(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년10월18일
(11) 등록번호 10-1316974
(24) 등록일자 2013년10월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 7/483 (2007.01)
(21) 출원번호 10-2012-7006710
(22) 출원일자(국제) 2009년09월15일
심사청구일자 2012년03월14일
(85) 번역문제출일자 2012년03월14일
(65) 공개번호 10-2012-0041805
(43) 공개일자 2012년05월02일
(86) 국제출원번호 PCT/EP2009/061949
(87) 국제공개번호 WO 2011/032581
국제공개일자 2011년03월24일
(56) 선행기술조사문헌
US20030062870 A1
WO2006130452 A2
US6072707 A
US6621719 B2
전체 청구항 수 : 총 30 항

(73) 특허권자
에이비비 리써치 리미티드
스위스 체하-8050 쮜리히 알폴테른슈트라쎄 44
(72) 발명자
욘손 토마스 유
스웨덴 에스-723 55 베스테로스 아스뢰그스 베그 8
헤르네포르스 렌나르트
스웨덴 에스-632 26 에스킬스투나 솜마로가탄 21
(74) 대리인
특허법인코리아나

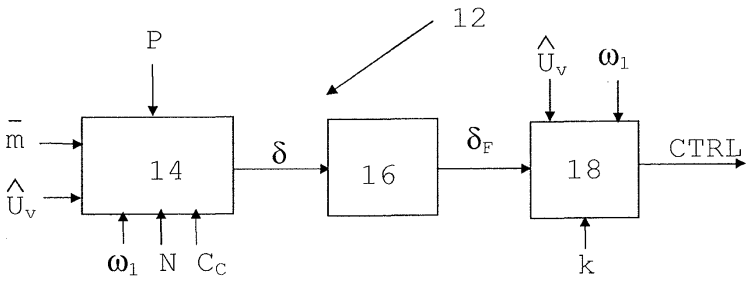
심사관 : 배진용

(54) 발명의 명칭 **기본 기준 파형으로의 제 3 고조파 콤포넌트의 추가**

(57) 요 약

본 발명은 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법, 제어 디바이스 및 컴퓨터 프로그램 제품에 관한 것이다. 본 발명은 또한 그러한 전압 소스 컨버터에 관한 것이다. 제어 디바이스 (12) 는 전압 소스 컨버터의 동작 데이터 ($\hat{U}_v$, ω_1, N, C_c, P, 공식 I) 에 기초하여 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자 (δ) 를 결정하는 조절 인자 결정 유닛 (14), 및 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하고, 홀수 고조파 콤포넌트를 조절 인자로 위상 조절된 기본 기준 파형에 추가하고, 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 전압 소스 컨버터를 제어하는 (CTRL) 제어 유닛 (18) 을 포함한다.

대 표 도 - 도5



특허청구의 범위

청구항 1

적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터 (10) 를 제어하는 방법으로서,

- 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 상기 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자 (δ) 를 결정하는 단계 (20),

- 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하는 단계 (26),

- 상기 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 추가하는 단계 (28), 및

- 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 단계 (30) 를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 동작 데이터는 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터로부터의 출력 전력을 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 출력 전력은 액티브 출력 전력 (P) 을 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 4

제 2 항에 있어서,

상기 출력 전력은 리액티브 출력 전력 (Q) 을 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 5

제 2 항에 있어서,

상기 조절 인자는 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터에 의해 설정된 상수를 갖는 출력 전력에 비례하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는 셀 특정 데이터를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 셀 기반 전압 소스 컨버터는 직렬 접속된 셀들의 적어도 하나의 브랜치를 포함하고, 각각의 셀은 AC 와 DC 사이의 변환에 사용되는 셀 커패시턴스를 갖고, 상기 상수를 획득하는 데 사용되는 상기 셀 특정 데이터는 DC 와 하나의 AC 위상 사이에서의 변환에 사용되는 상기 브랜치에서의 셀들의 개수 및 상기 셀 커패시턴스를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 8

제 7 항에 있어서,

적어도 2 개의 브랜치들 (PL1, PL2, PL3) 이 존재하고, 각각에는 포지티브 및 네거티브 아암이 제공되고, 각각은 다수 (N) 의 컨버터 셀들 을 포함하고, 상기 상수를 획득하는 데 사용되는 셀 특정 데이터는 상기 컨버터 셀들의 개수 및 해당 셀들의 셀 커패시턴스를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 9

제 7 항에 있어서,

3 개의 셀들을 갖는 하나의 브랜치가 존재하고, 각각의 셀은 각각의 AC 위상으로 접속되는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 10

제 5 항에 있어서,

상기 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는 변조 인덱스 ($\overline{m}$) 를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 11

제 5 항에 있어서,

상기 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는 상기 기본 기준 파형을 특정하는 데이터를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 기본 기준 파형을 특정하는 상기 데이터는 상기 기본 기준 파형의 진폭 ($\hat{U}_v$) 을 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 13

제 1 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하는 단계는 상기 기본 기준 파형의 극성에 관하여 반대 극성을 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트에 제공하는 단계를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 14

제 1 항에 있어서,

상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하는 단계는 상기 기본 기준 파형의 진폭의 1/6 이하의일분부 (k) 인 진폭을 고조파 콤포넌트에 제공하는 단계를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법.

청구항 15

적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터 (10) 를 제어하는 제어 디바이스 (12) 로서,

상기 셀 기반 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 상기 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자 (δ) 를 결정하도록 구성된 조절 인자 결정 유닛 (14), 및

상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하고, 상기 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 추가하고, 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하도록 (CTRL) 구성된 제어 유닛 (18) 을 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 16

제 15 항에 있어서,

상기 동작 데이터는 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터로부터의 출력 전력을 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 17

제 15 항에 있어서,

상기 제어 유닛은, 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하도록 구성되어 있을 때, 상기 기본 기준 파형의 극성에 관하여 반대 극성을 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트에 제공하도록 구성된, 제어 디바이스.

청구항 18

제 15 항에 있어서,

상기 제어 유닛은, 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하도록 구성되어 있을 때, 상기 기본 기준 파형의 진폭의 1/6 이하의 부분 (k) 인 진폭을 고조파 콤포넌트에 제공하도록 구성된, 제어 디바이스.

청구항 19

- 직렬 접속된 셀들의 적어도 하나의 브랜치 (PL1, PL2, PL3) 로서, 각각의 셀이 AC 와 DC 사이의 변환에 이용되는 셀 커패시턴스를 갖고, 각각의 브랜치는 다수의 직렬 접속된 전압 소스 컨버터 셀들 (CA1, CA2, CA3, CA4, CA5, CA6, CB1, CB2, CB3, CB4, CB5, CB6, CC1, CC2, CC3, CC4, CC5, CC6) 을 포함하고, 각각의 전압 소스 컨버터 셀은 AC 와 DC 사이의 변환에 이용되는 셀 커패시턴스를 제공하는 적어도 하나의 에너지 저장 엘리먼트 (C) 에 병렬인 적어도 하나의 스위칭 유닛 (SU1, SU2) 을 갖는, 상기 적어도 하나의 브랜치, 및

- 제어 디바이스 (12) 를 포함하고,

상기 제어 디바이스 (12) 는,

- 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자 (δ) 를 결정하도록 구성된 조절 인자 결정 유닛 (14), 및

- 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하고, 상기 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 추가하고, 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 상기 전압 소스 컨버터를 제어하도록 (CTRL) 구성된 제어 유닛 (18) 을 포함하는, 전압 소스 컨버터.

청구항 20

적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터 (10) 를 제어하는 컴퓨터 프로그램을 저장하기 위한 컴퓨터 판독가능 기록 매체로서,

상기 컴퓨터 프로그램은 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터의 또는 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터용의 제어 디바이스 (12) 로 로딩가능하고,

상기 컴퓨터 프로그램은, 제어 디바이스에서 로딩될 때, 상기 제어 디바이스로 하여금,

- 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 상기 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자 (δ) 를 결정하게 하고,

- 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하게 하고,

- 상기 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 상기 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 추가하게 하고, 그리고,

- 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 상기 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하게 하는

컴퓨터 프로그램 코드 수단을 포함하는, 컴퓨터 판독가능 기록 매체.

청구항 21

제 16 항에 있어서,

상기 출력 전력은 액티브 출력 전력 (P) 을 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 22

제 16 에 있어서,

상기 출력 전력은 리액티브 출력 전력 (Q) 을 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 23

제 16 항에 있어서,

상기 조절 인자는 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터에 의해 설정된 상수를 갖는 출력 전력에 비례하는, 제어 디바이스.

청구항 24

제 23 항에 있어서,

상기 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는 셀 특정 데이터를 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 25

제 24 항에 있어서,

상기 셀 기반 전압 소스 컨버터는 직렬 접속된 셀들의 적어도 하나의 브랜치를 포함하고, 각각의 셀은 AC 와 DC 사이의 변환에 사용되는 셀 커패시턴스를 갖고, 상기 상수를 획득하는 데 사용되는 상기 셀 특정 데이터는 DC 와 하나의 AC 위상 사이에서의 변환에 사용되는 상기 브랜치에서의 셀들의 개수 및 상기 셀 커패시턴스를 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 26

제 25 항에 있어서,

적어도 2 개의 브랜치들 (PL1, PL2, PL3) 이 존재하고, 각각에는 포지티브 및 네거티브 아암이 제공되고, 각각은 다수 (N) 의 컨버터 셀들 을 포함하고, 상기 상수를 획득하는 데 사용되는 셀 특정 데이터는 상기 컨버터 셀들의 개수 및 해당 셀들의 셀 커패시턴스를 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 27

제 25 항에 있어서,

3 개의 셀들을 갖는 하나의 브랜치가 존재하고, 각각의 셀은 각각의 AC 위상으로 접속되는, 제어 디바이스.

청구항 28

제 23 항에 있어서,

상기 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는 변조 인덱스 ($\overline{m}$) 를 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 29

제 23 항에 있어서,

상기 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는 상기 기본 기준 파형을 특정하는 데이터를 포함하는, 제어 디바이스.

