함께 일반적으로 일정하게 유지된다. 그러나, 속도가 싱글 펄스 모드영역(single-pulse mode region)으로 올라감에 따라, 모드가 초핑에서 싱글 펄스로 점차적으로 변하기 위해 상위 전류 레벨(upper current level)(그리고 때때로 상응하는 양만큼의 하위 전류 레벨(lower current level))을 점진적으로 올리는 것은 알려져 있다. 일단 기기가 위상 전류가 상위 전류 레벨에 결코 도달하지 않는 지점에서의 속도에 도달하면, 전류 제어 파라미터들은 일반적으로 그들이 싱글 펄스 속도 범위의 나머지에 대하여 초핑을 일으키지 않게 하기 위해 높은 값으로 세팅된다.
- <20> 엔트리(entry)에서 각도를 제어하기 위한 민감성(sensitivity)의 문제, 연속하는 전류 모드(continuous current mode)는 남는다. 제어의 빠른 변화는 달성하기 어렵고 지금 기술할 이유로 인해 불안정한 시스템이 될 위험이 있다.
- <21> 자속의 사이클들과 통상적인 동작 동안의 전류 사이에 발생하는 “데드 타임(dead time)”의 영향은 자속과 전류가 항상 각 전기 사이클(electrical cycle)의 시작 지점에서 영(zero)으로부터 시작한다. 연속하는 전류 모드에서 동작할 때, 안정 상태 자속, 전류 및 토크는 현재의 사이클이 아니라 모든 앞선 전기 사이클들(all previous electrical cycles) 동안 인가된 권선 전압의 넷(net applied winding voltage)의 시간 미분(time integral)에 의해 결정되며, 통상적인 “싱글 펄스 모드(single pulse)”에서의 경우이다. 따라서, 연속하는 전류 모드에서의 기기 출력은 제어 각도에서의 매우 작은 변화에 매우 민감하다. 이것은 토크 요구 시그널(torque demand signal)에 대하여 토크 출력(torque output)을 선형화하는(linearising) 데 어려움을 발생시키고, 또한 반도체 스위치들(semiconductor switches)에서의 권선 저항 및 전압 강하(winding resistance and voltage drops)에 대한 매우 높은 레벨의 민감성을 이끈다. 특히 권선 저항이 온도에 대한 강한 함수이기 때문에, 단지 각도를 제어함으로써 연속하는 전류 모드에서 토크를 제어하기 위한 시도는, 종종 기기 온도가 변함에 따라서, 예를 들어 로드(load) 또는 주변 변화(ambient variations) 때문에, 출력에서 받아들일 수 없는 변화들의 결과를 만든다.
- <22> 스위칭 각도들에 대한 민감성의 문제는 피크 전류와 자속을 제어하는 전술한 제어기를 사용함으로써 개선될 수 있다. 이 경우에는, 권선 각도들(conduction angles)은 가장 나쁜 상태(예를 들어, 가장 높게 요구되는 권선 온도에서)하에서 요구되는 것보다 약간 더 넓게 만들어진다. 전류 제어기의 초핑 액션(chopping action)은 그때 자동으로 동작 포인트(operating point)의 안정성을 제공한다. 안정 상태에서 하나의 “춤(chop)”은 피크 전류(peak current) 및 전류 자속(control flux)을 클립(clip)하기 위해 요구된다. 그래서 파워 전자 공학에서 과도한 스위칭 손실(switching losses)은 이슈화되지 않는다. 이것은 여기서 참조로 합병하는 『US 6972533』에 기술되어 있다.
- <23> 그러나, 주요한 어려움은 남아있다. 연속하는 전류 모드에서 토크를 조절하기 위한 전류 제어의 사용은 모드로 그리고 모드 밖으로의 부드러운 변화를 달성하는데 어려움을 대치하지 못한다. 연속하는 전류의 개시가 일어나는 정확한 지점은 권선 온도에 종속할 것이며, 또한 공급 전압 및 하나의 특별한 기기 샘플로부터 다른 것으로의 변화에 민감할 것이다. 싱글 제어 파라미터 “맵(map)”은 단지 한 공급 전압 및 권선 온도에서 부드러운 변화에 영향을 미칠 수 있다. ; 연속하는 전류 모드에서 동작하는 동안, 파라미터 변수들에 대한 기기 출력의 높은 민감성을 고려할 때, 전압 및 권선 온도에 대한 보상의 어려움은 자명할 것이다.

발명의 내용

- <24> 적어도 한 개의 위상 권선을 가지는 브러쉬리스 전기 기기를 위해 제공된 제어기가 있는 개시된 실시예에 따르면, 상기 제어기는, 입력 시그널에 응답하여 위상 권선의 여자화를 위한 제어 시그널을 만들기 위해 사용 가능한 제어 수단(control means)을 포함하고, 그리고 자속 안정화 시그널(flux stabilisation signal)을 사용하는 입력 시그널을 변경하기 위해 사용될 수 있고, 그것에 의하여 기기의 출력을 안정화시키기 위해 위상 권선에 의해 만들어지는 자속을 변경한다. 또한 동등한 방법을 제시한다. 입력 시그널은 자속 안정화 시그널에 의해 변경된다. 그것에 의하면 기기의 상기 자속을 변경하기 위한 상기 제어 수단의 출력에 영향을 끼친다.
- <25> 개시된 실시예 중 어떤 것은 회전자 위치 감지(rotor position detection)의 센서리스 형태(sensorless form s)에 관하여 이용될 수 있다. 다른 실시예는 회전자 위치 감지 하드웨어(rotor position detector hardware)에 관하여 이용될 수 있다. 다양한 실시예에서, 자속 안정화 시그널(flux stabilisation signal)은, 위상에서의 자속이 쇠퇴(decay)되도록 정렬된 순간에 따라 제어 수단에 맞추어 입력 시그널을 변경함으로써 기기 위상 권선에

서의 자속 쇠퇴가 개시되는 순간에 영향을 끼치는 데 이용될 수 있다.

