



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.

H02M 3/137 (2006.01)

(45) 공고일자 2007년05월31일
 (11) 등록번호 10-0724176
 (24) 등록일자 2007년05월25일

(21) 출원번호	10-2002-7008253	(65) 공개번호	10-2002-0086873
(22) 출원일자	2002년06월24일	(43) 공개일자	2002년11월20일
심사청구일자	2005년07월20일		
번역문 제출일자	2002년06월24일		
(86) 국제출원번호	PCT/FR2000/003637	(87) 국제공개번호	WO 2001/48905
국제출원일자	2000년12월21일	국제공개일자	2001년07월05일

(81) 지정국

국내특허 : 아랍에미리트, 안티구와바부다, 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 코스타리카, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 도미니카, 알제리, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그라나다, 그루지야, 가나, 감비아, 크로아티아, 헝가리, 인도네시아, 이스라엘, 인도, 아이슬랜드, 일본, 캐냐, 키르키즈스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 모로코, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 모잠비크, 노르웨이, 뉴질랜드, 폴란드, 포르투칼, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 슬로베니아, 슬로바키아, 시에라리온, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니아드토바고, 탄자니아, 우크라이나, 우간다, 미국, 우즈베키스탄, 베트남, 세르비아 앤 몬테네그로, 남아프리카, 짐바브웨, 벨리제,

AP ARIPO특허 : 가나, 감비아, 캐냐, 레소토, 말라위, 수단, 시에라리온, 스와질랜드, 탄자니아, 우간다, 짐바브웨, 모잠비크,

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르키즈스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크멘,

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 사이프러스, 독일, 덴마크, 스페인, 핀란드, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 터키,

OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베넌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디브와르, 카메룬, 가봉, 기니, 기니 비사우, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고,

(30) 우선권주장

99/16427

1999년12월23일

프랑스(FR)

(73) 특허권자

데라쇼 소시에떼아노님

프랑스 젠느빌리에 세데 92231 119 아브뉴 루이-로쉬

(72) 발명자

라꾸르, 질르

프랑스, 에프-01300벨레이, 래상

(74) 대리인

조용식

(56) 선행기술조사문현

KR 1019980004701 A

KR 1019920022054 A

KR 1019960703501 A

심사관 : 임창수

전체 청구항 수 : 총 30 항

(54) 가변주파수전기신호제너레이터, 자동제어 및 저가의컴퓨팅수단**(57) 요약**

본 발명은 로직연산기(10)를 구성하는 적어도 하나의 기준신호제너레이터, 적어도 하나의 초평스위치(50, 51), 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 상기 스위칭에 응답하여 발생된 적어도 하나의 신호를 샘플링하는 적어도 하나의 센서(70), 상기 적어도 하나의 샘플링된 신호와 상기 적어도 하나의 기준신호간의 차이에 기초한 값을 전달하는 적어도 하나의 비교기(30) 및 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)에 상기 비교의 결과(들)에 기초한 1개 또는 수개의 제어레벨(들)을 전달하도록 설계된 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)를 제어하는 수단(10)을 포함하는 신호제너레이터에 관한 것이다. 본 발명은 로직연산기가 상기 비교(들)의 결과(들)를 수신하는 1이상의 입력(들) 및 1이상의 출력(들)을 포함하고, 1이상의 출력(들)을 통하여 연산기가 스위치(들)에 1이상의 제어레벨(들)을 전달하며, 상기 로직연산기는 상기 수신된 비교결과(들)에 기초하여 전달되는 제어레벨(들)을 소정 회수로 업데이트하도록 프로그래밍되는 것을 특징으로 한다.

내포도

도 1

특허청구의 범위**청구항 1.**

로직연산기(10), 적어도 하나의 초평스위치(50, 51), 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 스위칭에 응답하여 발생되는 적어도 하나의 신호를 샘플링하는 적어도 하나의 센서(70), 상기 적어도 하나의 샘플링된 신호와 상기 적어도 하나의 기준신호 사이에 적어도 하나의 비교를 수행하기 위한 적어도 하나의 비교기(30) 및 상기 비교(들)의 결과(들)에 의존하는 하나 이상의 제어레벨(들)을 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)상으로 전달하도록 설계된 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 제어수단을 형성하는 연산기(10)로 이루어지는 적어도 하나의 기준신호를 발생하기 위한 제너레이터를 포함하는 신호제너레이터에 있어서,

상기 로직연산기는 상기 적어도 하나의 비교기로부터 비교(들)의 결과(들)을 받아들이는 하나 이상의 입력부를 포함하고,

상기 로직연산기(10)는 받아들여진 비교 결과(들)의 함수로서 전달되는 제어레벨(들)을 사전 설정된 순간에 업데이트하도록 프로그램되는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 로직연산기(10)는 정규시간구간에 전달되는 제어레벨(들)을 업데이트하도록 프로그램되는 것을 특징으로 하는 신호제너레이터.

청구항 3.