청구항 30

제 29 항에 있어서,

상기 기본 기준 파형을 특정하는 상기 데이터는 상기 기본 기준 파형의 진폭 ($\hat{U}_v$) 을 포함하는, 제어 디바이스.

명 세 서

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 일반적으로 전압 소스 컨버터들에 관한 것이다. 보다 구체적으로, 본 발명은 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하기 위한 방법, 제어 디바이스 및 컴퓨터 프로그램 제품과, 그러한 전압 소스 컨버터에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 다양한 타입의 전압 소스 컨버터들이 존재하는데, 최근에 관심 대상이 된 한 가지 타입은 셀 기반 전압 소스 컨버터이다. 관심 대상인 하나의 셀 기반 전압 소스 컨버터는 소위 멀티레벨 전압 소스 컨버터이다. 이 컨버터는, 예를 들어 DE 10103031 에 개시되어 있다.

[0003] 많은 전압 소스 컨버터 애플리케이션들에 있어서, 컨버터를 제어하는 데 이용되는 기본 기준 파형에 제로 시퀀스 제 3 고조파 콤포넌트와 같은 홀수 고조파 콤포넌트를 추가하는 것은 관심 대상이다. 이것은, 사용된 변조 기준의 피크 값을 감소시켜 변조 범위의 증가, 즉 컨버터 출력 전압의 증가를 허용하는 효과를 갖는다. 많은 애플리케이션들에 있어서, 제로 시퀀스 고조파들의 추가는 해롭지 않은데, 이는 3-상 회로에서의 Y 점이 (AC 모터들에서와 같이) 종종 접지되지 않거나 또는 컨버터가 Y-Δ-접속된 트랜스포머를 거쳐서 유틸리티 그리드에 접속되기 때문이다.

[0004] JP 2008193770 는, 예를 들어 PWM 조절을 이용하여 제어되는 3-상 AC 모터를 개시하고 있다. 대칭적인 제 3 고조파는 PWM 제어에 추가되며, 이 제 3 고조파는 위상 지연에 기초하여 조절된다.

[0005] WO 01/03490 는 출력 중심점과 인공적인 주요 별점 사이에서의 접속을 갖는 3-상 정류기 시스템들의 전압 활용을 증가시키기 위한 장치를 개시하고 있다. 여기에서는, 정의된 진폭 및 위상 포지션을 갖는 제 3 고조파가 추가된다.

[0006] US 6058031 은 멀티레벨 고 전력 모터 드라이브 컨버터 및 제어 시스템을 개시하고 있다. 스위치 포지션들은 제 3 고조파 주입과 함께 피드-포워드 사인-삼각형 변조를 이용하여 선택된다.

[0007] US 2006/0279249 는 복수의 전력 셀들을 포함하는 가변 주파수 드라이브에서의 3차 고조파 주입을 개시하고 있다.

[0008] 정상적인 2-레벨 전압-소스 컨버터에 대해, 홀수 고조파 콤포넌트의 추가는 수월하고, 복잡하지 않다.

[0009] 그러나, 셀 기반 전압 소스 컨버터에 대해, 그러한 홀수 고조파들을 추가하는 것에는 몇몇 문제점들이 존재한다. 셀 전압 리플들 때문에, 생성된 변조 기준 피크는 종래의 방법으로 고조파를 추가하는 경우에는 충분히 감소하지 않을 것이다. 이것은, 제 3 고조파 추가를 갖는 무시할 수 있는 및 무시할 수 없는 셀 전압 리플들에 대한 기준 파형 각도 x 에 관하여 변조 기준 r 를 도시하고 있는 도 1 에서 알 수 있다. 도 1 에서, 무시할 수 있는 셀 전압 리플들에 대한 변조 기준은 실 곡선 (solid curve) 으로 도시되고, 무시할 수 없는 셀 전압 리플들에 대한 변조 기준은 점 곡선으로 도시된다. 알 수 있는 바와 같이, 무시할 수 없는 셀 전압 리플이 존재할 때 종래의 제 3 고조파들의 추가는 비대칭 변조 기준을 유발하고, 그에 따라, 제 3 고조파들의 추가는, 무시할 수 있는 셀 전압 리플이 존재할 때만큼이나 기준 파형에서의 피크들의 저감을 똑같이 잘 유발하지 않는다.

[0010] 따라서, 이 기술 분야에서 개선이 필요하다.

발명의 내용

과제의 해결 수단

[0011] 본 발명은 개선된 변조 범위를 획득하도록 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 것에 관한 것이다.

[0012] 본 발명의 일 목적은, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하여, 개선된 변조 범위를 제공하는 방법을 제공하는 것이다.

[0013] 이 목적은, 본 발명의 제 1 양태에 따라서, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법으로서,

[0014] - 셀 기반 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 상기 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자를 결정하는 단계,

[0015] - 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하는 단계,

[0016] - 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 상기 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 추가하는 단계, 및

[0017] - 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 단계를 포함하는, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법을 통해 달성된다.

[0018] 본 발명의 다른 목적은, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하여, 개선된 변조 범위를 제공하는 제어 디바이스를 제공하는 것이다.

[0019] 이 목적은, 본 발명의 제 2 양태에 따라서, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 제어 디바이스로서,

[0020] 셀 기반 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자를 결정하도록 구성된 조절 인자 결정 유닛, 및

[0021] 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하고, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 추가하고, 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하도록 구성된 제어 유닛을 포함하는, 제어 디바이스를 통해 달성된다.

[0022] 본 발명의 또 다른 목적은, 개선된 변조 범위를 제공하는 전압 소스 컨버터를 제공하는 것이다.

[0023] 이 목적은, 본 발명의 제 3 양태에 따라서,

[0024] - 적어도 2 개의 브랜치로서, 각각의 브랜치는 다수의 전압 소스 컨버터 셀들을 포함하고, 각각의 전압 소스 컨버터 셀은 에너지 저장 엘리먼트에 병렬인 적어도 하나의 스위칭 유닛을 갖는, 적어도 2 개의 브랜치, 및

[0025] - 제어 디바이스를 포함하고,

[0026] 상기 제어 디바이스는,

[0027] - 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자를 결정하도록 구성된 조절 인자 결정 유닛, 및

[0028] - 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하고, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 추가하고, 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하도록 구성된 제어 유닛을 포함하는, 전압 소스 컨버터에 따라서 달성된다.

[0029] 본 발명의 또 다른 목적은, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하여, 개선된 변조 범위를 제공하는 컴퓨터 프로그램 제품을 제공하는 것이다.

[0030] 이 목적은, 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트가 추가된 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 컴퓨터 프로그램 제품으로서,

[0031] 컴퓨터 프로그램은 셀 기반 전압 소스 컨버터의 또는 셀 기반 전용 소스 컨버터용의 제어 디바이스로 로딩가능하고, 컴퓨터 프로그램 수단 코드를 포함하고, 제어 디바이스에서 로딩될 때, 제어 디바이스가,

[0032] - 셀 기반 전압 소스 컨버터의 동작 데이터에 기초하여 상기 기본 기준 파형에 추가될 적어도 하나의 고조파 콤포넌트에 대한 조절 인자를 결정하게 하고,

[0033] - 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 결정하게 하고,

[0034] - 적어도 하나의 홀수 고조파 콤포넌트를 상기 조절 인자로 위상이 변이된 기본 기준 파형에 추가하게 하고, 그리고,

[0035] - 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 이용하여 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하게 하는

[0036] 컴퓨터 프로그램 코드 수단을 포함하는, 컴퓨터 프로그램 제품을 통해서 달성된다.

[0037] 본 발명은 다수의 이점들을 갖는다. 그것은 셀 기반 전압 소스 컨버터에 대해 보다 대칭적인 변조 기준을 제공한다. 이것은 변조 범위를 개선하고, AC 출력 전압의 증가 및 그에 따른 전압 소스 컨버터의 보다 효율적인 사용을 허용한다.

[0038] 동작 데이터는, 유리하게는, 액티브 출력 전력 및/또는 리액티브 출력 전력일 수도 있는, 전압 소스 컨버터로부터의 출력 전력을 포함할 수도 있다.

[0039] 조절 인자는, 유리하게는, 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터에 의해 설정된 상수를 갖는 출력 전력에 비례할 수도 있고, 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는 셀들의 개수 및 셀 커패시턴스와 같은 셀 특정 데이터를 포함할 수도 있다. 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터는, 또한 기본 기준 파형의 진폭과 같은 기본 기준 파형을 특정하는 데이터뿐 아니라 변조 인덱스를 포함할 수도 있다.

[0040] 홀수 고조파 콤포넌트는 기본 기준 파형의 극성에 대하여 반대 극성을 제공받을 수도 있다. 또한, 그것은 기본 기준 파형의 진폭의 1/6 이하의 부분인 진폭을 가질 수도 있다.

도면의 간단한 설명

[0041] 본 발명은 첨부한 도면을 참조로 이하에서 설명될 것이다.

도 1 은, 무시할 수 있는 셀-전압 리플 및 무시할 수 없는 셀-전압 리플이 존재할 때, 종래의 제 3 고조파 추가를 갖는 기본 기준 파형의 각도와 관련된 변조 기준의 다이어그램을 도시한다,

도 2 는 제 1 타입의 셀 기반 전압 소스 컨버터를 개략적으로 도시하고,

도 3 은 제 1 타입의 전압 소스 컨버터 셀의 구조를 개략적으로 도시하고,

도 4 는 제 2 타입의 전압 소스 컨버터 셀의 구조를 개략적으로 도시하고,

도 5 는 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 제어 디바이스의 블록 개략도를 도시하고,

도 6 은 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 방법에서의 다수의 방법 단계들을 포함하는 플로우차트를 개략적으로 도시하고,

도 7a 및 도 7b 는, 저항성 부하만이 존재할 때, 추가된 제 3 고조파 콤포넌트의 위상 조절을 갖는 및 갖지 않는 셀 기반 전압 소스 컨버터에 대한 기본 기준 파형 각도와 관련된 변조 기준의 다이어그램들을 개략적으로 도시하고,

도 8a 및 도 8b 는, 저항성 부하 및 리액티브 부하가 존재할 때, 추가된 제 3 고조파 콤포넌트의 위상 조절을 갖는 및 갖지 않는 셀 기반 전압 소스 컨버터에 대한 기본 기준 파형 각도와 관련된 변조 기준의 다이어그램들을 개략적으로 도시하고,

도 9 는 제 2 타입의 셀 기반 전압 소스 컨버터를 개략적으로 도시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0042] 본 발명은 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하는 데 사용되는 기본 기준 파형에 홀수 고조파들을 추가하는 것과 관련된다. 이 기본 기준 파형은, 유리하게는, 사인파형일 수도 있다.