- <26> 한 형태에 있어서, 자속 여자화 시그널은 일반적으로 선형적인 기울기를 가진 톱니 모양 파형을 가진다. 이것은 음의 기울기를 가지고 자속 요구 시그널과 결합되고, 기기 그 자체에서의 순간적인 자속을 의미하는 자속 피드백 시그널과 비교된다. 대신에, 자속 여자화 시그널의 톱니 모양 파형은 양의 기울기를 가지고 자속 피드백 시그널과 대신 결합한다. 이 결합된 시그널은 자속 요구 시그널과 비교된다. 어느 한쪽의 경우에서, 안정화 시그널의 영향은 증가하는 자속으로부터 떨어지는 자속으로의 변화를 일으킨다. 임의의 방해(disturbance)가 존재함에 있어서 조차 자속이 위상의 여자화의 기간의 마지막 전에 안정적으로 제어되게 하기 위한 (각도 및 시간의) 적절한 기간이 있다. 일반적으로, 안정화 시그널은 자속의 상승 및 강하가 전기 사이클에 걸쳐 실제적으로 동일하게 유지하기 위해 적응된다.
- <27> 자속 여자화 시그널과 자속 피드백 시그널 또는 자속 요구 시그널의 결합은 가산기에서 그들을 함께 가산함으로써 유도될 수 있다.
- <28> 제어기는 위상 권선의 여자화의 반복의 기간과 일치하는 기간을 가지는 시간에 따라 가변적인 시그널로써 자속 여자화 시그널을 발생시키기 위한 수단을 포함할 수도 있다.
- <29> 안정화 시그널의 톱니 모양 파형의 기울기는 기기의 속도에 따라 변할 수 있다. 예를 들면, 기울기는 속도가 증가함에 따라 그리고 전기 사이클의 시간의 기간이 짧아짐에 따라서 증가될 수 있다. 그러나, 몇몇 실시예에서는, 톱니 모양 파형의 피크 크기는 기기 속도에 관계없이 같게 유지될 수 있다.
- <30> 다른 실시예에서, 안정화 시그널은 위상 권선에서의 자속 증가의 시그널 지시를 변경하기 위해 사용된다. 이 형태에서, 자속 피드백 시그널에 의해 지시되는 자속의 증가의 비율은 자속 증가의 명백한 비율이 증가하도록 변경된다. 변경되는 자속 피드백 시그널에 따라 예측함으로써, 입력 시그널은 변경되고 그것에 의하여 스위치-오프 포인트가 결정되도록 한다.
- <31> 개시된 또 다른 실시예는 회전자, 적어도 하나의 위상 권선을 가지는 고정자 및 적어도 하나의 위상 권선을 여자화하기 위한 스위치 수단(switch means)을 가지는 스위치드 릴럭턴스 기기를 위한 제어기이고, 제어기는 스위치 수단을 구동시키기 위한 구동 시그널들(actuation signals)을 발생시키도록 사용할 수 있고, 제어기는 적어도 하나의 위상 권선에서 자속이 자속 요구 시그널(flux demand signal)을 초과할 때 스위치 수단을 제어하기 위하여 스위치-오프(switch-off) 시그널을 만들기 위한 첫번째 스위치 제어 수단(first switch control means) 및 고정자에 관계있는 회전자의 위치에 따라 스위치 수단을 제어하기 위하여 구동 시그널들을 만들기 위한 두번째 스위치 제어 수단(second switch control means)을 포함한다.
- <32> 이 제어기는 적어도 하나의 위상 권선에서의 자속의 최초 자속 시그널 지시(first flux signal indicative) 및 요구된 자속(demanded flux)의 두번째 자속 시그널 지시(second flux signal indicative)를 수신하도록 정렬되고, 첫 번째 자속 시그널(first flux signal)이 두번째 자속 시그널(second flux signal)을 초과할 때 스위치-오프 시그널(switch-off signal)을 만들도록 정렬되는 비교기(comparator)를 포함할 수 있다.
- <33> 두 번째 스위치 제어 수단은 회전자가 고정자에 관계하여 미리 결정된 위치에 도달할 때 스위치-온 시그널(switch-on signal)을 만들기 위해 사용될 수 있다. 그러므로, 위상 권선에서의 자속은 증가한다.
- <34> 두 번째 스위치 제어 수단은 회전자가 고정자에 관계하여 프리휠링 위치에 도달했을 때 적어도 하나의 위상 권선에서의 전류를 프리휠링(freewheeling)시키기 위한 프리휠링 시그널(freewheel signal)을 만들기 위해 사용될 수 있다. 그러므로, 위상 권선에서의 자속은 쇠퇴한다.
- <35> 두 번째 스위치 제어 수단은 회전자가 고정자에 관계하여 스위치-오프 위치(switch-off position)에 도달할 때 스위치-오프 시그널(switch-off signal)을 만들기 위해 사용될 수 있다. 그러므로, 위상 권선에서의 자속은 억제된다.
- <36> 본 발명은 스위치드 릴럭턴스 기기들 또는 브러쉬리스 DC 기기들과 같은 다양한 브러쉬리스 전기 기기들에 적용될 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <37> 본 발명은 다양한 방법들로 실시를 할 수 있고, 그 들 중 몇몇은 지금 따라오는 도면을 참조하여 예시로써 기술된다.
- <38> 도 4를 참조하면, 스위치들 릴럭턴스 드라이브 시스템의 첫 번째 실시예는 얇은 판으로 된 자기화할 수 있는 고

정자(10), 지니는 위상 권선들(A, B, C) 및 얇은 판으로 된 자기화할 수 있는 회전자(14)를 가지는 스위치드 릴럭턴스 기기(36)을 포함한다. 각각은 당업자에게 잘 알려진 적당한 스틸(steal)로 된 얇은 판(laminations)의 이 실시예로 만들어진다. 회전자 위치 트랜스듀서(RPT)(40)는 위치를 감지하기 위해 회전자(14)에 관계하여 정렬된다. 위에서 언급한 것처럼, RPT(40)은 다양한 형태를 취할 수 있고, 이러한 다양한 형태에서, 센싱 디바이스(sensing device)를 지난 첫 번째 엘리먼트의 움직임은 고정자에 관계하는 회전자의 상대적인 움직임의 출력 지시(output indicative)를 일으킨다. 자속 제어기(90)는, 예를 들어 도 3에 보이는 바와 같은 위상 레그스(phase legs)에서, 고정자(10)에 연계된 위상 권선들(A, B 및 C)의 여자화를 제어하기 위해, 구성된 파워 전자 스위치들(power electronic switches)(48)를 구동시키기 위한 제어 시그널들을 만든다. 단지 하나의 위상 권선의 도시된 연결은 명확함을 위하여 보여지나, 각 위상은 스위치들의 구동에 의해 독립적으로 여자화된다. 대안적인 실시예에서, 권선들의 여자화는 잘 알려진 타입의 증폭기에 의해 제공된다.

<39> 자속 제어기(90)는 3개의 피드백 시그널들이 제공된다. 첫번째로, 그것은 RPT(40)로부터 회전자 위치 시그널들(receives rotor position signals, θ)을 수신한다. 대안적인 실시예에서, 회전자 위치 시그널들은 기기의 다른 파라미터들로부터 회전자 위치를 추론하는 알고리즘에 의해 제공된다. 다른 경우에서, 시그널 θ 는 위치적인 정보(그리고 그러므로 타이밍)를 자속 제어기(90)로 제공한다. 두번째로, 자속 제어기(90)는 전류 트랜스듀서(current transducer)(44)로부터 위상 전류 시그널들(phase current signals, i)을 수신한다. 각 위상 권선은 전형적으로 전류 시그널 i 를 만들기 위해 전류 트랜스듀서(44)와 연계될 것이다. 그러나, 여기서는 명확함을 위하여 단지 하나의 트랜스듀서만을 보여준다. 전류 피드백 시그널(current feedback signal)은 통상적인 전류 제어기의 방식에서 사용되지 않는다는 것을 주지해야 한다: 오히려, 그것은 미리 결정된 안전 레벨 내에서 머무는 것을 보장하기 위해 전류의 전체적인 모니터링을 공급하는데 이용된다. 세 번째로, 자속 제어기(90)는 각 위상 권선에서의 자속에 비례하는 자속 시그널들(flux signals, Ψ)을 수신한다. 이들 시그널들은 자속의 직접적인 측정에 의해 또는 당업자에게 잘 알려진 자속 판단의 몇몇 방법들 중 하나에 의해 유도된다.

<40> 자속 제어기(90)로의 입력 92는 원하는 출력(desired output)을 만들기 위해 기기에서 원하는 피크 자속(desired peak flux, Ψ_D)을 표현하는 요구 신호(demand signal)이다. 모터로써 기기를 동작할 때, 원하는 출력은 토크(torque), 속도(speed) 또는 위치(position)이다. 부가하여, 자속 제어기(90)는 자속 안정화 입력(flux stabilisation input)(94)을 추가로 가진다. 그것은 아래에서 더욱 상세히 설명한다. 자속 제어기(90)는 제어 신호들(control signals)을 만든다. 이 제어 신호들은 데이터 버스(46)를 통하여 전압 소스(V)로부터 위상 권선들의 여자화를 제어하는 파워 전자 스위치들(48)로 패스 된다.