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 로직연산기(10)는 클럭 및 상기 클럭에 대하여 인텍싱되는 순간에 스위치상태의 업데이트를 트리거하기 위한 수단을 포함하고, 상기 연산기는 일련의 기준값을 기준신호로 연속적으로 전달하기 위한 수단을 포함하고, 상기 기준값을 연속적으로 전달하기 위한 수단은 스위치 상태의 업데이트가 인텍싱되는 것에 대한 클럭과 동일한 클럭에 대하여 인텍싱되는 방식으로 하나의 기준값으로부터 또 다른 기준값으로 가도록 프로그램되는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 4.

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 로직연산기(10)는 일련의 기준값을 기준신호로서 연속적으로 전달하기 위한 수단을 포함하고, 이들 수단은 정규시간 구간에서 값을 전달하도록 설계되는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 5.

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 로직연산기(10)는 연산기의 출력부상의 기준값을 기준신호를 형성하도록 하는 방식으로, 규칙적으로 전달하기 위한 수단을 포함하고, 이들 수단은 동일한 값을 수차례 연속적으로 전달할 수 있고, 상기 로직연산기는 전달될 기준값으로서 하나의 값으로부터 다음값으로 변이(transition)를 트리거하기 위한 수단을 포함하고, 이들 가장 나중의 수단은 연산기의 입력부상에 받아들여진 값의 함수로서 변이를 트리거하도록 설계되는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 6.

제1항에 있어서,

상기 로직연산기(10)는 주어진 시간구간동안 스위치의 주어진 상태의 발생회수를 세기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 7.

제1항에 있어서,

상기 로직연산기(10)는 상기 스위치(50, 51)의 주어진 상태의 발생회수가 주어지는 동안의 시간구간을 결정하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 8.

제6항에 있어서,

상기 연산기는 기준신호의 사전 설정된 부분의 존재에 대응하는 기간에 걸쳐 발생하는 스위치의 주어진 상태의 발생회수를 세기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 9.

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 로직연산기(10)는 기준신호, 클럭, 디지털값을 저장하는 비트 시리즈(bit series) 형성하도록 하는 방식으로 연산기의 출력부상의 기준값을 규칙적으로 전달하기 위한 수단, 클럭에 대하여 인덱싱되는 규칙적인 방식으로 상기 디지털값을 증가시키기 위한 수단 및 상기 로직연산기의 입력부상에 받아들여진 값의 함수로서 규칙적으로 적용될 증분을 결정하기 위한 수단을 포함하고, 상기 연산기는 비트시리즈의 사전 설정된 비트가 상태를 변화시킬 때마다, 전달될 기준값으로서, 기준값으로부터 다음 기준값으로의 변이를 트리거하기 위한 수단을 더욱 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 10.

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 로직연산기(10)의 출력부에서, 적어도 하나의 디지털/아날로그 컨버터(20, 21)를 포함하고, 상기 컨버터(20, 21)의 출력부에서, 그것의 첫번째 입력부로 상기 컨버터(20, 21)로부터의 출력신호를 받아들이고, 그것의 두번째 입력부로 샘플링된 신호를 받아들이는 비교기(30)를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 11.

제10항에 있어서,

상기 로직연산기(10)의 출력부에 위치되는 2개의 디지털/아날로그 컨버터(20, 21)를 포함하고, 상기 컨버터 중의 하나(20)는 로직연산기(10)로부터 기준곡선의 진폭을 한정하는 디지털값을 받아들이고, 다른 하나(21)는 로직연산기(10)로부터 기준곡선의 형상을 한정하는 연속하는 점들을 받아들이고, 상기 다른 하나의 디지털/아날로그 컨버터(21)는 또한 상기 진폭의 값을 첫번째 컨버터(20)로부터 받아들이고, 비교기(30)로 이것을 전송하기 전에 곡선에 적용하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 12.

제10항에 있어서,

상기 로직연산기(10)에 의하여 제어되는 적어도 하나의 개별 스위치 및 기준신호와 적어도 하나의 분기(50, 51)로부터 샘플링된 신호 사이에 적어도 하나의 비교기(30)를 가지고 있는 적어도 하나의 전원공급 분기(50, 51)(supply branches)를 포함하고, 비교의 결과는 적어도 하나의 분기의 스위치 상태를 제어하도록 상기 로직연산기(10)에 의하여 사용되는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 13.

제12항에 있어서,

분기에 각각 대응하는 수개의 기준신호에 대응하는 일련의 교번구간의 형태를 갖는 신호를 상기 적어도 하나의 비교기(30)상에 발생시키는 수단(10, 20, 21)을 포함하고,

상기 로직연산기(10)는, 그 분기의 제어를 위하여, 비교기(30)가 상기 분기(50, 51)에 대응하는 기준신호의 구간을 받아들이는 시간구간을 제외하고는, 비교의 결과를 무시하도록 설계되는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 14.

제6항 내지 제8항중 어느 한항에 있어서,

스위치된 신호 및 기준신호는 상기 제너레이터의 출력부에 위치된 부하(74)내의 전압 및 전류세기로부터의 개별적인 양을 각각 나타내고, 스위치(50, 51)의 주어진 상태의 주어진 시간구간동안 세어진 발생회수의 함수로서, 또는 스위치의 주어진 상태의 주어진 발생회수에 대하여 요구되는 측정된 시간구간의 함수로서, 전류세기 또는 스위치(50, 51)에 의하여 스위치된 전압과 각각의 기준전압 또는 전류세기간의 왜곡(distortion)의 정후 또는 검출을 제공하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 15.