[0043] 하기에서는, 본 발명의 바람직한 실시형태들의 상세한 설명이 제공될 것이다.

[0044] 도 2 는, 멀티레벨 전압 소스 컨버터인 제 1 타입의 셀 기반 전압 소스 컨버터 (10) 의 실시예의 개요를 서술하는 개략적인 블록도를 도시하고 있다. 여기에서, 전압 소스 컨버터 (10) 는, 이러한 타입의 컨버터에서, 직류 전류 (DC) 기기로의 접속을 위해 위상 레그들의 형태로 2 개의 DC 단자들 DC+ 와 DC- 사이에 병렬로 접속된 브랜치들의 그룹을 포함한다. 여기에 제공된 실시예에서는, 3-상 교류 전류 (AC) 기기로의 접속을 가능하게 하기 위해 3 개의 그러한 브랜치들 또는 위상 레그들 PL1, PL2, PL3 이 존재한다. 그러나, 대안으로서, 예를 들어 오로지 2 개의 위상 레그들만이 존재할 수도 있다는 것이 인식되어야 한다. 각각의 위상 레그 PL1, PL2, PL3 은 제 1 및 제 2 종단점들을 갖는다. 도 2 에 도시된 타입의 컨버터에서, 모든 위상 레그들 PL1,

PL2, PL3 의 제 1 종단점들은 제 1 DC 단자 DC+ 에 접속되고, 제 2 종단점들은 제 2 DC 단자 DC- 에 접속된다. 각각의 위상 레그는 상반부의 위상 레그 및 하반부의 위상 레그를 포함한다. 상반부는 통상적으로 포지티브 아암으로 지칭되고, 하반부는 네거티브 아암으로 지칭된다. 레그의 포지티브 아암들과 네거티브 아암들이 만나는 접합부에 3-상 접속점 AC1, AC2, AC3 이 제공된다. 여기서, 각각의 3-상 접속점 AC1, AC2, AC3 은 각각의 인덕터 LAC1, LAC2, LAC3 을 거쳐서 대응하는 위상 레그에 접속된다. 여기서, 각각의 아암은 또한 대응하는 DC 접속점 DC+ 및 DC- 에 접속된 하나의 전류 제한 인덕터 LA1, LA2, LB1, LB2, LC1 및 LC2 를 포함한다.

[0045] 전압 소스 컨버터 (12) 는 위상 레그들에서 서로 직렬로 접속된 전압 소스 컨버터 셀들을 통해 구현된다. 본 실시예에서는, 각각의 아암에 3 개의 셀들이 존재한다. 따라서, 제 1 위상 레그 PL1 의 포지티브 아암은 3 개의 셀들 CA1, CA2 및 CA3 을 포함하고, 제 1 위상 레그 PL1 의 네거티브 아암은 3 개의 셀들 CA4, CA5 및 CA6 을 포함한다. 유사한 방식으로, 제 2 위상 레그 PL2 의 포지티브 아암은 3 개의 셀들 CB1, CB2 및 CB3 을 포함하고, 제 2 위상 레그 PL2 의 네거티브 아암은 3 개의 셀들 CB4, CB5 및 CB6 을 포함한다. 마지막으로, 제 3 위상 레그 PL3 의 포지티브 아암은 3 개의 셀들 CC1, CC2 및 CC3 을 포함하고, 제 3 위상 레그 PL3 의 네거티브 아암은 3 개의 셀들 CC4, CC5 및 CC6 을 포함한다. 여기서, 번호들은 오로지 본 발명의 원리를 예시하기 위해 선택된다.

[0046] 셀들의 일반적인 구조가 간단히 설명될 것이다. 셀들은, 제어 디바이스 (12) 를 통해, AC 단자들에 전압 기여를 제공할 뿐 아니라 DC 단자들에서 DC 전위를 제공하도록 각각 구성된다. 제어 디바이스 (12) 에 의해 수행되는 이러한 제어는 도 1 에서 파선 부호의 화살표들을 통해 나타내어진다. 따라서, 제어 디바이스 (12) 는 AC 전력을 DC 전력으로 변환하거나 그 반대로 변환하기 위해 셀들을 제어한다.

[0047] 여기서, 예시적인 컨버터 (12) 는 2 개의 전력 방향들로 동작할 수도 있다. 제어는, 일반적으로, 예를 들어 기준 신호로서 삼각형 톱니파를 이용하여, PWM 변조에 기초한 공지된 방식으로 제어 디바이스 (12) 에 의해 제어 신호들을 생성하는 것과, 이러한 제어 신호들을 셀들 CA1, CA2, CA3, CA4, CA5, CA6, CB1, CB2, CB3, CB4, CB5, CB6, CC1, CC2, CC3, CC4, CC5 및 CC6 에 공급하는 것을 포함한다.

[0048] 도 3 은 셀 기반 전압 소스 컨버터에서 사용될 수도 있는 제 1 타입의 컨버터 셀 CCA 를 개략적으로 도시하고 있다. 셀 CCA 는 반-브리지 컨버터 셀이며, 제 1 그룹의 스위칭 유닛들과 병렬로 접속되는 에너지 저장 엘리먼트, 여기서는 커패시터 C 의 형태인 에너지 저장 엘리먼트를 포함한다. 제 1 그룹의 스위칭 유닛들은 서로 직렬로 접속된다. 여기서, 제 1 그룹은 2 개의 스위칭 유닛들 SU1 및 SU2 (파선 부호의 박스로 도시됨) 을 포함하며, 각각의 스위칭 유닛 SU1, SU2는, 절연된 게이트 바이폴라 트랜지스터 (IGBT) 일 수도 있는 1 차 스위칭 엘리먼트의 형태로, 일반적으로 다이오드인 역평행 제 2 정류 엘리먼트와 함께 구현될 수도 있다. 도 3 에서, 제 1 스위칭 유닛 SU1 은 제 1 트랜지스터 T1 의 형태인 스위칭 엘리먼트, 및 도면에서 상향으로 배향되어 커패시터 C 를 향하고 트랜지스터 T1 의 에미터와 콜렉터 사이에 병렬로 접속된 다이오드의 형태인 제 1 정류 엘리먼트 D1 을 포함한다. 또한, 제 1 스위칭 유닛 SU1 과 직렬로 접속되고, 정류 엘리먼트, 여기서는 제 1 다이오드와 동일한 방위를 갖고 제 2 스위칭 엘리먼트, 여기서는 제 2 트랜지스터 T2 와 병렬로 접속된 제 2 다이오드 D2 를 갖는 제 2 스위칭 유닛 SU2 도 존재한다.

[0049] 셀은 제 1 접속 단자 TE1A 및 제 2 접속 단자 TE2A 를 가지며, 이들 각각은 셀에 전압 소스 컨버터의 위상 레그로의 접속을 제공한다. 이 제 1 타입의 셀에서, 제 1 접속 단자 TE1A는, 보다 구체적으로, 위상 레그로부터 제 1 스위칭 유닛 SU1 과 제 2 스위칭 유닛 SU2 사이의 접합부로의 접속을 제공하고, 제 2 접속 단자 TE2A는 위상 레그로부터 제 2 스위칭 유닛 SU2 와 커패시터 C 사이의 접합부로의 접속을 제공한다. 따라서, 이러한 접속 단자들 TE1A 및 TE2A는 셀이 위상 레그에 접속될 수 있는 지점들을 제공한다. 따라서, 제 1 접속 단자 TE1A 의 접속은 위상 레그를 제 1 그룹의 직렬 접속된 스위칭 유닛들 중 2 개의 유닛들, 여기서는 제 1 및 제 2 스위칭 유닛들 SU1 과 SU2 사이의 접속점 또는 접합부와 연결시키며, 제 2 접속 단자 TE2A의 접속은 위상 레그를 제 1 그룹의 직렬 접속된 스위칭 유닛들과 에너지 저장 엘리먼트 사이의 접속점, 여기서는 제 2 스위칭 유닛 SU2 와 커패시터 C 사이의 접속점과 연결시킨다.

[0050] 위상 레그들에서 적절한 수의 그러한 셀들을 서로 캐스케이드 또는 직렬로 접속시키는 것을 통해 전압 소스 컨버터가 획득된다. 도 2 에 도시된 바와 같은 위상 레그의 포지티브 아암은, 예를 들어 인덕터를 거쳐서 제 1 셀의 제 1 접속 단자를 제 1 DC 단자에 접속시키는 것, 제 2 셀의 제 1 접속 단자를 제 1 셀의 제 2 접속 단자에 접속시키는 것, 및 제 3 셀의 제 1 접속 단자를 제 2 셀의 제 2 접속 단자에 접속시키는 것을 통해 획득될 수도 있다. 이후, 위상 레그의 네거티브 아암은, 제 4 셀의 제 1 접속 단자를 제 3 셀의 제 2 접속 단자에

접속시키는 것, 제 5 셀의 제 1 접속 단자를 제 4 셀의 제 2 접속 단자에 접속시키는 것, 및 제 6 셀의 제 2 접속 단자를 인덕터를 거쳐서 제 2 DC 단자에 접속시키는 것을 통해 획득될 수도 있다.