<41> 입력들에 관련된 자속은 위상 전압 펄스(phase voltage pulse)를 종결시키는 수단을 제공한다. 위상 자속은, 회전자가 통상적으로는 싱글 펄스 모드(single-pulse mode)에서 위상 스위치들이 열려 있는 컨덕션 기간(conduction period)의 끝에 도달하기 전, 또는 위상 전류가 초핑 모드(chopping mode)에서의 미리 결정된 값에 도달하기 전에 제한된 값에 도달해야 한다. 이것은 도 5에 도시된다. 도 5에서는 연속적인 전류 모드(continuous current mode)에서 동작하는 기기에 대한 과형을 보여준다. 요구된 피크 자속 레벨(demanded peak flux level, Ψ_D)이 예기된 컨덕션 각도(anticipated conduction angle, θ_c)를 감소시킨다. 그래서 자속은 Ψ_D 의 값과 스탠딩 값 Ψ_s 사이에서 순환한다. 값 Ψ_s 는 직접적으로 제어되지 않고 요구된 피크 자속(demanded peak flux, Ψ_D), 기기 속도(machine speed) 및 (공급 전압 및 위상 권선에서의 권선 수에 의해 변할아 가면서 결정되는) 자속의 상승과 하강의 비율의 결과로써 자연스럽게 일어난다.

<42> 일반적으로, 개발된 토크가 싱글 펄스 모드(single pulse mode)에서 권선 저항에 대개 독립적이라는 것은 발명자들에 의해 인정되고 있다. 기기가 로드에서의 변화를 경험할 때, 권선 온도(및 그러므로 권선 저항)는 변한다. 그러나, 대부분의 시스템에 대해서, 기기의 출력은 본질적으로 독립적이다. 그래서 권선 저항에 의해 영향을 받지 않는 제어 파라미터들의 사용을 허락한다. 그러나, 더 휘발성의 연속하는 전류 모드에서 마주치는 어려움은 컨덕션 각도(conduction angle)의 주어진 증가에 대하여 얻어지는 매우 높게 증가하는 토크이다. 자속 및 전류가 제어된 안정 상태 값에 마침내 정착할 때, 컨덕션 각도의 작은 증가분은 스탠딩(standing) 자속, 전류 및 평균 토크에서 매우 큰 변화를 일으킬 것이다. 만약 위상 권선 저항이 작다면 이것은 특히 그러하다. 실제적인 드라이브 시스템에서, 이것은 연속하는 전류 모드에서 토크를 조절하기 위해 커뮤테이션 각도(commutation angles)를 사용하려고 시도할 때 토크 제어 레졸루션(resolution)의 문제점을 일으킬 것이다.

<43> 받아드릴 수 있는 토크 레졸루션(resolution)이 유지될 수 있을지라도, 시스템 레벨 제어는 싱글 펄스 모드로부터 연속하는 전류 모드로 들어가는 지점에서 기기의 토크 “게인(gain)”의 갑작스런 증가에 대처할 수 있어야 한다. 게다가, 평균 자속, 전류 및, 그러므로, 토크의 안정 상태 값은 지금 위상 권선 저항에 결정적으로 종속

하고, 반도체 스위치 이내의 전압 강하에 또한 종속한다. 이 모든 파라미터들은 강한 온도 종속성을 보인다. 이것은 연속하는 전류 모드에서 전개된 실제 토크가 구성하고 있는 온도에 강하게 민감하다는 것뿐만 아니라, 그 모드에 도달하는 요구되는 정확한 컨덕션 각도가 온도 종속적일 것이라는 것을 의미한다. 이 후자 포인트는 특히 통상적인 제어 각도 “룩업(look-up)” 테이블, 또는 커뮤테이션 각도(commutation angle)를 결정하는 다른 고정적인 수단(예를 들어, 폴리노미얼(polynomial) 함수)을 사용하는 토크 제어 불연속성(torque-control discontinuity)을 선형화하는 것을 매우 어렵게 만든다.

<44> 위에서 명시한 문제점들을 극복하는 SR 기기를 위한 커뮤테이터(commutator)의 바람직한 실시에는 도 6에 도시된다. 이것은 버스(46)에서의 스위치 출력들을 만드는 도 4에서의 제어기(90)의 부분을 형성한다. RPT(40)로부터의 출력 θ 는 비교기들(comparators)(100, 102 및 104) 각각에서의 스위치-온(switch-on) θ_{on} , 프리휠링(freewheel) θ_{fw} 및 스위치-오프(switch-off) θ_{off} 에 대한 각도의 미리 결정된 값들과 비교된다. (직접적인 피드백 또는 자속의 평가로 유도되었을지도 모를) 자속 피드백 시그널 Ψ 은 비교기 106에서의 요구된 자속(demanded flux) Ψ_D 와 비교된다.

<45> 스위치-오프(flux comparator) 비교기 104의 출력과 함께 스위치 자속 비교기(switch-off comparator) 106의 출력은 OR 게이트(gate) 108에 인가된다. 프리휠링 비교기(freewheel comparator) 102의 출력과 함께 자속 비교기 106의 출력은 OR 게이트 110에 인가된다. 스위치-온 비교기(switch-on comparator) 100의 출력은 SR 래치(set/reset latch) 120으로 SET 입력을 공급한다. 첫번째 래치 120으로 RESET 입력은 OR 게이트 110의 출력이다. 스위치-온 비교기 100의 출력은 또한 두번째 SR 래치 122으로 SET 입력을 공급한다. 두번째 래치 122으로 RESET 입력은 OR 게이트 108의 출력이다. 래치들로부터의 출력들은, 위상 권선 레벨(phase winding level)에서의 전류를 모니터링하고 제어 시그널들(control signals)을 도 4에서의 파워 전자 스위치들(power electronic switches)(48)로 공급하기 위해 버스(46)로 유도하는 제어기(124)의 입력들이다. 전술한 바와 같이, 제어기는 자속 제어기(90)의 일부분이다. 그러한 것으로서, 그것은 싱글 프로세싱 디바이스에서 서브-루틴에 의해 구성되거나 분리된 프로세싱 디바이스이다. 어느 경우에도, 그것은, 예를 들어, 여기서 기술된 제어 기술을 수행하기 위해 인정된 단계들을 실행하는 소프트웨어를 러닝(running)하는 마이크로프로세서 또는 디지털 시그널 프로세서이다. 제어기는 전류를 모니터링 하고 만약 전류가 미리 결정된 임계값을 초과하면 적당한 조치를 취하는 특징들을 포함한다.

<46> 도 6의 회로는 아래처럼 동작될 수 있다. 회전자 각도(rotor angle, θ)는 스위치-온 각도(switch-on angle, θ_{on})에 도달할 때, SR 래치들(120, 122)은 둘 다 “셋(set)” 된다. 이것은 (그 다음의 제어기(124)의 전반적인 일치에 종속하는) 위상 스위칭 디바이스들을 작동시킨다. θ_{on} 에서의 컨덕션(conduction)의 시작 이후, 시간이 지남에 따라 대략적으로 선형적인 자속의 증가와 함께 위상 자속 Ψ 은 Ψ_S 로부터 만들어진다. 만약 회전자 위치 평가(rotor position estimate) (또는 측정)가 위상 자속이 제한된 값(limiting value) Ψ_D 에 이르기 전에 프리휠링 각도(freewheel angle, θ_{fw}) 또는 턴-오프 각도(turn-off angle, θ_{off})에 도달한다면, 비교기(comparator) 102 또는 104의 출력은 상태를 변화시킨다.