제1항에 있어서,

상기 스위치(50, 51)는 전압원과 접지 사이에 중간방식으로 위치되도록 설계되고, 상기 전압원과 접지 사이의 제1부하와 결합되도록 하고, 상기 제너레이터는 상기 제1부하(74)를 떠나는 유출전류 및 반대로 제너레이터에 의하여 발생되는 전류를 검출하도록 놓여진 다이오드(160)로 이루어진 전류센서뿐만 아니라, 전원과 접지사이에서 소멸부하와 연결된 추가 스위치(130), 및 소멸부하에 전류를 흐르게 하는 방식으로 이러한 반대전류의 검출시 추가 스위치(130)의 스위칭을 트리거하는 수단을 포함하며, 이들 검출 및 트리거수단은 로직연산기(10)를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 16.

제15항에 있어서,

상기 반대전류를 검출하는 수단은 로직연산기(10)와 결합된 옵토커플링 다이오드인 전류센서(160)를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 17.

제15항 또는 제16항에 있어서,

상기 트리거 수단은 기준곡선을 발생시키도록 설계되는 로직연산기(10)인 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 18.

제15항 또는 제16항에 있어서,

전압원으로부터 전원공급 스위치(50, 51)로 통과되도록 배치된 제1다이오드(150)를 포함하고, 상기 전류센서(160)는 전원공급 스위치(50, 51)로부터 전원으로 가는 방향으로 제1다이오드(150)와 병렬로 배치되는 이미터 다이오드인 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 19.

제15항 또는 제16항에 있어서,

상기 전원으로부터 상기 스위치(50, 51)를 통과하도록 배열된 다이오드(150) 및 다이오드(150)의 개별 단자와 연결된 제1단자 및 접지와 연결된 제2단자를 각각 구비한 2개의 캐페시터(110, 120)를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 20.

전동기 및 상기 전동기를 활성화시키기 위한 전원 제너레이터를 포함하는 전동기 조립체에 있어서,

상기 전원 제너레이터는, 로직연산기(10), 적어도 하나의 초평스위치(50, 51), 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 스위치에 응답하여 발생되는 적어도 하나의 신호를 샘플링하는 적어도 하나의 센서(70), 상기 적어도 하나의 샘플링된 신호와 상기 적어도 하나의 기준신호 사이에 적어도 하나의 비교를 수행하기 위한 적어도 하나의 비교기(30) 및 상기 비교(들)의 결과(들)에 의존하는 하나 이상의 제어레벨(들)을 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)상으로 전달하도록 설계된 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 제어수단을 형성하는 연산기(10)로 이루어지는 적어도 하나의 기준신호를 발생시키고,

상기 로직연산기는 상기 적어도 하나의 비교기로부터 비교(들)의 결과(들)을 받아들이는 하나 이상의 입력부를 포함하고,

상기 로직연산기(10)는 받아들여진 비교 결과(들)의 함수로서 전달되는 제어레벨(들)을 사전 설정된 순간에 업데이트하도록 프로그램되는 것을 특징으로 하는 전동기 조립체.

청구항 21.

제20항에 있어서,

상기 전동기의 유도브레이킹수단(90, 91, 92)을 포함하고, 로직연산기(10)는 상기 적어도 하나의 스위치의 스위치에 응답하여 발생된 상기 적어도 하나의 신호의 도움을 받아, 상기 브레이킹수단(90, 91, 92)을 제어하도록 설계되는 것을 특징으로 하는 전동기 조립체.

청구항 22.

제21항에 있어서,

상기 적어도 하나의 센서는 전류측정장치인 것을 특징으로 하는 전동기 조립체.

청구항 23.

제21항 또는 제22항에 있어서,

상기 로직연산기는 주어진 시간구간동안 주어진 스위치 상태의 발생회수를 세기 위한 수단을 포함하며,

상기 연산기는 주어진 시간구간에서 활성화상태의 발생회수로부터 또는 유도브레이크의 활성화된 상태의 주어진 발생회수, 상기 브레이크의 적절한 함수화 및 상기 적절한 함수화로 나타낸 신호를 전달하기 위하여 요구되는 시간구간으로부터 추론하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 24.

전동기(74) 및 상기 전동기를 활성화시키는 전원공급 제너레이터를 포함하는 긴 제품을 감기 위한 전동기 조립체에 있어서,

상기 전원 제너레이터는, 로직연산기(10), 적어도 하나의 초평스위치(50, 51), 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 스위치에 응답하여 발생되는 적어도 하나의 신호를 샘플링하는 적어도 하나의 센서(70), 상기 적어도 하나의 샘플링된 신호와

상기 적어도 하나의 기준신호 사이에 적어도 하나의 비교를 수행하기 위한 적어도 하나의 비교기(30) 및 상기 비교(들)의 결과(들)에 의존하는 하나 이상의 제어레벨(들)을 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)상으로 전달하도록 설계된 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 제어수단을 형성하는 연산기(10)로 이루어지는 적어도 하나의 기준신호를 발생시키고,

상기 로직연산기는 상기 적어도 하나의 비교기로부터 비교(들)의 결과(들)을 받아들이는 하나 이상의 입력부를 포함하고,

상기 로직연산기(10)는 받아들여진 비교 결과(들)의 함수로서 전달되는 제어레벨(들)을 사전 설정된 순간에 업데이트하도록 프로그램되는 것을 특징으로 하는 전동기 조립체.