[0051] 도 4 는, 제 1 타입과 동일한 콤포넌트들을 갖고 동일한 방식으로 상호 접속된 제 2 타입의 반-브리지 컨버터 셀 CCB 를 개략적으로 도시하고 있다. 또한, 이 제 2 타입의 셀 CCB 에는, 접속 단자로서, 제 1 스위칭 유닛 SU1 과 제 2 스위칭 유닛 SU2 사이의 접속점과 브랜치 사이의 접속을 제공하는 제 2 접속 단자 TE2B 가 존재한다. 그러나, 제 1 타입의 셀과는 반대로, 여기서 제 1 접속 단자 TE1B 는 제 1 스위칭 유닛 SU1 과 커패시터 C 사이의 접합부와 브랜치 사이의 접속을 제공한다. 이것들은 단지 셀들 상에서의 일부 실시예들에 불과하다. 훨씬 더 간단한 셀들을 사용하는 것이 가능할 수도 있다는 것이 인식되어야 한다. 각각의 셀은 에너지 저장 엘리먼트와 병렬로 하나의 스위칭 유닛으로서 제공될 수도 있다. 또한, 전-브리지 셀들과 같은 보다 복잡한 셀들을 갖는 것도 가능하다.

[0052] 도 5 는 본 발명의 원리들에 따른 제어 디바이스 (12) 의 개략적인 블록도를 도시하고 있다. 제어 디바이스 (12) 는, 본 발명의 일 실시형태에서, 출력 유효 전력 P, 즉 전압 소스 컨버터에 의해 출력된 유효 전력인 출력 전력의 형태의 측정된 신호들, 기본 기준 파형 각주파수 ω_1, 즉 AC 시스템 각주파수의 형태의 기본 시스템 상수들, 위상 레그들의 각각의 아암에서의 셀들의 개수 N, 및 셀 커패시터 C_C, 즉 도 3 및 도 4 의 커패시터들의 커패시턴스를 수신하는 조절 인자 결정 유닛 (14) 을 포함한다. 이 유닛 (14) 은 또한 변조 인덱스 $\overline{m}$, 및 전압 소스 컨버터의 AC 단자들에서 제공된 AC 전압의 진폭일 수도 있는 기본 기준 파형 진폭 $\hat{U}_v$ 을 포함하는 내부적으로 생성된 신호들도 수신한다. 조절 인자 결정 유닛 (14) 은 저역 필터 (16) 에 전달되는 조절 인자 δ 를 생성하고, 이어서 저역 필터 (16) 는 제어 유닛 (18) 에 제공되는 저역 필터링된 조절 인자 δ_F 를 생성한다. 제어 유닛 (18) 은 또한 기본 기준 파형 진폭 $\hat{U}_v$, 각주파수 ω_1, 및 홀수 고조파 상대적 진폭 k 를 수신한다. 상대적 진폭은 기본 기준 파형 진폭의 일부로서 형성된다. 제어 유닛 (18) 은 전압 소스 컨버터를 제어하는 데 사용되는 제어 신호 CTRL 을 생성하는 PWM (Pulse Width Modulation) 제어기를 구현한다.

[0053] 이제, 본 발명의 기능이 더 상세히 설명될 것이다.

[0054] 전술된 바와 같이, 컨버터가, 추가된 고조파 콤포넌트를 갖는 기본 기준 파형을 닮은 AC 측 상의 출력 신호를 생성하도록 하기 위해서 홀수 고조파 콤포넌트를 기본 기준 파형에 추가시키는 것은 관심 대상이다. 기본 기준 파형은, 유리하게는, 사인파형이다. 이러한 추가는, 변조 기준의 피크 값을 감소시켜, 변조 범위의 증가, 즉 컨버터 출력 전압의 증가를 허용하는 효과를 갖는다. 추가된 대부분의 공통 고조파는 기본 기준 파형의 극성 또는 부호에 관하여 반대 극성 또는 반대 부호를 갖는 제로 시퀀스 제 3 고조파 (zero-sequence third harmonic) 이다. 또한, 3 의 배수인 (역시 제로 시퀀스이기도 한) 상위 홀수 고조파들을 추가하는 것도 가능하다. 그러나, 제 3 고조파가 최고 영향력을 갖는다.

[0055] 표준 2-레벨 전압-소스 컨버터에 대해, 유리하게는 출력 전압 기준인 컨버터 기본 기준 파형 u_v^{ref} 은, 이상적으로는,

[0056] $$u_v^{\mathrm{ref}} = \hat{U}_v \cos\omega_1 t \qquad (1)$$

[0057] 에 의해 제공된 3 개의 위상들 중 하나에 대한 것이고(간소성을 위해, 명시적인 위상 표기는 사용되지 않음), 여기서 ω_1 은 기본 각주파수이고, $\hat{U}_v$ 는 기본 기준 파형 진폭 또는 출력 AC 전압 진폭이고, 이후에 최적의 제 3 고조파 추가는 - 기본 기준 파형의 피크 값이 가능한 한 많이 감소한다는 관점에서 -

$$u_v^{\mathrm{ref}} = \hat{U}_v\left(\cos\omega_1 t - \frac{1}{6}\cos 3\omega_1 t\right) \qquad (2)$$

[0058]

[0059] 이다.

[0060] 제어 유닛에 의해 구현된 펄스-폭 변조기에 대한 무한 변조 기준 r 은 직류 전압 u_d 에 의한 분할에 의해, 즉 $r = u_v^{\mathrm{ref}} / u_d$ 로서 획득된다. 직류 전압이 거의 일정한 2-레벨 컨버터에 대해 수학식 (2) 가 최적이라는

것은 용이하게 나타내어질 수 있고, 본 분야에 주지되어 있다. 그러나, 셀 기반 컨버터에 대해, 이것은 반드시 최적의 추가인 것은 아닌데, 이는 합산 셀-전압 리플이 왜곡된 출력 전압을 얻지 않도록 하기 위해 보상되어야 하기 때문이다. 이 보상은 변조 기준의 보다 정교한 선택에 의해 이루어진다. 그 대신, 변조 기준은,

$$r = \frac{u_v^{\mathrm{ref}} + \frac{1}{4}(u_{cp} - u_{cn})}{\frac{1}{4}(u_{cp} + u_{cn})} \qquad (3)$$

[0061]

[0062] 와 같이 선택될 수도 있는데, 여기서 u_{cp} 및 u_{cn} 은 각각 포지티브 아암 및 네거티브 아암에 대한 합산 셀 전압이다. 이러한 합산 셀 전압들 양자 모두는 평균 값 $2u_d$ 을 갖지만, 통상적으로는 무시할 수 없는 중첩된 리플들을 갖는다. 이것은 r 의 파형의 비대칭성을 유발하고, 그에 의해, 도 1 에서 알 수 있는 바와 같이, 수학식 (2) 가 사용되면, 증가한 피크 값을 유발한다. 명백히, 이것은 변조 범위를 감소시키고, 그 결과, 최대의 획득가능한 컨버터 출력 전압을 감소시킨다.

[0063] 피크 값을 가능한 한 많이 감소시키기 위해, 변조 기준의 대칭성이 복구되어야 한다는 것은 분명하다. 변형된 제 3 고조파 추가에 의한 이러한 복구가 본 발명의 목적이다.

[0064] 변형된 제 3 고주파 추가를 통해 개선이 획득 가능하다는 것을 보이기 위해, 수학식 (2) 에서 개요가 서술된 제안된 변조-기준 선택이 고려된다. 변조 기준의 다른 선택들에 대해서도 유사한 결과가 획득될 수 있다.

$$u_v^{\mathrm{ref}} = \hat{U}_v[\cos x - k\cos(3x + \delta)] \qquad (4)$$

[0065]

[0066] 이고, $x=\omega_1 t$ 인 것이 상정되면, k 는 고조파 콤포넌트의 (기본 기준 파형 진폭에 관하여) 상대적 진폭이고, δ 는 기본 기준 파형 위상과 관련되는 고조파 콤포넌트의 위상의 조절 인자이다. 하기에서는, k 및 δ 의 최적 값들, 즉 변조 기준의 대칭화를 통해 피크 값을 최소화시키는 것들의 위치가 파악된다.

[0067] 수월하지만 지루한 분석은 차이 및 합산 셀-전압 리플들이

$$\begin{aligned} u_{cp} - u_{cn} &= A_1 \sin(x + \psi_1) \\ u_{cp} + u_{cn} &= -A_2 \sin(2x + \psi_2) \end{aligned} \qquad (5)$$

[0068]

[0069] 에 의해 제공되는 것이고, 여기서

$$A_{1,2} = \frac{NS_{1,2}}{\omega_1 C_c u_d} \qquad (6)$$

[0070]

[0071] 및

$$S_1 = \frac{\operatorname{sgn} P}{3\overline{m}}\sqrt{\left(1 - \frac{\overline{m}^2}{2}\right)^2 P^2 + Q^2} \qquad \psi_1 = -\arctan\frac{Q}{\left(1 - \frac{\overline{m}^2}{2}\right)P} \qquad (7)$$

$$S_2 = \frac{\operatorname{sgn} P}{2}\sqrt{\left(\frac{P}{7}\right)^2 + \left(\frac{Q}{5}\right)^2} \qquad \psi_2 = -\arctan\frac{7Q}{5P}$$

[0072]

[0073] 이다.

[0074] 이러한 수학식들에서, N 은 또한 컨버터의 위상 아암 당 셀들의 개수이고, C_C 는 각각의 셀에서의 총 커패시턴스이고, u_d 는 극-중성 직류 전압 (Pole-to-neutral direct voltage), 즉 전압 소스 컨버터의 접지와 제 1 AC 단자 사이의 전압이고, P 는 총 액티브 출력 전력이고, Q 는 총 리액티브 출력 전력이고, $\overline{m}$ 은 변조 인덱스이다.

[0075] 또한, 변조 인덱스는 $\overline{m} = \hat{U}_v / u_d$ 로서 정의된다.

[0076] 따라서,

$$r = \frac{\hat{U}_v[\cos x - k\cos(3x-\delta)] + \frac{A_1}{4}\sin(x+\psi_1)}{u_d - \frac{A_2}{4}\sin(2x+\psi_2)} \quad (8)$$

[0077]

[0078] 수학식 (8) 의 분모의 매클로린 급수 (MacLaurin series) 확장은

$$r = \frac{\hat{U}_v[\cos x - k\cos(3x-\delta)] + \frac{A_1}{4}\sin(x+\psi_1)}{u_d}\left[1 + \frac{A_2}{4u_d}\sin(2x+\psi_2)\right] \quad (9)$$

[0079]

[0080] 를 안출한다.