<47> 한 개 또는 두 개의 SR 래치는 그때 래치들(120/122)로의 R 입력인 한 개 또는 두 개의 OR 게이트 180 및 110으로부터의 출력에 의해 클리어(clear)되거나 “리셋(reset)” 된다. 이것은 상태, 즉 프리휠링(freewheeling) 또는 턴-오프(turn-off)에 따라 한 개 또는 두 개의 위상 스위치들 21/22 (도 3)을 연다. 위상 전류 및 자속은 그때 (만약 프리휠링 각도가 도달되고 스위치들 21/22 중 단지 한 개만 열리면) 천천히 또는 (만약 오프-각도가 도달되고 스위치들 둘다 열리면) 급속히 쇠퇴할 것이다. 리얼 타임으로 계산되거나 몇몇 알려진 형태의 메모리에 저장되어, θ_{on} , θ_{off} 및 θ_{fw} 의 값은 임계값으로 세팅된다. 이것은 각도-기반 커뮤테이션(angle-based commutation)이다.

<48> 도 5에서 설명한 바와 같이, 그러나, 위상 자속은 오프-각도가 도달되기 전에 자속 한계 Ψ_D 에 도달할 수도 있다. 이 지점에서, 두 개의 래치들(120, 122)은 즉각 리셋(reset)될 것이다. 그래서 예기된 컨덕션 각도(anticipated conduction angle)에 관계없이 위상 자속이 끌어내려 진다. 기기는 지금 그것의 피크 자속(peak flux)의 함수으로써 제어되고 있다. 자속 한계가 도달되었을 때, 대안적인 방식은 위상 스위치들 21/22 중에서 단지 하나를 연다-이것은 프리휠링을 개시시킬 것이고, 위상 자속은 그때 오프-각도가 도달될 때까지 단지 천천히 떨어질 것이다.

<49> 도 6의 시스템은 비교기들(100, 102, 104 및 106)의 입력들에 따라 싱글 펄스(single pulse) 또는 연속하는

전류 모드(continuous current modes)에서 동작될 수 있다. 각 모드에서, 시스템은 통상적인 초핑 전류 제어기(chopping current controller), 각도 제어기(angle controller) 또는 피크 자속 제어기(peak flux controller)로서 동작할 수 있다. 만들어진 토크는 Ψ_D 에 의해 부드럽게 그리고 진보적으로 제어되고 권선 저항, 공급 전압 또는 제어 각도들의 정확한 값에 덜 민감하기 때문에, 특히 연속하는 전류 모드(continuous current mode)에서, 제어기(90) 동작의 모든 이러한 모드들은 유용하다. 그것은 또한 기기의 동작 상태가 변할 지라도 싱글 펄스와 연속하는 전류 모드간의 부드럽고 연속적인 변화를 위한 수단을 제공한다.

<50> 그러나, 연속하는 전류 모드에서의 동작이 특히 그러한, 위에서 기술된 제어기의 최선의 동작은 입력 및 피드백 파라미터들의 방해(disturbance)의 부재에 종속한다. 이러한 방해들은 많은 소스들(sources)로부터 일어날 수 있다. 전기적으로 적합하지 않은 환경에서의 드라이브 동작에서는, 전기적인 노이즈(electrical noise)는 예를 들어 전류 또는 자속 측정에서 존재할 수도 있다. 낮은 관성을 가지는 드라이브에서는, 회전자는 속도 또는 방향을 갑작스럽게 변화시킬 수도 있다. “센서리스(sensorless)” 회전자 위치 감지(rotor position detection)를 가지는 드라이브에서, 그 평가는 랜덤 에러(random errors)들을 겪을 수도 있고, 제어기로 공급되는 제어 각도들에서의 지터(jitter)를 만들 수도 있다. 제어 시스템에서 디지털 회로를 사용하는 드라이브들은 양자화 효과(quantisation effects)를 겪을 수도 있다. 이들 요인들의 임의의 또는 결합은 자속 제어기(flux controller)에서의 불안정성(instability)을 이끌 수 있다.

<51> 이러한 불안정성(instability)의 예는 도 7에 보여진다. 이것은 θ_{off} 의 도달 전에 Ψ_D 에 도달한 자속을 묘사한다. 그래서 자속의 첫 번째 사이클은 자속 요구 파라미터(flux demand parameter) Ψ_D 에 의해 제어된다. 그러나, 일시적인 방해(disturbance) $\Delta\Psi$ 는 두번째 사이클 동안 Ψ_D 에서 일어나고, 증가하는 자속의 이른 종결(early termination)을 일으킨다. 자속 요구(the flux demand)가 그것의 의도된 값에 다시 저장될지라도, 자속의 그 이후 사이클들은 불안정하게 되고, 기기의 상계를 벗어난 출력(erratic output)을 이끈다. 일반적으로, 방해(disturbance)에 의해 소개된 에러는 저절로 쇠퇴하지 않을 것이기 때문에, 방해(disturbance)의 매우 작은 값들은 불안정성을 일으키기에 충분하다.

<52> (선형화된) 자속 파형의 기울기는 도 7에서 보이는 것처럼 m_u 및 m_d 로 각각 디자인된다. 기울기의 단위는 [Weber/degree]이고, 만약 다이어그램이 시간 도메인에서 그려진 거라면 [Weber/sec]이다. 기기는 일정한 속도에서 회전하기 때문에 단위는 교환할 수 있다. m_u 의 숫자상의 값은 포지티브(positive)이고 m_d 의 숫자상의 값은 네거티브(negative)이다. 선형 대수학(linear algebra)을 사용함으로써, 방해(disturbance) $\Delta\Psi$ 가 자속 파형에 끼워 넣어진다면 이 방해(disturbance)는 단지 $m_u > |m_d|$ 이면 사이클마다 쇠퇴될 것이라는 것을 보일 수 있다. 만약 이 상태가 충족되지 않으면 파형에 끼워 넣어진 임의의 에러는 사이클마다 커질 것이다. 자속 파형의 무질서한 서브-하모닉 오실레이션(chaotic sub-harmonic oscillation)의 결과를 초래한다. 당업자는 방해(disturbance)가 제어 각도 또는 측정된 자속에서 동일하게 잘 발생하는 것을 깨달을 것이다. 그러나, 방해(disturbance)의 소스에 무관하게, 자속의 기울기들은 기기 디자인 및 공급 전압에 의해 고정적이다.

<53> 불안정성(instability)의 문제는 네거티브-고잉 램프(negative-going ramp)의 형태에서 안정화 시그널(stabilisation signal)을 더함으로써 이 실시예에서 대처되고, 도 8에서 도시된 바와 같이 rpt 시그널의 주기와 동기화된다. 램프(ramp) m_{stab} 의 기울기(gradient)는 또한 각도 도메인에서 [Weber/degree] 단위를 가지고 그것의 숫자상의 값은 음(negative)이다. 선형 대수학에 의해, 아래의 식을 만족한다면, 파형에서의 에러는 영으로 쇠퇴한다.

<54>
$$m_u - m_{stab} > |m_d|$$

<55> 즉,
$$m_u - m_{stab} + m_d > 0$$

<56> 도 9는 이것이 도 6의 자속 제어기(flux controller)에서 어떻게 구현될 수 있는지를 보여주고, 참조 숫자들은 동일하게 사용된다. 도 9의 제어기(124)는 도 4에서의 자속 제어기(90)의 입력들을 가진다. 자속 요구 시그널(flux demand signal, Ψ_D)은 도 8에 도시된 네거티브-고잉 톱니 모양 파형(negative-going saw-tooth waveform) 형태이고 각 컨덕션 사이클과 일치하면서 반복되는 자속 안정화 시그널(flux stabilisation signal, Ψ_{stab})과 결합되는 가산기(adder)(126)에 공급된다. 두 시그널들을 결합하는 효과는, 시간(즉, 회전자 위치)에 독립적이고 자속 파형의 증가 및 감소 부분들 사이에서의 밸런스를 변경하는 시그널 방해들(signal disturbances) 및/또는 파라미터 변화(parameter variations)의 영향을 자동적으로 고려하는 피크 자속 요구

(peak flux demand)를 주는 것이다. 시그널을 안정화하는 이 자속을 더하는 것은 안정한 시스템을 만든다.