청구항 25.

유도소자 및 상기 유도소자를 활성화시키는 전원 제너레이터를 포함하는 유도브레이킹장치에 있어서,

상기 전원 제너레이터는, 로직연산기(10), 적어도 하나의 초횡스위치(50, 51), 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 스위치에 응답하여 발생되는 적어도 하나의 신호를 샘플링하는 적어도 하나의 센서(70), 상기 적어도 하나의 샘플링된 신호와 상기 적어도 하나의 기준신호 사이에 적어도 하나의 비교를 수행하기 위한 적어도 하나의 비교기(30) 및 상기 비교(들)의 결과(들)에 의존하는 하나 이상의 제어레벨(들)을 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)상으로 전달하도록 설계된 상기 적어도 하나의 스위치(50, 51)의 제어수단을 형성하는 연산기(10)로 이루어지는 적어도 하나의 기준신호를 발생시키고,

상기 로직연산기는 상기 적어도 하나의 비교기로부터 비교(들)의 결과(들)을 받아들이는 하나 이상의 입력부를 포함하고,

상기 로직연산기(10)는 받아들여진 비교 결과(들)의 함수로서 전달되는 제어레벨(들)을 사전 설정된 순간에 업데이트하도록 프로그램되는 것을 특징으로 하는 유도브레이킹장치.

청구항 26.

제1항에 있어서,

상기 신호 제너레이터의 출력부에 접속되고, 가변자기장에 응답하는 전류를 발생시키는 수단을 구비한 장치(102, 103)를 가변자기장하에서 공급하는 유도루프(100)를 또한 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 27.

제26항에 있어서,

전자기장이 그 길이방향으로 유도루프(100)와 평행하게 이동하는 모바일(103)에 고정된 적어도 하나의 수신기(102)와 결합되지 않도록 긴 형상의 유도루프(100)를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 28.

유도루프(74), 상기 유도루프(74)를 위한 전원공급 수단(10, 50, 51) 및 상기 유도루프(74)의 앞쪽에 대상물체의 존재에 응답하여 유도루프(74)의 단자에 걸친 인더턴스의 변화의 검출수단으로 이루어진 선택된 종류의 대상물체의 존재를 탐지하는 장치에 있어서,

상기 전원공급 및 검출수단은 제14항에 따른 신호 제너레이터로 이루어지는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 29.

제17항에 있어서,

상기 전원으로부터 상기 스위치(50, 51)를 통과하도록 배열된 다이오드(150) 및 다이오드(150)의 개별 단자와 연결된 제1 단자 및 접지와 연결된 제2단자를 각각 구비한 2개의 캐패시터(110, 120)를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

청구항 30.

제18항에 있어서,

상기 전원으로부터 상기 스위치(50, 51)를 통과하도록 배열된 다이오드(150) 및 다이오드(150)의 개별 단자와 연결된 제1 단자 및 접지와 연결된 제2단자를 각각 구비한 2개의 캐패시터(110, 120)를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 제너레이터.

명세서

기술분야

본 발명은 DC 전압을 초핑(chopping)하여 작동하는 전기신호제너레이터에 관한 것이다.

배경기술

DC 전압의 초핑에 의한 전기신호의 발생은 펄스폭변조라는 용어로 잘 알려져 있다. 주파수는 일반적으로 고정되지만 주파수컨버터와 같은 장치에서는 가변될 수 있다. 초핑장치, 일반적으로 IGBT 트랜지스터용 제어신호를 발생시키기 위하여, 3가지 주요 방법이 있다.

첫번째로는, 펄스폭을 표로 만들어 연산기가 판독하게 하는 것이다. 이 방법은 빠르게 실행할 수는 있지만, 신호의 진폭과 주파수의 진폭을 조합하는 데 각각 하나의 표가 필요하기 때문에 상당한 메모리 공간을 필요로 하므로 융통성이 없다. 이 방법은 고성능 연산기로 이득을 얻을 수 없었던 초기의 주파수컨버터에서 사용되었다.

두번째 방법에 따르면, 특정 목적 구성요소가 생성될 신호 및 톱니형 신호의 교차에 기초하여 초핑신호를 만든다. 통상적으로, 이 방법은 간단한 주파수컨버터용으로 사용된다. 이것은 두 가지 한계를 가진다. 생성될 함수는 간단해야 한다. 성능을 향상시키기 위한 자동제어가 외부에 있고 생산하기가 어렵다.

세번째 방법으로, 고성능 연산기가 다소 복잡한 알고리즘에 기초하여 펄스폭을 결정한다. 항상 명백하지만은 않은 수학적 처리 후 발생될 신호의 측정에 기초하여 보정인자가 도입된다. 신호를 양적으로 조절하는 것은 방대한 수학적 처리를 필요로 한다. 상기 고지식한(officious) 방법은 필수적으로 빠르면서, 고가인 부품을 요구한다. 그것은 현재, 가장 큰 주파수컨버터에서 사용된다.