[0081] 분석 공식들의 도출을 용이하게 하기 위해서는, $Q = 0 \Rightarrow \psi_1 = \psi_2 = 0$ 를 상정하는 것이 필요한데, 그렇지 않은 경우, 극히 복잡한 수학식들이 발생할 것이다. 따라서,

$$r = \frac{\hat{U}_v[\cos x - k\cos(3x-\delta)] + \frac{A_1}{4}\sin x}{u_d}\left(1 + \frac{A_2}{4u_d}\sin 2x\right) \quad (10)$$

[0082]

[0083] 이러한 표현식의 확장은, 그것이 기본 주파수의 1, 3 및 5 배의 콤포넌트들을 포함한다는 것을 보여준다. 기본 주파수에서의 콤포넌트는

$$r_1 = \left(\frac{\hat{U}_v}{u_d} + \frac{A_1A_2 + 4k\hat{U}_vA_2\sin\delta}{32u_d^2}\right)\cos x + \frac{2A_1u_d + (1+k\cos\delta)A_2\hat{U}_v}{8u_d^2}\sin x \quad (11)$$

[0084]

[0085] 에 의해 제공된다.

[0086] 통상, A_1A_2 에 비례하는 항들이 무시되게 하는 $A_{1,2} << \{\hat{U}_v, u_d\}$ 가 용이하게 검증된다. 또한, 획득될 최적의 값 δ 이 작아서, $\cos\delta \approx 1$ 및 $\sin\delta \approx 0$ 이 될 것으로 상정하는 것이 합당하다. 이것은

$$\begin{aligned} r_1 &\approx \frac{\hat{U}_v}{u_d}\cos x + \frac{2A_1u_d + (1+k)A_2\hat{U}_v}{8u_d^2}\sin x \\ &= \frac{\hat{U}_v}{u_d}\left(\cos x + \frac{2A_1u_d + (1+k)A_2\hat{U}_v}{8u_d\hat{U}_v}\sin x\right) \\ &\approx \frac{\hat{U}_v}{u_d}\cos\left(x - \frac{2A_1u_d + (1+k)A_2\hat{U}_v}{8u_d\hat{U}_v}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

[0087]

[0088] 으로 된다.

[0089] 기본 주파수의 3 배의 콤포넌트는

$$
\begin{aligned}
r_3 &= -\frac{k\hat{U}_v}{u_d}\cos(3x+\delta) - \frac{A_1A_2}{32u_d^2}\cos 3x + \frac{A_2\hat{U}_v}{8u_d^2}\sin 3x \\
&\approx -\frac{k\hat{U}_v}{u_d}\cos(3x+\delta) + \frac{A_2\hat{U}_v}{8u_d^2}\sin 3x \\
&= -\frac{k\hat{U}_v}{u_d}\left(\cos(3x+\delta) - \frac{A_2}{8ku_d}\sin 3x\right) \\
&\approx -\frac{k\hat{U}_v}{u_d}\cos\left(3x+\delta+\frac{A_2}{8ku_d}\right) = -\frac{k\hat{U}_v}{u_d}\cos 3\left(x+\frac{\delta}{3}+\frac{A_2}{24ku_d}\right)
\end{aligned}
\tag{13}
$$

[0090]

[0091] 에 의해 제공되고, 여기서, 상기 근사치들과 유사한 근사치들이 생성되었다. 2 개의 콤포넌트들에 대한 표현식들의 추가는

$$
r \approx \frac{\hat{U}_v}{u_d}\left[\cos\left(x - \frac{2A_1u_d + (1+k)A_2\hat{U}_v}{8u_d\hat{U}_v}\right) - k\cos 3\left(x+\frac{\delta}{3}+\frac{A_2}{24ku_d}\right)\right] \tag{14}
$$

[0092]

[0093] 으로 된다.

[0094] 수학식 (4) 에 대한 이 관계의 비교는 다음의 사항을 드러낸다:

[0095] 2 개의 콤포넌트들의 진폭들은 양쪽 수학식들에서 동일하다. 그러나, 수학식 (14) 의 2 개의 콤포넌트들의 위상 변이들은 수학식 (4) 의 것들과는 상이하다.

[0096] 이로부터, 수학식 (14) 의 δ이 선택되어 양측 콤포넌트들의 위상 변이들이 동일하게 되면, δ=0 에 대하여, 수학식 (14) 의 파형은 수학식 (4) 의 것과 동일하게 된다는 결론을 내릴 수 있다. 그 결과, 상대적 고조파 진폭 k=1/6 은 여전히 최적의 선택이지만, 그 반면에, 최적의 위상 조절치 δ 는 위상 변이들을 동일시함으로써, 즉

$$
\begin{aligned}
&\frac{\delta}{3} + \frac{A_2}{24ku_d} = -\frac{2A_1u_d + (1+k)A_2\hat{U}_v}{8u_d\hat{U}_v} \Rightarrow \\
&\qquad \delta = -3\frac{2A_1u_d + (1+k)A_2\hat{U}_v}{8u_d\hat{U}_v} - \frac{A_2}{8ku_d} \\
&\qquad = -\frac{3N}{8\omega_1C_cu_d^2\hat{U}_v}\left[2S_1u_d + (1+k)S_2\hat{U}_v\right] - \frac{NS_2}{8k\omega_1C_cu_d^2}
\end{aligned}
\tag{15}
$$

[0097]

[0098] 에 의해 구할 수 있다.

[0099] Q=0 이 상정되었으므로, $S_{1,2}$ 가 제로 리액티브 전력에 대해 계산되어,

$$
\begin{aligned}
\delta &= -\frac{3N}{8\omega_1C_cu_d^2\hat{U}_v}\left(2\frac{1-\overline{m}^2/2}{3\overline{m}}u_d + \frac{7}{6}\frac{1}{14}\hat{U}_v\right)P - \frac{3NP}{56\omega_1C_cu_d^2} \\
&= -\frac{3N}{8\omega_1C_cu_d\hat{U}_v}\left(2\frac{1-\overline{m}^2/2}{3\overline{m}} + \frac{\overline{m}^2}{12}\right)P - \frac{3\overline{m}^2NP}{56\omega_1C_c\hat{U}_v^2} \\
&= -\frac{NP}{4\omega_1C_c\hat{U}_v^2}\left(1 - \frac{9\overline{m}^2}{56}\right)
\end{aligned}
\tag{16}
$$

[0100]

[0101] 을 제공한다.

[0102] 수학식 (16) 으로부터 알 수 있는 바와 같이, 조절 인자 δ 는 위상 아암에서의 셀들의 개수 N, 셀 커패시터,

C_C, 기본 기준 파형 각주파수 ω_1 및 진폭 $\hat{U}_v$, 변조 인덱스 $\overline{m}$ 및 상기의 모든 전력 및 여기서는 액티브 출력 전력 P 의 형태인 컨버터의 동작 데이터에 대해 의존성을 갖는다. 여기서는, 변조 인덱스 $\overline{m}$ 의 영향이 고려되지 않으며, 이 경우에 조절 인자는

[0103]
$$\delta = -\frac{NP}{4\omega_1 C_c \hat{U}_v^2} \qquad (17)$$

[0104] 로서 단순화될 수 있다는 것이 가능하다.

[0105] 이것은, 조절 인자 δ 가 다른 전압 소스 컨버터 동작 데이터에 의해 설정된 상수를 갖는 출력 전력 P 에 비례한다는 것을 의미한다. 여기서, 상수는 컨버터에서, 즉 아암들에서 셀들의 개수와 셀 커패시턴스 사이의 관계를 정의하는 셀 특정 데이터 및 기본 기준 파형 각주파수 및 진폭의 형태로 기본 기준 파형을 특정하는 데이터에 기초한다.

[0106] 이제, 그러한 조절 인자의 적용이 도 2, 도 3, 도 5 및 도 6 을 참조하여 설명될 것이며, 여기서, 도 6 은, 셀 기반 전압 소스 컨버터를 제어하고 본 발명의 제어 디바이스에서 수행되고 있는 방법의 다수의 방법 단계들을 포함한 플로우차트를 도시하고 있다.

[0107] 방법은 조절 인자 결정 유닛 (14) 이 전압 소스 컨버터 (10) 의 동작 데이터, 즉 액티브 출력 전력 P 의 측정된 값, 기본 시스템 상수들, 기본 기준 파형 각주파수 ω_1, 위상 아암 셀 개수 N 및 셀 커패시턴스 C_C, 및 내부적으로 생성된 신호들의 변조 인덱스 $\overline{m}$ 및 기본 기준 파형 진폭 $\hat{U}_v$을 획득하는 것에 의해 시작된다. 기본 기준 파형 진폭 $\hat{U}_v$ 은 출력 AC 전압 진폭의 진폭으로서 측정될 수 있기 때문에, 대안으로, 측정된 값으로 간주될 수도 있다. 이 동작 데이터에 기초하여, 조절 인자 결정 유닛 (14) 이 조절 인자 δ 를 결정한다 (단계 20). 여기서는, 수학식 (16) 뿐 아니라 수학식 (17) 을 적용할 수도 있다. 이후, 결정된 조절 인자 δ 는, 이후에 제어 유닛 (18) 으로 전달되는 저역 필터링된 조절 인자 δ_F 를 획득하기 위해 조절 인자를 저역 필터링하는 저역 필터 (16) 에 제공된다 (단계 22). 이후, 제어 유닛 (18) 은 그와 같이 공지된 방식으로 기본 기준 파형을 제공한다 (단계 24). 그 후, 제어 유닛 (18) 은 기본 기준 파형 각주파수 ω_1 및 진폭 $\hat{U}_v$ 과, 1/6 으로 설정될 수도 있는 상대적 고조파 진폭 k 에 기초하여 제 3 고조파 콤포넌트를 결정한다 (단계 26). 여기에서, 고조파 콤포넌트는, 기본 기준 파형의 극성에 관하여 반대 극성을 갖는데, 다시 말해, 기본 기준 파형에 관하여 반대 부호를 갖는다. 그 후, 제 3 고조파 콤포넌트의 위상은 조절 인자 δ_F 로 위상 변이된다. 이후, 위상 변이된 제 3 고조파 콤포넌트는 기본 기준 파형에 추가되어, 상기 수학식 (4) 에 따라 제공되는 실제 기준 파형을 형성한다 (단계 28). 이후, 제어 유닛 (18) 은, PWM 을 이용하여, 전압 소스 컨버터를 제어하는 데 사용되는 제어 신호 CTRL 을 생성한다 (단계 30). 보다 구체적으로, 제어 신호 CTRL 은 전압 소스 컨버터 (10) 의 셀들로 하여금 AC 단자들 상에 실제 기준 파형, 즉 위상 조절된 추가된 제 3 고조파들을 갖는 실제 기준의 파형을 재생성하게 한다. 여기서, 셀들은 전압 기여를 제공하도록 각각 제어되며, 여기서 시간에 따른 전압 기여들의 합산은 파형을 제공한다.