<57> 자속 안정화 시그널(the flux stabilisation signal, Ψ_{stab})은 자속 비교기 106의 다른 터미널에 동등하게 인가될 수 있는 것은 인식될 것이다. 즉, 자속 안정화 시그널은 요구 참조(demand reference) 대신에 자속 피드백(flux feedback)에 더해지는 것이다. 이 경우에서, 자속 안정화 파형(flux stabilisation waveform, m_{stab})에 대한 포지티브-고잉 램프(positive-going ramp)는 같은 효과를 달성하기 위해 요구될 것이다. 동등한 결과를 다시 가지면서도 (네거티브-고잉 또는 포지티브-고잉의) 적당한 램프 파형의 조합을 사용하는 다른 결합은 물론 가능하다. 자속 안정화 시그널이 선형적인 톱니 모양 파형으로써 위에서 언급되나, 자속 안정화 시그널의 다른 형태들은 각 전기 사이클 이내에서 가능하다. 예를 들어, 자속 안정화 시그널(flux stabilisation signal)의 기울기는 지수적(exponential) 또는 몇몇 다른 비선형적인 함수(non-linear function)가 아마도 될 것이다. 파형의 선택은 어플리케이션에 종속할 것이다.

<58> 큰 및/또는 높은 전압 SR 기기들에서, 저항성 및 반도체 전압 강하(semi-conductor voltage drops)는 전형적으로 DC 링크 전압(DC link voltage)과 상대적으로 작게 비교될 것이다. 자속의 기울기 m_d 는 (단위 시간마다 자속 변화의 비율의 결정짓는 요인인)전압의 높은 값 때문에 자속의 기울기 m_u 보다 단지 매우 약간 더 가파르게 될 것이다. 그래서, 이러한 상태에서, 단지 상대적으로 작은 양의 안정화는 결합된 기울기($m_u - m_{stab}$)가 m_d 의 기울기보다 더 가파르도록 보장함으로써 기기의 안정화를 위해 요구된다. 실제적으로, 이것은 측정된 자속의 증가의 비율이 떨어지는 것(fall)보다 더 크게 되도록 한다. 자속 안정화 시그널(flux stabilisation signal)을 더하는 결과는 측정된 자속이 상대적으로 빨리 그것의 임계값에 이르도록 하고, 그것에 의하여 쇠퇴하는 자속이 충분히 떨어질 시간을 남겨둔다. 이러한 방식에서, 자속 안정화 시그널의 영향은 파형에 끼워 넣어진 임의의 에러가 사이클마다 쇠퇴하는 것을 보장함으로써 실질적으로 동일하게 되는 전기 사이클(electrical cycle) 동안 위상 권선에 의해 만들어진 자속의 상승 및 하강을 유지하는 것이다.

<59> 킨덕션 사이클의 주기는 증가하는 속도를 감소시킨다는 것은 명백할 것이기 때문에 또 다른 고려는 속도 변화(speed variation)이다. 안정화의 영향을 유지하기 위해서, m_{stab} 은 속도의 적당한 함수가 될 필요가 있다.

<60> 만약 기기의 단위 저항이 높지 않다면, 주어진 기기에 대하여 요구되는 안정화의 정도는 직접적으로 요구된 자속의 레벨에 묶여져 있다. 그것에 의하여 m_u 및 m_d 사이의 더 큰 차이를 일으킨다. 실제적인 문제로서, 전형적인 기기들의 낮은 저항은, 효과적으로 기울기 m_u 및 m_d 가 로드(load)에 무관하게 실제적으로 일정하게 되도록 하기 위해 기기상의 로드가 증가하기 때문에 기울기 m_u 및 m_d 가 각기 단지 작은 양만큼 변할 것을 의미한다. 그러나, DC 링크 전압에서의 리플(ripple)은, 몇몇 경우에는, 안정화(stabilisation)에 의해 대처될 필요가 있는 불확실성(uncertainty)을 만든다. 즉, 안정화는 리플로 인한 m_u 및 m_d 에서의 혼란에 대해 준비하기 위해 증가될 필요가 있다.

<61> 예로서, 750V의 DC 링크 전압, 3V의 제어기에서 파워 반도체 스위치들(power semi-conductor switches)을 가로지르는 전압 강하, 1.7V의 다이오드 전압 강하(diode voltage drop) 그리고 5V의 권선 저항(iR) 전압 강하(winding resistance voltage drop)을 가지는 스위치드 릴럭턴스 기기를 고려해보자.

<62> 전기 사이클(electrical cycle)에서 자속을 끌어올리기 위해, 이용 가능한 전압은:

<63> $750 - (2 \times 3) - 5 = 739V$

<64> 즉, 구동되는 스위치들 및 권선을 가로지르는 전압 강하들보다 작은 공급 전압이다.

<65> 전기 사이클(electrical cycle)에서 자속을 끌어내리기 위해, 이용 가능한 전압은:

<66> $750 + (2 \times 1.7) + 5 = 758.4V$

<67> 즉, 재순환하는 다이오드들 및 권선을 가로지르는 회로에서 유도된 전압에 의해 밀어 올려진 공급 전압이다.

<68> 그때,

<69> - 자속 증가의 최대 비율은 $739/60 = 12.32$ [Weber/sec]이다.

<70> - 자속 감소의 최대 비율은 $758.4/60 = 12.64$ [Weber/sec]이다.

<71> 그래서, 안정화는 이러한 두 수치 사이의 차이, 즉 0.32 [Weber/sec]에 의한 자속 증가의 뚜렷한 비율을 밀어 올

리기에 충분한 크기가 필요하다.