이 방법은 예를 들어, 마이크로프로세서가 제어를 위하여 요구되는 모든 기능 즉, 기준신호의 산입, 발생된 신호를 나타내는 반송신호와 상기 신호의 비교 및 스위칭제어의 생산을 수행하는 공보 US 5 523 676호에 예시되어 있다. 이 종래의 공보에서, 마이크로프로세서는 고가라는 단점이 있는 고성능 마이크로프로세스를 필요로 한다.

발명의 상세한 설명

본 발명은 DC 전압을 초핑하여 작동하는 전기신호제너레이터, 예를 들어 저가이면서 충분한 성능을 가진 주파수컨버터를 제시하려고 한다.

본 발명에 따라, 상기 목적은 로직연산기로 구성된 적어도 하나의 기준신호의 제너레이터, 적어도 하나의 초핑스위치, 상기 적어도 하나의 스위치 스위칭에 응하여 발생된 적어도 하나의 신호를 샘플링하는 적어도 하나의 센서, 상기 적어도 하나의 샘플링된 신호와 상기 적어도 하나의 기준신호간의 차이에 따른 값을 전달하는 적어도 하나의 비교기, 및 상기 비교(들)의 결과 또는 결과들에 의존하는 1이상의 제어레벨(들)을 상기 적어도 하나의 스위치상에 전달하도록 설계된 상기 적

어도 하나의 스위치의 제어수단을 포함하는 신호제너레이터로서, 상기 로직연산기는 비교 또는 비교들의 결과 또는 결과들을 수신하는 1이상의 입력부 및 연산기가 그를 거쳐 1이상의 제어레벨을 스위치(들)로 전달하는 1이상의 출력부를 포함하고, 상기 로직연산기는 소정 순간에 수신된 비교결과(들)의 함수로서 전달된 제어레벨(들)을 업데이트하도록 프로그램되어 있는 것을 특징으로 하는 신호제너레이터에 의하여 달성된다.

이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 또 다른 특징, 목적 및 장점을 구체적으로 설명한다.

실시예

도 1의 공급회로는 마이크로콘트롤러(10)를 구비하며, 그것의 출력부(12)는 버스(bus)(14)를 경우하여, 이하 기준신호라 칭하는 디지털신호를 전달한다.

상기 출력부(12)는 이 신호를 디지털/아날로그컨버터(20)로 전송하고, 상기 컨버터는 신호를 아날로그신호로 바꾸어 아날로그 비교기(30)로 전송한다.

상기 비교기(30)는 제2입력부에서 본 공급회로의 출력부에서의 부하로부터 샘플링된 신호를 수신한다.

마이크로콘트롤러(10)에 연결된 출력부를 가지는 비교기(30)는 샘플링된 신호와 기준신호간의 차이의 부호를 후자(latter)로 표시하는 룰(roll)이 있다.

또한, 마이크로콘트롤러(10)는 DC 전류원(60)과 유도부하(74)(여기서는 금속물체를 검출하는 유도루프)의 포지티브 단자의 사이에 놓인 트랜지스터(50)의 제어단자에 연결된 제어출력부(16)를 나타낸다.

또한 이후에 서술되는 바와 같이, 상기 부하는 비접촉식 공급을 갖춘 형태의 장치로 가변자기장을 인가하기 위한 유도루프일 수 있다.

부하(74)와 병렬로 놓인 것은 공급전압이 낮은 레벨일 때 부하의 포지티브 단자가 접지부로 다시 되돌아가게 하는 프리휠 다이오드(free wheel diode)이다.

트랜지스터(50)와 부하(74)의 사이에 놓인 것은 전류세기센서(70)로서 그것의 출력부는 비교기(30)의 입력부로 전달되는 출력부는 전술한 샘플링된 신호를 제공한다.

마이크로콘트롤러(10)는 선택된 형상의 전기신호를 부하(74)에서 재생성하기 위하여 자체적으로 다음의 두가지 기능을 수행하여 DC 전압의 초평을 제어한다. 즉,

- 샘플링된 신호와 기준신호간의 차이로부터 초평스위치(50)에 적용될 제어를 추론하는 기능
- 부하(74)에 수신되어야 하는 기준신호를 발생시키는 기능

본 경우에서, 부하(74)의 레벨에서 샘플링된 신호는 후자(latter)fmf 지나는 전류이다. 그러므로, 마이크로콘트롤러(10)는 스위치(50)의 제어로 소정의 순간전류와 부하로부터 샘플링된 전류가 같도록 부하(74)의 순간전압을 수정한다.

더욱 정확하게는, 마이크로콘트롤러(10)는 샘플링된 전류세기가 소정세기보다 아래이면 스위치를 닫고, 샘플링된 전류세기가 기준전류세기보다 더 크면 스위치를 여는 간단한 처리를 스위치(50)에 적용시킨다.