[0108] 이 방법으로, 개선된 효율성이 획득될 수도 있다. 이것은 도 7a 및 도 7b 에 예시되어 있다. 도 7a 는 u_d = 150 kV 및 350 MVA 의 정격 전력을 갖는 셀 기반 전압 소스 컨버터에 대해 변조 기준 r 과 라디안 단위의 기준 파형 각도 사이의 관계를 도시하고 있다. 여기서, 어떠한 위상 조절도 갖지 않는 경우 (실 곡선) 및 수학식 (14) 에 따라서 설정된 위상 조절 δ 를 갖는 경우 (점 곡선) 에 205 kV 의 최대 AC 전압에서는 P=300 MW 의 저항성 부하 및 Q=0 의 리액티브 부하가 존재한다. 도 7b 는 동일한 관계이지만 212 kV 의 최대 AC 전압에 대한 것을 도시하고 있다. 도 7a 로부터, δ=0 에 대해, 즉 표준 제 3 고조파 추가에 대해, 실 곡선이 1 의 피크 값을 갖게 되므로, 최대 획득가능 전압은 205 kV 라는 것을 알 수 있다. 획득된 선택 (14) 을 이용하면, 피크는, 점 곡선이 나타내는 바와 같이 0.97 로 감소한다. 이것은, 도 7b 에 도시된 바와 같이, 이 전압에 대해, 점 곡선의 피크가 1 에 도달하기 때문에, 212 kV 로의 전압 증가 - 7 kV 의 증가량 - 을 허용한다.

[0109] 도 7a 및 도 7b 의 실시예는 순수 저항성 부하, 즉 Q=0 을 갖는다. 리액티브 부하가 도입되는 경우, u_d=150

kV 및 350 MVA 의 정격 전압을 갖는 셀 기반 전압 소스 컨버터에 대해, 변조 기준 r 과 기준 파형 각도 사이의 관계를 나타내는 도 8a 및 도 8b 에서 알 수 있는 바와 같이, 유사한 결과들이 획득된다. 여기서, 부하는, 각각, 조절 인자 0 을 갖고 수학식 (14) 에 따라서 설정된 199 kV 의 최대 AC 전압 및 조절 인자 0 을 갖고 수학식 (14) 에 따라서 설정된 206 kV 의 최대 AC 전압에서 P=300 MW 및 Q=100 MVA 이다. 여기서 알 수 있는 바와 같이, 7 kV 의 획득가능한 전압 증가를 갖는 유사한 결과들이 획득된다.

[0110] 따라서, 본 발명을 통해, 셀 기반 전압 소스 컨버터에 대해 보다 대칭적인 변조 기준이 제공된다. 이것은 변조 범위를 개선하고, AC 출력 전압의 증가 및 그에 따른 전압 소스 컨버터의 보다 효율적인 사용을 허용한다.

[0111] 상기에서는 멀티레벨 전압 소스 컨버터에 관하여 설명되었다. 이 컨버터는 다수의 방법들로 변형될 수도 있다. 예를 들어, 아암의 셀들과 DC 단자 사이에 놓이는 인덕터들을 이동시켜, 그들이 대신에 AC 단자에 접속되게 하거나, 또는 오히려 각각의 그러한 위상 아암 인덕터가 AC 단자로의 접속에 제공된 인덕터를 갖는 아암의 셀들을 상호 접속시킬 수 있게 하는 것이 가능하다. 또한, 여기서는, 위상 레그의 포지티브 및 네거티브 아암들의 인덕턴스들이 중앙 단자에 제공되는 것도 가능하다. 이후, 이러한 2 개의 중앙 단자들은 필터를 형성하기 위해 커패시터를 거쳐서 서로 접속될 수도 있다.

[0112] 본 발명은, 사실상, 멀티레벨 전압 소스 컨버터들로 제한되지 않는다. 또한, 본 발명이 구현될 수도 있는 제 2 타입의 셀 기반 전압 소스 컨버터가 도 9 에 개략적으로 도시되어 있다.

[0113] 도 9 의 전압 소스 컨버터는 2 개의 DC 단자들 DC+ 와 DC- 사이에 접속된 셀들의 하나의 브랜치만을 포함한다. 이 브랜치와 병렬로, 2 개의 커패시터들 C1 및 C2 가 접속되며, 이들 커패시터들 사이의 중간 지점은 접지된다. 이 컨버터에서, 셀들은 제 3 타입의 CCC 이다. 이 제 3 타입에는, 제 1 및 제 2 타입의 셀들에서와 동일한 방법으로 커패시터들의 형태인 에너지 저장 엘리먼트들에 병렬인 2 개의 직렬 스위칭 유닛들이 존재한다. 그러나, 여기서는 각각의 셀에 2 개의 커패시터들이 존재한다. 이러한 타입의 셀의 접속 단자들 중 하나의 단자는 제 1 타입 및 제 2 타입의 셀들에서와 같은 2 개의 스위칭 유닛들 사이에 제공된다. 그러나, 여기서, 다른 접속 단자는 2 개의 커패시터들 사이의 접속점에 제공된다.

[0114] 이것은, 단일 브랜치에 있어서, 제 1 트랜지스터 다이오드 쌍 T11 및 D11 의 형태인 제 1 스위칭 유닛 및 그 뒤에 제 2 트랜지스터 다이오드 쌍 T12 및 D12 의 형태인 제 2 스위칭 유닛을 갖는 제 1 셀 CCC1 이 2 개의 직렬 접속된 커패시터들 C11 및 C12 에 병렬로 존재한다. 여기서, 2 개의 스위칭 유닛들 사이의 접속점은 제 1 인덕터 LAC1 을 거쳐서 제 1 트랜스포머 TR1 의 제 2 권선의 제 1 단부에 접속되고, 2 개의 커패시터들 C11 및 C12 사이의 접속점은 제 1 트랜스포머 TR1 의 제 2 권선의 제 2 단부에 접속된다. 또한, 여기에서는, 이 제 2 권선의 2 개의 단부들 사이에 접속되는 제 1 AC 필터 F1 이 존재한다. 제 1 트랜스포머 TR1 은 1 차 권선을 가지며, 이 1 차 권선의 제 1 단부에는 컨버터의 제 1 AC 단자 AC1 이 제공된다.

[0115] 동일한 방법으로, 브랜치에서, 제 1 셀 다음에는 제 1 트랜지스터 다이오드 쌍 T21 및 D21 의 형태인 제 1 스위칭 유닛 및 그 뒤에 제 2 트랜지스터 다이오드 쌍 T22 및 D22 의 형태인 제 2 스위칭 유닛을 갖는 제 2 셀 CCC2 가 2 개의 직렬 접속된 커패시터들 C21 및 C22 에 병렬로 온다. 2 개의 스위칭 유닛들 사이의 접속점은 제 2 인덕터 LAC2 를 거쳐서 제 2 트랜스포머 TR2 의 제 2 권선의 제 1 단부에 접속되고, 2 개의 커패시터들 C21 과 C22 사이의 접속점은 제 2 트랜스포머 TR2 의 제 2 권선의 제 2 단부에 접속된다. 또한, 여기에서는, 이 제 2 권선의 2 개의 단부들 사이에 접속되는 제 2 AC 필터 F2 가 존재한다. 제 2 트랜스포머 TR2 는 1 차 권선을 가지며, 이 1 차 권선의 제 1 단부에는 컨버터의 제 2 AC 단자가 제공된다.

[0116] 마지막으로, 브랜치에는, 제 1 트랜지스터 다이오드 쌍 T31 및 D31 의 형태인 제 1 스위칭 유닛 및 그 뒤에 제 2 트랜지스터 다이오드 쌍 T32 및 D32 의 형태인 제 2 스위칭 유닛이 오는 제 3 셀 CCC3 이 2 개의 직렬 접속된 커패시터들 C31 및 C32 에 병렬로 존재한다. 2 개의 스위칭 유닛들 사이의 접속점은 제 3 인덕터 LAC3 을 거쳐서 제 3 트랜스포머 TR3 의 제 2 권선의 제 1 단부에 접속되고, 2 개의 커패시터들 C31 및 C32 사이의 접속점은 제 3 트랜스포머 TR3 의 제 2 권선의 제 2 단부에 접속된다. 또한, 여기에서는, 이 제 2 권선의 2 개의 단부들 사이에 접속되는 제 3 AC 필터 F3 가 존재한다. 제 3 트랜스포머 TR3 은 1 차 권선을 가지며, 이 1 차 권선의 제 1 단부에는 컨버터의 제 3 AC 단자 AC3 이 제공된다.

[0117] 마지막으로, 3 개의 트랜스포머들 TR1, TR2 및 TR3 모두의 1 차 권선들의 제 2 단부들은 AC 단자들 AC1, AC2 및 AC3 을 거쳐서 3-상 AC 시스템에 접속되도록 Y-접속들을 형성하는 것을 통해 서로 접속된다.