- <72> 설명을 위해, 5000rpm에서 동작하고 8-극 회전자(eight-pole rotor)를 가지는 기기를 사용하면, 컨덕션 사이클(conduction cycle)의 전기적 기간은 1.5msec이다. 이로부터, m_{stab} 의 크기는 적어도 참조 값의 2%인 0.48 mWebers(= 0.32 x 0.015)만큼이 필요하다. 위에서 토의된 리플 전압과 같은, 시스템에서의 다른 혼란에 대해 준비하기 위한 크기의 양을 더 포함할 필요가 있다.
- <73> 실제적인 상황에서, 연속하는 전류 모드(continuous current mode) 동작이 요구되는 속도 범위(speed range)는 종종 꽤 제한된다. 그래서, 하나의 가능성은 속도 범위를 가로지르는 안정화의 고정된 초기 크기를 사용하는 것이다. 더 높은 속도에서, 기기의 동적인 반응은 이론적으로는 반대로 영향을 받을 것이다. 그러나 이는 많은 어플리케이션들에서 받아들일 수 없는 정도가 될 것 같다.
- <74> 안정화를 위한 가장 어려운 부분은 권선을 가로지르는 옴(ohmic)의 전압 강하가 가장 크고 결과로서 생기는 자속 파형이 비선형적으로 되는 최대 위상 전류(maximum phase current)에서 발생한다. 비선형적인 자속 증가 및 감소를 위한 이상적인 해결은, 위에서 언급한 바와 같이 위상 권선의 여자화의 반복의 기간과 일치하는 기간을 여전히 가지고 있으나 자속 파형들에 조화된 비선형적인 특징(profile)을 가지는 안정화 커브(stabilisation curve)를 가지는 것이다. 이것은 필요하다면 더 복잡한 회로 및/또는 알고리즘의 대가를 치르고 구현될 수 있다.
- <75> 자속 안정화 시그널의 본질은 기기 변화에 대한 상태를 조작하기 때문에 동적으로 변할 수 있다. 위에서 언급한 자속 제어 방식은, 특히 연속하는 전류 모드(continuous current mode)의 제어에 대해 특히 유리한, 모드에서 오직 사용되기 위해 제한되어야 한다는 것이 또한 주목되어야 한다. 그것은 더 낮은 토크 및 속도에서 불연속적인 자속 동작에 똑같이 응용될 수 있다. 그것이 연속하는 전류 모드의 제어를 위해 사용될 때, 그것은 자속 한계(flux limit)를 연속하는 전류 모드의 개시 전에 혁신적으로 처리하는 데 유익하다는 것을 깨달을 수 있다. 그래서, 불연속 및 연속적인 전류/자속 모드들 사이에서의 끊김이 없다.
- <76> 일반적으로, 개재된 실시예는 기기의 컨덕션 사이클(conduction cycle)과 주기적으로 일치하는 자속 안정화 시그널(flux stabilisation signal)을 사용한다. 자속 파형은, 한 위상에서의 자속 증가가 떨어진 자속을 변화시키는 효과적인 값이 위상 상태 사이클 동안 떨어지게 하기 위하여 자속 요구 시그널(flux demand signal) 또는 측정된 자속 시그널의 값에 덧붙여진다. 사실상, 혁신적인 자속 성장 또는 이상한 출력을 일으킬 시스템에서의 임의의 방해(disturbance)는, 컨덕션 사이클(conduction cycle)의 적절한 부분 (및 그러므로 시간의 더 큰 기간)이 스위치들의 구동에 의해 자속이 안정하게 제어되는 데 쓸모 있도록, 증가하는 자속(rising flux)을 떨어지는 자속(falling flux)으로 변화시키는 변화 값(changing value)에 의해 보상될 수 있다.
- <77> 도 8 및 도 9에 도시된 실시예는 연속적으로 이용 가능한 자속의 측정 또는 평가를 이용한다. 센서리스 위치 감지(sensorless position detection)를 가지고 동작하는 많은 시스템에서, 이 시그널은 이미 존재하고 그래서 더 나아가 자속 안정화(flux stabilisation)를 위해 사용될 수 있다. 만약, 그러나, 시스템이 진술한 물리적인 위치 트랜스듀서(physical position transducer)로부터 위치 정보를 이끌어낸다면, 자속 시그널은 이용 가능하지 않을 수도 있고 자속 안정화를 위한 특별하게 발생될 필요가 있다. 전형적으로, 이것은 위상 전압을 적분함으로써 될 것이고, 신뢰성 있는 시그널을 가져오기 위해 충분한 프로세싱 능력이 필요하다. 또 다른 실시예는, 물리적인 회전자 위치 트랜스듀서로부터의 시그널에 따라 기기(10)를 제어하기 위해 정렬될 때 도 4의 제어기(90)에서 구현된 바와 같이 도 10에서 보여진다. 이것은 요구되는 프로세싱 파워에서의 결과로서 일어나는 감소를 가진 연속하는 자속 정보(continuous flux information)에 대한 필요성을 회피한다.
- <78> 위상 자속의 연속하는 유도를 사용하기보다, 이 실시예는 특별한 순간에서 자속의 스냅샷(snapshot)을 제공하고 그때 적절한 턴-오프 시간(turn-off time)을 찾기 위해 추정한다. 도 10에서, 회전 위치 트랜스듀서(또는 몇몇 기능적으로 동등한)로부터의 시그널은 위상 권선이 t_0 에서 여자화되도록 하는데 이용될 수 있다는 것은 가정된다. 전류는 기록될 수 있고 그것의 값은 저장될 수 있고, 기기가 싱글-펄스 모드(single-pulse mod)에 있다면 그 값은 영(zero)이 되고, 기기가 연속하는 전류 모드(continuous current mode)에 있다면 영이 아니게 된다. 이 전류 및 턴-온 포인트 t_0 의 지식으로부터 자속은 기기의 자기적인 특징으로부터 결정될 수 있다. 자속의 이 값은 저장된다. 타이머(timer)는 t_0 로부터 구동되도록 세팅되고 이 실시예에 따라 수행될 수 있는 단계들의 순서는 도 11에 보여진다.
- <79> 회전자 위치 트랜스듀서에 의해 시그널링 됨에 따라 L_{min} 에 도달될 때, 전류는 다시 측정되고 자속은 다시 평

가된다. L_{min} 에서의 전류는 자속과 더불어 사실상 선형적이기 때문에, 간단한 계산은 요구된다면 이용될 수 있고, 오히려 자기적인 특징의 룩업 테이블(look-up table)을 이용할 수도 있다. 이것은 자속 값 f_{Lmin} 을 만든다. 자속 안정화 값 f_s 는 포인트 f_1 을 주기 위해 이 값에 더해진다. 포인트 f_1 를 통해 t_0 로부터 예측함으로써, 자속 요구(flux demand)와의 교차점(intersection)은 t_2 에서 결정된다. 이것은 위상에 대한 턴-오프 포인트(turn-off point)로서 취해진다.

<80> 이 실시예가 의 편리한 위치를 사용하는 한, 회전자의 임의의 다른 미리 결정된 위치는 똑 같은 효과에 사용될 수 있다. 예를 들어, 실제적인 문제로서, 동작 또는 기기 특성을 고려하기 위해 그것을 앞서게 하거나 뒤지게 함으로써 RPT를 “빗나가게(skew)” 하는 것은 때때로 필요하다. 그래서 예에 대해 RPT 출력은 L_{min} 과 같은 이벤트와 실질적으로는 일치하지 않을 수도 있다. 이것은 여전히 본 발명의 목적을 위해 편리한 미리 결정된 회전자 위치(predetermined rotor position)가 될 것이다.

<81> 자속 증가가 선형적인 상황(즉, 권선의 전압(ir)강하는 작고, 전형적으로 크고 높은-전압 기기들에 대한 경우이다.)에서, 선형적인 예측(linear extrapolation)은 적절하다. 다른 경우들에 대해서, 적절한 비선형적인 삽입 루틴(non-linear interpolation routine)은 사용될 수 있다. 예를 들어, 정사각형 삽입(quadratic interpolation)이 있다.

<82> 도 10은 도 8에 보여준 방법에 첨가된 이 방법을 보여주고, 2개의 실시예의 등가를 설명한다. 이 실시예에서, 안정화 용어(stabilisation term)는 자속 요구 시그널(flux demand signal)로부터 빠지는 것보다는 오히려 계산된 자속에 더해진다. 전술한 바와 같이, 이 실시예의 이점은 자속 평가(flux estimate)를 만들기 위해 인가된 위상 전압의 연속하는 적분을 위한 필요성의 제거이다. 단지 간단한 저장 및 계산 프로세스와 함께 하나의 타이머만 필요하다.

<83> 도 11은 이 실시예의 프로세스를 실행하기 위한 바람직한 플로우차트를 보여준다. 프로세스는 하드웨어 회전자 위치 트랜스듀서(RPT)로부터 시그널들이 본질적으로 통상적인 방식으로 공급되는 도 4에서 90도로 라벨링된 것과 같은 적절하게 프로그래밍 된 제어기 내에서 수행된다. 그 프로세스는 RPT로부터의 시그널에 따라 위상 여자화 포인트(phase energisation point) t_0 가 도달되는지를 알기 위해 테스트함으로써 스텝 110에서 시작한다. 만약 도달되지 않으면 제어가 프로세스의 시작 주위에서 루프를 돌 것이다. 만약 위상 여자화 포인트(phase energisation point) t_0 가 도달되면, 가령 도 4에서 도시된 전류 트랜스듀서(44)를 사용할지라도 스텝 112는 위상에서의 전류를 이미 샘플링한다. 그 값, 그리고 t_0 에 상응하는 회전자 각도는 자속을 평가하기 위해 사용된다. 제어기에서의 타이머 기능은 시작되고, 위상은 그것을 파워 컨버터(48)에서의 스위치들에 의해 전압 공급에 연결함으로써 여자화된다. 스텝 113에서, 하나의 테스트는, 회전자 위치 트랜스듀서(또는 등가)가 시그널링 할 때 최소 인덕턴스 위치(minimum inductance position) L_{min} 가 도달되었는지를 결정하기 위해 셋업 된다. 도달되었다면, 스텝 114에서 전류는 다시 샘플링 되어 저장되고 자속은 평가된다. 자속 안정화 용어(flux stabilisation term)는 자속 f_1 의 값을 주기 위해 또한 계산된 자속에 더해진다.