그러므로, 트랜지스터(50)의 스위칭은 필요할 때에만 실행된다. 따라서, 초평된 신호는 주파수와 듀티사이클(duty cycle) 모두 변한다.

사인곡선인 기준신호가 도 2에 도시된 바와 같이, 트랜지스터(50)의 스위칭은 완만한 슬로프를 가진 부분보다는 가파를 슬로프를 가진 부분이 덜 빈번하다. 특히 가파른 슬로프를 가진 부분에서, 스위치가 마이크로콘트롤러(10)에 의하여 그 상태를 수차례 연속적으로 업데이트하기 위하여 하나의 동일한 폐쇄위치를 채택하는 것이 자주 발생하고, 상기 마이크로콘트롤러가 스위치의 열린 위치와 닫힌 위치의 사이에서 스위치(50)가 더욱 강하게 발진하게 하는 경향이 있는 완만한 슬로프를 가진 부분의 경우에는 그렇지 않다.

비교기(30)는 마이크로콘트롤러(10)에 결과신호의 형태로 비교결과를 계속해서 제공하기 때문에, (특히, 이 비교는 아날로그신호에 관하여 만들어지므로) 마이크로콘트롤러(10) 자체가 이 결과신호의 값을 샘플링하는 순간을 결정한다.

이들 순간은 마이크로콘트롤러(10)에 의하여 구현되는 속도의 함수로서, 스위치(50)의 한계스위칭속도를 넘지 않게 2개의 신호 즉, 기준신호와 및 실제신호간의 동일성을 세밀히 업데이트하기 위한 충분히 빠른 스위칭을 얻도록 선택된다.

도 2의 곡선, 즉 부하(74)내 전류세기의 프로파일에서, 부하(74)로 전송된 초평된 전압신호의 형상은 또한 이 곡선상의 어떤 위치와의 일치성을 나타내었다.

부하(74)의 인덕턴스로 인한 위상시프트가 아직도 꽤 남아 있는 사인곡선의 최대값에서는, 후자의 단자에 걸친 중간전압 또한 거의 그것의 최대값이므로, 초평된 전압은 높은 노치(notch)를 매우 선호하는 뉴티비(duty ratio)를 나타낸다.

역으로 전류세기의 최소치에서는, 초평된 전압은 높은 노치보다 길고 낮은 노치를 나타낸다.

도 3은 동일한 시간축의 함수로서 부하(74)상의 전압 및 전류세기의 프로파일이며, 이들 두 곡선간의 위상시프트가 두드러진다.

전류곡선은 자동전류제어로 인하여 실질적으로 기준곡선에 대응한다.

이 도면에서는 전류곡선의 형상에 대하여 두 구역(Z1 및 Z2)의 범위가 정해진다. 제1구역(Z1)은 전류세기 사인곡선이 상승하는 1사구간(quarter)에 대응하고, 제2구역(Z2)은 동일한 전류세기 사인곡선의 최대에서 0점까지 하강하는 2사구간(quarter)에 대응한다.

마이크로콘트롤러(10)는 이들 두 구역(Z1 및 Z2)의 각각에서 특정 카운팅을 실행하도록 프로그램되어 있다.

따라서, 각 구역의 안에서 마이크로콘트롤러(10)는 이 구역에 일정하게 이격된 소정 순간(여기서는 27 마이크로세컨드마다)에 스위치(50)가 폐쇄상태인지 개방상태인지, 즉 공급전압이 높은 레벨인 지 낮은 레벨인지를 검사한다.

이 때 마이크로콘트롤러는 규칙적인 간격으로 스위치(50) 상태의 업데이트를 수행하고, 이들 업데이트순간에 상기 검사가 착수된다.

여기서, 스위치(50)의 식별상태가 비교기(30)로부터 수신된 신호에 기초하여 마이크로콘트롤러(10)에 의하여 착수되고, 이것은 스위치(50)의 다음 업데이트가 이 순간의 순간적인 비교의 결과와 직접적으로 연관되기 때문에 가능하다.

따라서, 마이크로콘트롤러(10)는 각 구역(Z1 및 Z2)에서 규칙적으로 이격된 검사순간에 스위치(50)의 통전상태를 식별한 회수를 카운팅하며, 이것은 실질적으로 이들 각 구역 각각에 대한 뉴티비를 나타낸다.

또한, 이들 두 개의 카운팅값을 비교하도록 프로그램된다. 이 비교로부터, 부하에서의 전압과 전류세기간의 위상시프트를 추정한다.

특히, 각 구역(Z1 및 Z2)에서 얻어진 회수는 그 구역의 전압값을 나타낸다. 이 구역을 전류세기곡선의 형상에 따라 인덱싱하면, 이들 카운팅을 통하여 두 곡선간의 위상시프트가 측정된다.

전압 및 전류세기의 곡선이 완전하게 위상이 같은 경우, Z1 및 Z2에서의 카운트는 각각 대칭적, 대향하는 슬로프의 곡선의 동일한 형상에 대응할 것이다. 그러면, 동일한 방식으로 카운트다운이 될 것이다.

반대로, 두 곡선간의 위상시프트가 커질수록, 하나가 0이하에 있는 동안 다른 하나가 음의 값을 도달할 때를 제외하고는, 전류세기곡선의 구역(Z1 및 Z2)에 대응하는 전압곡선의 형상은 차이가 더 크게 될 것이다.