[0118] 이 타입의 컨버터에서, 제 1 셀은 제 1 AC 위상에 관련된 변환에 사용되고, 제 2 셀은 제 2 AC 위상에 관련된 변환에 사용되고, 제 3 셀은 제 3 AC 위상에 관련된 변환에 사용된다. 여기서는, 조절 인자를 결정하기 위

해, 이 타입의 컨버터에 대하여 제 1 타입의 컨버터에 대한 것과 유사한 표현식을 결정하는 것이 가능하다. 인자는, 또한, 여기서 액티브 및/또는 리액티브 전력과 같은 전력, 변조 인덱스 및 기본 기준 파형 진폭 및 주파수에 기초하여 결정될 수도 있다. 또한, 셀 커패시턴스에 대한 관계가 존재하며, 이 경우에 있어서 셀 커패시턴스는 셀의 양자 모두의 커패시터들의 커패시턴스로 구성된다. 그러나, 각각의 셀에는 오직 하나의 셀만이 사용되므로, 컨버터에서의, 즉 브랜치에서의 셀들의 개수는 조절 인자의 결정에 영향을 미치지 않는다.

[0119] 도 9 에 도시된 전압 소스 컨버터는 다수의 방법들로 변형될 수도 있다. 트랜스포머들의 1 차 권선들은 Δ-접속을 이용하여 상호 접속될 수도 있다. 또한, AC 필터들을 제거하는 것도 가능하다. 도 9 에 개시된 토폴로지에 관하여 가능한 다른 변형은 제 3 및 제 4 의 직렬 접속된 스위칭 유닛을 직렬 접속된 제 1 및 제 2 스위칭 유닛들과 단일 커패시터에 병렬로 각각의 셀에 제공하는 것이다. 이후, 제 1 스위칭 유닛과 제 2 스위칭 유닛 사이의 접속점은, 바로 도 9에서와 같이, 인덕터를 거쳐서 트랜스포머의 2 차 권선의 제 1 단부에 접속된다. 그러나, 여기서, 제 3 및 제 4 의 직렬 접속된 스위칭 유닛들 사이의 접속점은 다른 인덕터를 거쳐서 트랜스포머의 제 2 권선의 제 2 단부에 접속된다.

[0120] 또한, 브랜치의 중점을 접지시키는 것과 결합되어 브랜치에서의 셀들의 개수를 두 배로 하는 것이 가능하다. 이후, 브랜치의 상반부에서의 셀들은 도 9 에 따른 전체 브랜치 또는 전술된 변형에 따라서 동일한 방법으로 제 1, 제 2 및 제 3 트랜스포머의 제 2 권선들에 접속되고, 브랜치의 하반부의 셀들은 도 9 에서의 브랜치의 셀들 또는 전술된 변형과 동일한 방법으로 제 4, 제 5 및 제 6 트랜스포머의 제 2 권선에 접속된다. 제 1, 제 2 및 제 3 트랜스포머들의 1 차 권선들은 상호 접속되고, 도 9 에서의 트랜스포머들과 동일한 방법으로 3-상 AC 시스템의 AC 단자들에 접속된다. 또한, 제 4, 제 5 및 제 6 트랜스포머들의 1 차 권선들은 상호 접속되고, 도 9 에서의 트랜스포머의 1 차 권선들과 동일한 방법으로 3-상 AC 시스템의 AC 단자들에 접속된다. 이 컨버터의 다양한 변형들에서는, AC 필터들을 포함시키거나 생략하고, Y-접속들 또는 Δ-접속들 중 어느 한 가지 접속들로 트랜스포머들을 상호 접속시키는 것이 가능하다. 또한, 조절 인자를 결정하기 위해, 제 1 타입의 컨버터에 사용되는 표현식과 유사한 컨버터에 대한 표현을 결정하는 것도 가능하다.

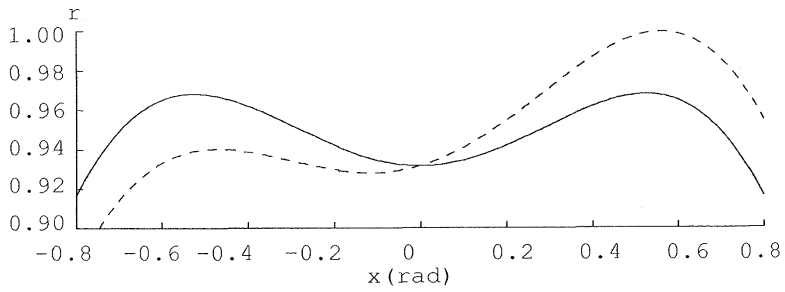
[0121] 본 발명과 관련하여 제조될 수 있는 다수의 추가 변형들이 존재한다. 추가의 상대적 진폭은 1/6 일 수도 있다. 그러나, 그것은 변형될 수도 있다는 것을 인지해야 한다. 그것은 1/8 정도로 낮을 수도 있다. 홀수 고조파들은 위에서 제 3 고조파 콤포넌트에 의해 예시되었다. 그러나, 또한, 본 발명의 원리들은 3 의 배수, 예를 들어 제 9 고조파를 다른 홀수 고조파들에 추가하는 데에도 사용될 수 있다. 제어 디바이스의 저역 필터는 항상 필수적인 것은 아니며, 생략될 수도 있다. 조절 인자는, 대안으로, 액티브 및 리액티브 전력의 결합에 기초하여 또는 리액티브 전력 단독에만 기초하여 결정될 수 있다. 조절 인자는, 또한, 전압 소스 컨버터, 셀들 및 셀 리플의 시스템 모델에 기초하여 온-라인 수치 검색 분석을 이용하여 결정될 수 있다.

[0122] 제어 디바이스는 전압 소스 컨버터의 일부분으로서 제공될 필요가 없다. 그것은 전압 소스 컨버터에 제어 신호들을 제공하는 별도의 엔티티로서 제공될 수 있다. 이 제어 디바이스는, 또한, 프로세서 상에서 구동되고 있을 때 바람직한 제어 기능을 수행하는 컴퓨터 프로그램 코드를 포함하는 프로그램 메모리를 동반한 프로세서의 형태로 구현될 수도 있다. 이 컴퓨터 프로그램 제품은 하나 이상의 CD ROM 디스크 (disc) 들과 같은 데이터 캐리어로서, 또는 컴퓨터 프로그램 코드를 전달하는 하나 이상의 메모리 스틱들로서 제공되어, 전압 소스 컨버터의 제어 디바이스 또는 전압 소스 컨버터용 제어 디바이스로 로딩되고 있을 때 홀수 고조파의 전술된 추가를 수행할 수 있다.

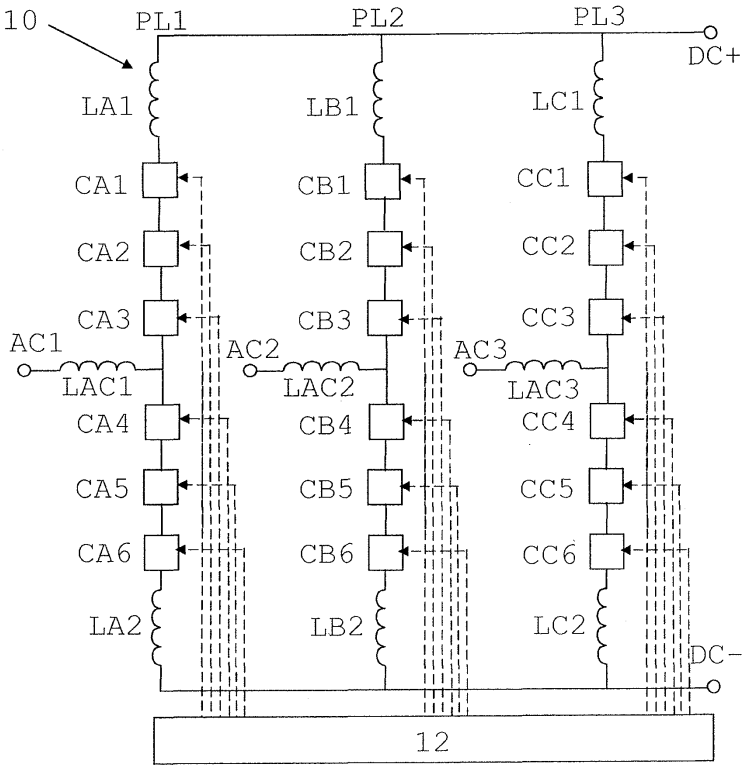
[0123] 전술된 사항으로부터, 본 발명이 다수의 방법들로 변형될 수 있다는 것은 명백하다. 결과적으로, 본 발명은 다음의 특허청구범위에 의해서만 제한된다는 것이 이해되어야 할 것이다.