<84> 스텝 115는 t_0 에서 자속의 값 및 f_1 값을 취하고 그리고 자속이 요구된 자속 레벨에 도달할 것으로 기대되는 시간 t_2 를 찾기 위해 선택된 추정 방법에 따라 추정한다. 타이머는 계속 구동되고 스텝 116은 타이머가 t_2 에 언제 도달했는지를 결정한다. 스텝 117은 자속(그리고 그러므로 전류)이 영(zero)을 향해서 쇠퇴되도록 위상을 스위칭 오프한다. 제어는 118에서 다음 사이클을 시작하도록 루프를 돌게 된다.

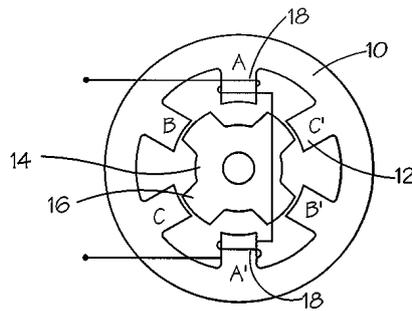
<85> 다양한 실시예에서의 발명은 다양한 타입의 전기적 스위치드 브러쉬리스 기기(electronically switched brushless machines)에 대한 자속 제어 기술을 제공하고, 그리고 특히 스위치드 릴럭턴스 기기들에 적합하다. 그것은, 자속의 참조 값이 안정한 방식에서 전기적 노이즈와 다른 방해의 존재 하에서 기기 출력을 제어하기 위해 비교될 수 있는 기기의 자기 회로에서의 자속의 리얼-타임 시그널(real-time signal)을 만든다. 개재된 실시예는 중요한 이점을 설명하고, 이러한 이 점에서, 부가적인 제어 방식은 최소한의 변경을 가지고 존재하는 SR 제어 시스템으로 합병될 수 있고, 그리고 제어 데이터의 존재하는 세트들을 재정의하는 것 없이, 연속하는 전류 모드의 타당한 아웃사이드(outside)로 남아있다. 위에서 논의된 자속 제어의 이점들은 전기 사이클마다 단지 2개의 커뮤테이션 이벤트(two commutation events per electrical cycle)(하나의 스위치-온 이벤트 및 하나의 스위치-오프 이벤트)들이-통상적인 각도 제어의 경우에서와 마찬가지로-여전히 있다는 부가적인 이점과 더불어 지금 이용 가능하다. 본 발명으로부터 벗어나는 것 없이 다양한 변경들 및 변화들이 가능하다는 것은 당업자에게 명백할 것이다. 본 발명은 따라오는 청구범위에 의해 단지 한정되어야 한다.

도면의 간단한 설명

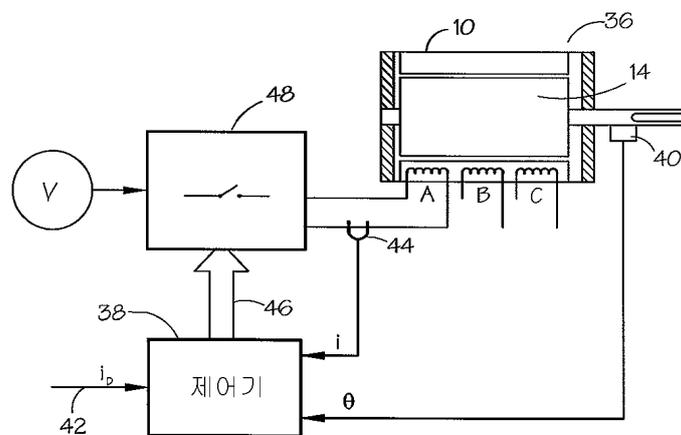
- <86> 도 1은 스위치드 릴럭턴스 기기의 도시적인 축의 크로스-섹션;
- <87> 도 2는 스위치드 릴럭턴스 기기를 위한 폐쇄 루프 전류 제어기의 도시적인 다이어그램;
- <88> 도 3은 스위치드 릴럭턴스 기기를 위한 파워 컨버터 회로;
- <89> 도 4는 여기서 기술된 일 실시예를 합병한 스위치드 릴럭턴스 드라이브 시스템의 도시적인 블록 다이어그램;
- <90> 도 5는 연속하는 전류 모드에서 기기 동작을 위한 전압 및 자속 파형을 나타내는 도면;
- <91> 도 6은 도 4의 드라이브 시스템의 부분에 대한 로직 다이어그램을 나타낸 도면;
- <92> 도 7은 연속하는 전류 모드에서 불안정한 동작에 대한 자속 다이어그램을 나타낸 도면;
- <93> 도 8은 여기서 기술된 실시예에 따른 자속 파형을 나타낸 도면;
- <94> 도 9는 여기서 기재된 일면을 수행하는 로직 다이어그램을 나타낸 도면;
- <95> 도 10은 두 번째 실시예에 대한 파형을 나타낸 도면, 및
- <96> 도 11은 도 10의 실시예를 수행하기 위한 플로우 다이어그램이다.