따라서 위상시프트가 커질수록, Z1 및 Z2에서의 전압곡선에 관하여 수행되는 카운트다운은 더욱 달라질 것이다.

이 때, 마이크로콘트롤러는 위상시프트의 결정을 위하여 이들 두개의 카운트다운의 비율을 계산한다.

여기서, 위상시프트의 결정은 코일(70)의 앞에 있는 금속물의 검출에 사용된다. 특히, 금속물체의 존재는 코일(70)의 단자에 걸친 인덕턴스를 수정시켜 측정된 위상시프트를 수정시킬 것이다.

더욱 상세하게는, 위상시프트는 금속물체의 종류, 특히 금속의 종류 및 물체형상에 좌우된다. 마이크로콘트롤러(10) 또는 마이크로콘트롤러에 연결된 외부장치에 의하여, 측정된 위상시프트의 함수에 따라 물체의 종류를 부여하는 저장된 표에서 검색할 수 있다.

이 위상시프트는 전압곡선의 단시간의 왜곡의 형태를 취할 수 있고, 이것은 소정 순간에 스위치(50)의 상태를 카운트다운 함으로써 전류세기곡선의 형상에 기초한 한계구역에 대하여 동일한 방식으로 마이크로콘트롤러(10)가 또 다른 왜곡으로부터 식별하고 구별한다.

이를 위해서, 예상되는 물질 또는 물체에 대하여 특징적인 왜곡과 합치되는 카운트다운구역이 채택된다. 따라서, 알루미늄 검출을 원하는 경우, 그것이 루프(74)의 앞에 존재함으로써 전류세기곡선의 1/6에 대응하는 전압곡선의 구역내에 왜곡을 주로 유발하며 이것은 바로 카운트다운구역이 위치한 곳이다. 그러므로, 전류세기곡선상의 폭과 위치에 관한 구역의 선택은 추정될 금속에 의존하는 것이 유리하다.

본 장치는 전류세기에 관하여 루프를 자동적으로 제어하고 전압왜곡을 검출하지만, 전압에 관하여 루프를 자동적으로 제어하고 전류세기왜곡을 검출할 수도 있다. 더욱 일반적으로, 본 발명은 전류세기에 관한 자동제어에 제한되지 않는다.

여기서, 마이크로콘트롤러(10)는 주파수가 후자의 입력부(도시되지 않음) 마이크로콘트롤러(10)로 소정 주파수를 나타내는 디지털값을 전송함으로써 주파수가 선택되는 사인곡선을 생성하도록 설계된다.

여기서, 마이크로콘트롤러(10)는 세미사인곡선(semisinusoid)을 구성하는 일련의 점이 저장되는 메모리를 나타내며 이하에서는 개시 세미사인곡선이라 칭한다.

이 일련의 점(여기에서는 252개), 즉 메모리에 연속으로 저장된 252개의 값), 및 주파수를 나타내는 입력값에 기초하여, 마이크로콘트롤러(10)가 12 마이크로세컨드마다 개시 세미사인곡선의 일련의 값으로부터 판독된 값을 발생시키도록 프로그램되어 있는 처리과정에 따라 마이크로콘트롤러(10)는 소정 주파수에서 사인곡선, 즉 기준곡선을 재구성한다.

하지만, 값을 발생시켜야 하는 순간에 그 비트들 중 특정 하나가 활성화될 때까지 세미사인곡선의 다음 값으로 가서는 아니된다. 이 특정 비트가 활성화되지 않으면, 마이크로콘트롤러는 연속된 다음 값으로 넘어가지 않고 이전에 송신된 값을 재송신한다.

이 비트의 활성화는 8비트로 코드화된 마이크로콘트롤러의 카운터가 값 256을 넘을 때에 구현된다.

그러므로, 메모리내의 일련의 다음 값으로의 통과는 마이크로콘트롤러(10)에서 카운터값의 저장을 위하여 남겨진 식별 가능한 수의, 일련의 비트중 특정 비트의 상태의 변화를 검출함으로써 기계적으로 수행된다.

본 처리에 따라, 전달될 기준신호, 즉 전달될 전류세기의 주파수의 표시로서 마이크로콘트롤러(10)의 입력부에 주어진 값과 동일한 증분으로, 카운터의 값이 마이크로콘트롤러(10)의 각 사이클, 즉 여기서는 17 마이크로세컨드마다 더욱 증대된다.

예를 들어, 입력값이 87과 같을 경우, (예를 들어 0으로 초기화된) 카운터는 다음 사이클에서 87으로 가고 (그러면, 마이크로콘트롤러(10)는 그 입력부(12)에 이전 사이클에서 전송된 것과 동일한 사인곡선의 값을 전달하고), 다음에 (아직은 출력부(12)의 동일한 값) 174로 가서, (8비트상의) 모듈 256 스토리지에서 $174 + 87 = 261$, 즉 $256 + 5$, 즉 5로 간다. 즉, 그러면 카운터가 값 256을 초과하여 그것의 특정 비트가 활성화되면 마이크로콘트롤러(10)는 세미사인곡선의 다음값을 판독한다.