도면

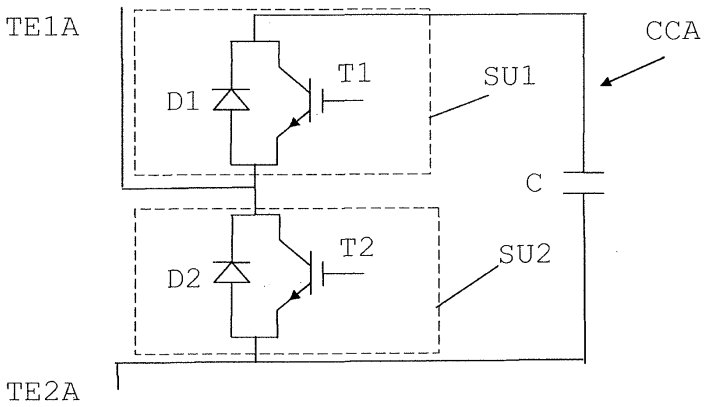
도면1



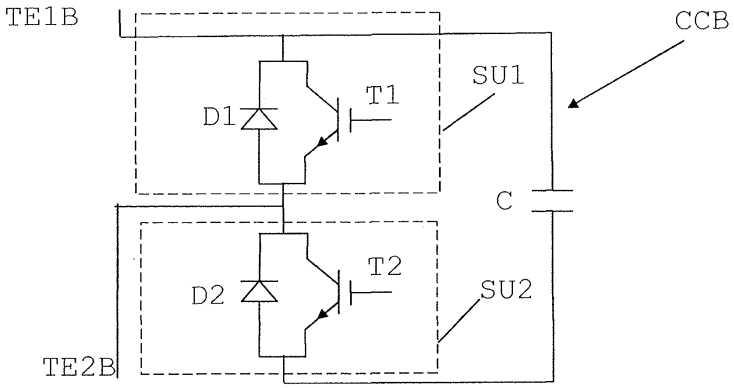
도면2



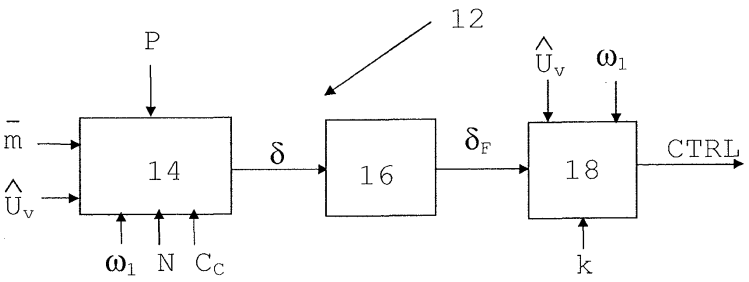
도면3



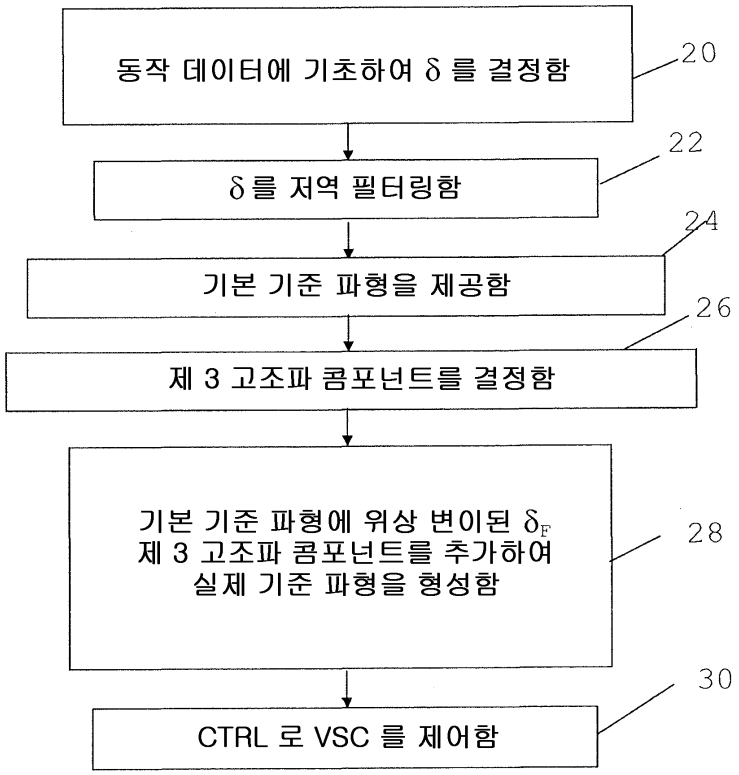
도면4


TE1B
CCB
SU1
T1
D1
C
T2
D2
SU2
TE2B

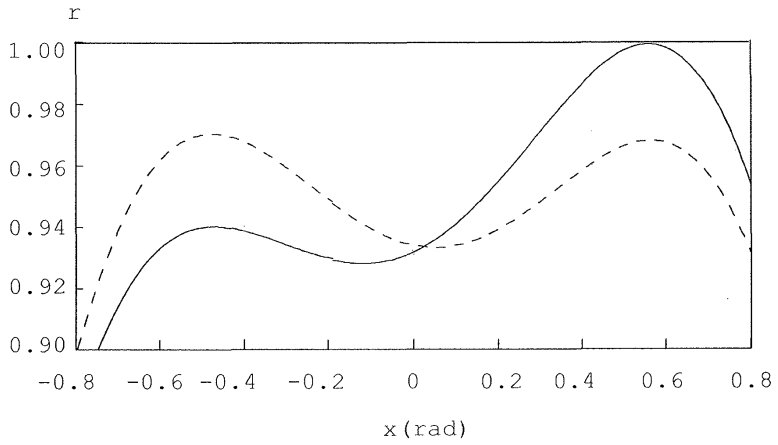
도면5


12
P
$\hat{U}_v$
ω_1
$\bar{m}$
14
δ
16
δ_F
18
CTRL
$\hat{U}_v$
ω_1
N
C_C
k

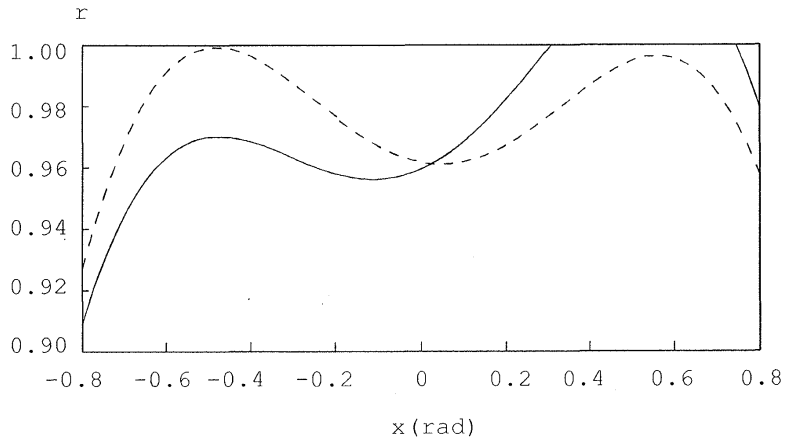
도면6


동작 데이터에 기초하여 δ 를 결정함
20
δ 를 저역 필터링함
22
기본 기준 파형을 제공함
24
제 3 고조파 콤포넌트를 결정함
26
기본 기준 파형에 위상 변이된 δ_F
제 3 고조파 콤포넌트를 추가하여
실제 기준 파형을 형성함
28
CTRL 로 VSC 를 제어함
30

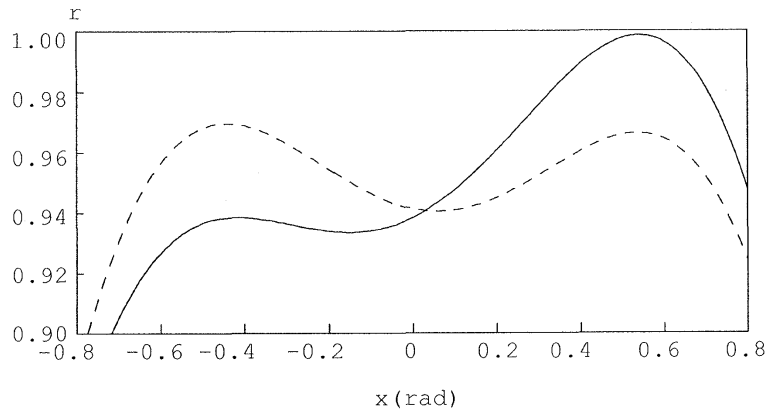
도면7a



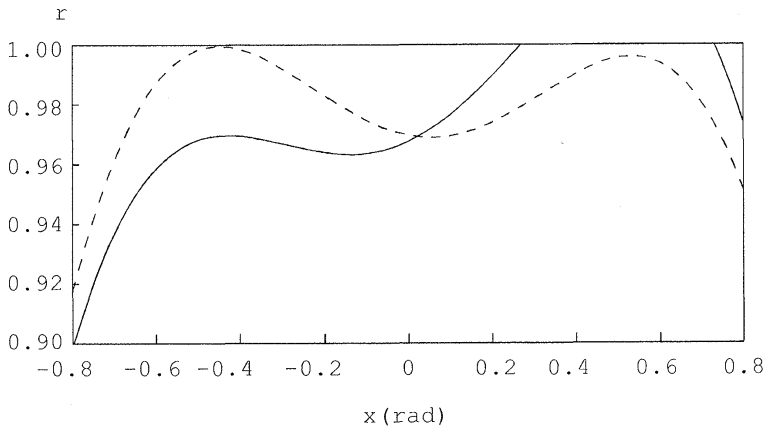
도면7b



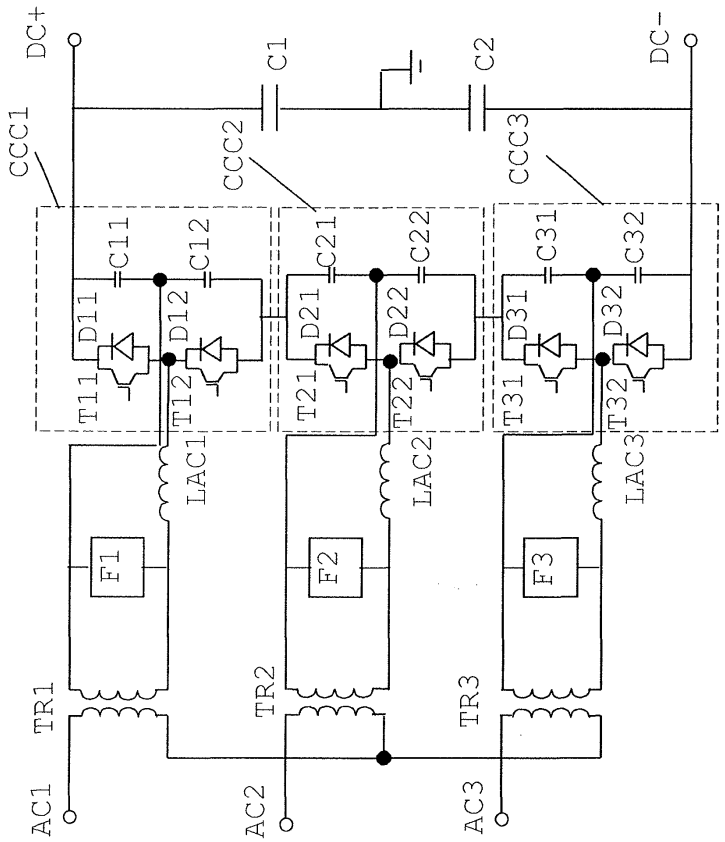
도면8a



도면8b



도면9



【심사관 직권보정사항】

【직권보정 1】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 제22항

【변경전】

제 16 에 있어서,

【변경후】

제 16 항에 있어서,