도면

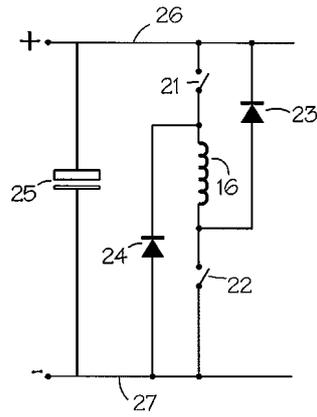
도면1



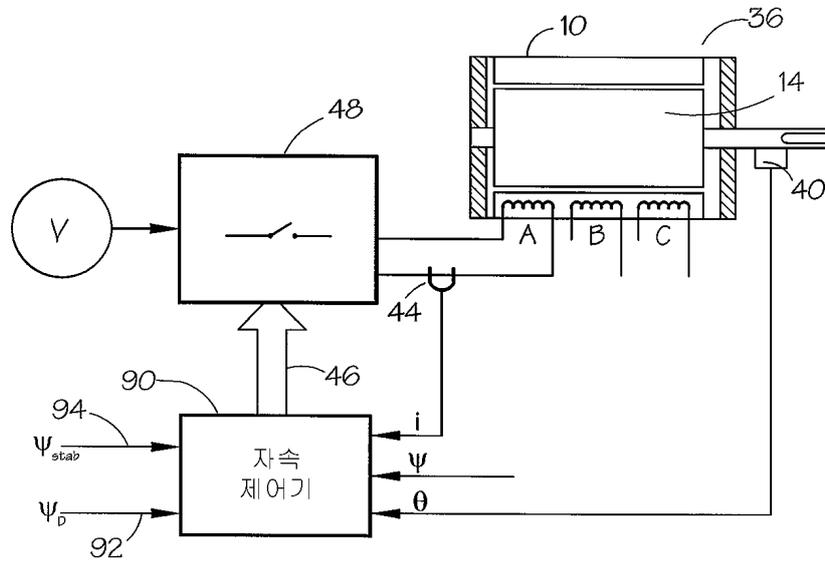
도면2



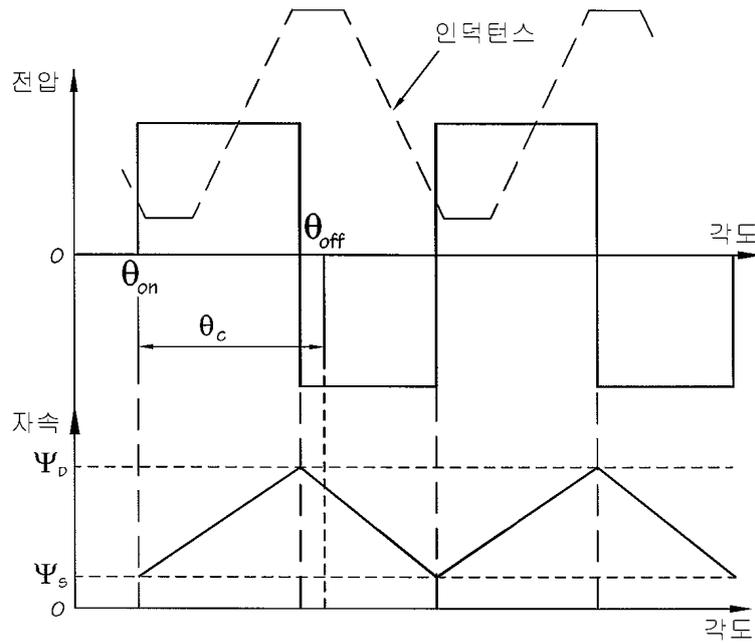
도면3



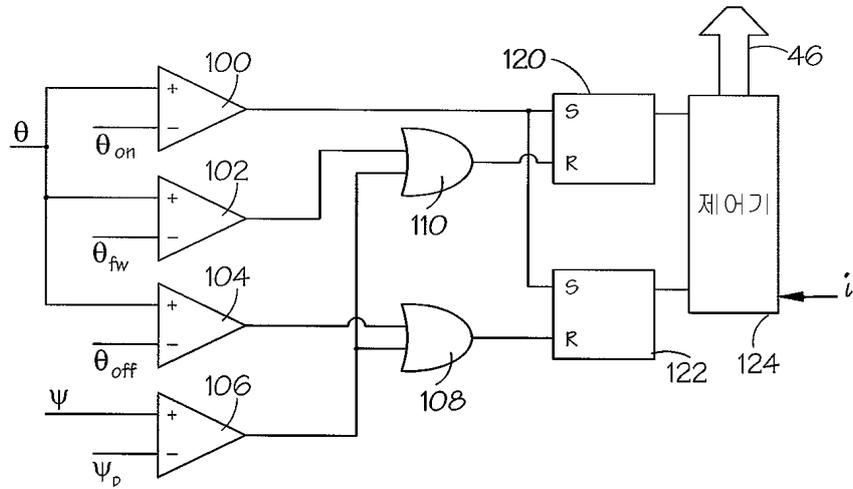
도면4



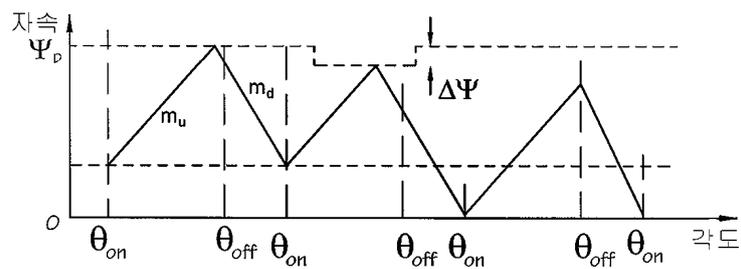
도면5



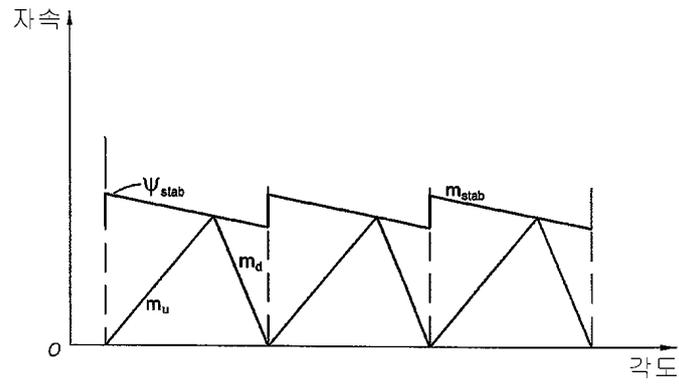
도면6



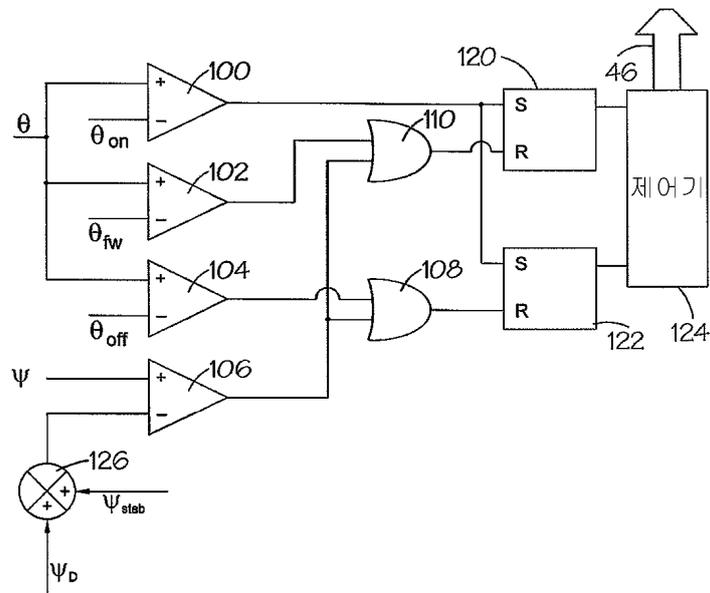
도면7



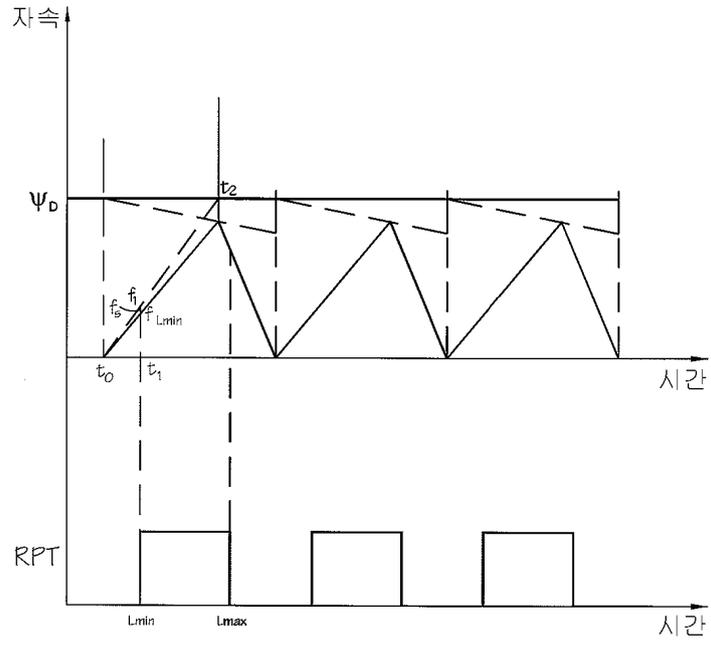
도면8



도면9



도면10



도면11