일단 세미사인곡선이 완전히 판독되었으면, 곡선부표시기비트는 거기에 음의 부호를 붙이면서 이제 세미사인곡선을 판독할 필요가 있다고 표시한다.

따라서, 마이크로콘트롤러는 수차례 출력부(12)에 동일한 값을 전달하고 카운터가 그것의 최대값에 도달할 때까지 다음 값으로 넘어가지 않는다. 카운터가 선택된 증분만큼 각 사이클에서 증가되면, 상기 선택된 증증값이 높아질수록 더 빈번히 최대값을 얻게 될 것이다.

따라서 도 4에 도시된 바와 같이, 기준사인곡선은 세로좌표가 기준세미사인곡선의 한 점이며 길이가 이 점이 반복되는 회수에 대응하는 일련의 포치(porch)로 구성되고, 이 반복의 수는 주파수를 나타내는 값보다 작거나 큰 모든 값이다.

따라서, 주파수를 나타내는 값이 더 작아지면, 마이크로콘트롤러(10)는 포치의 길이를 더욱 연장해야 하고, 그러면 기준곡선의 주파수는 주파수를 나타내는 값이 커질수록 훨씬 더 커지게 된다.

이 공정은 특히 적은 수의 명령을 가진 마이크로콘트롤러(10)에서 구현된다. 그것은 몇 가지의 연산과 매우 적은 메모리로 주파수의 변동을 가져온다.

선택된 증분의 값이 높으면(예를 들어, 250), 마이크로콘트롤러가 사인 곡선 위에 한 점 또는 두 점만을 반복시킬 수 있는데, 따라서 후자의 경우 이 점에 국한된 왜곡에 의하여 오래동안 연장된다는 것을 알 수 있다. 하지만, 이와 같은 국한된 왜곡이 대부분의 애플리케이션에서 부하의 거동에 관하여 유해한 결과를 가지는 것은 아니며 그럼에도 불구하고 소정 주파수의 구현을 잘 해낼 수 있게 된다.

선택된 증분이 충분히 높으면, 마이크로콘트롤러(10)가 개시 사인곡선에서 특히 각 인크리멘테이션에서 읽힌 값을 바꾸는 것을 알 수 있다.

그러면 도 4의 우측과 같은 기준곡선이 얻어지며 실제로 아무런 포치(porch)를 보이지 않는다.

따라서 본 공정은 그것의 구현을 위하여 간단한 마이크로콘트롤러, 즉 클럭, 수(a few) 비트를 연산하는 카운터, 각 클럭사이클에서 카운터에 적용될 증분이 저장되는 메모리, 몇 개의 기준점을 포함하는 표, 및 주어진 비트의 카운터의 각 상태변화로 표 안의 점을 변경하도록 설계된 상기 메모리의 판독기만을 요구한다.

이들 요소의 각각은 특별히 간단하며 대부분의 가장 저렴한 현재의 마이크로콘트롤러에서 찾을 수 있다.

3상전동기(74)용 전원공급회로가 도 6에 도시되어 있다.

이 회로는 종전의 회로의 필수 요소를 재사용하며, 3개의 분기상에 3상 공급에 적합한 레이아웃으로, 각 분기는 3개의 상호 위상수프트된 주기적 신호들 사이에서 기준신호를 기초로 하여 전류에 관하여 자동으로 제어된다.

따라서, 본 회로는 전압 V의 DC 라인과 접지 사이에서 직렬로 있는 2개의 트랜지스터(50, 51)를 각각 갖추고 있는 3개의 분기(branch)를 포함하며, 전동기(74)의 3개의 단자는 3개의 분기중 하나의 2개의 트랜지스터(50) 사이에 각각 접속된다.

본 전원공급회로는 각 스위칭 분기상에 부하(74)로의 접속점과 접지 사이에 놓인 제2트랜지스터(51)를 포함하며, 또한 동일한 분기의 스위치(50)의 상태와 반대의 상태를 보이는 방식으로 마이크로콘트롤러(10)에 의하여 제어된다.

하나의 동일한 분기의 2개의 트랜지스터(50, 51)의 스위칭은 거의 동기화되지만, 한편으로는 DC 전류라인과 접지 사이의 단락을 방지하도록 2개의 트랜지스터(50, 51) 모두가 꺼진 휴지시간 동안에는 대응하는 스위칭 사이에 휴지시간이 있다.

각 분기는 기준신호와, 전동기상에서 측정되며 위상 중 하나에 대응하는 신호간의 차이의 함수로서 마이크로콘트롤러(10)에 의하여 제어되는 그것의 2개의 스위치(50, 51)를 가진다. 3개의 분기 각각에 대하여, 상기 비교의 결과는 3개의 아날로그 비교기(30) 중 하나로 구성되며 그 당해 비교기는 상기 분기에 대응한다.

따라서, 상기 회로는 3개의 비교기(30)를 보이며, 각각은 그것의 입력부에서 각각 3개의 분기에 대응하는, 마이크로콘트롤러(10)에 의하여 발생된 3개의 기준신호의 연쇄조각에 대응하는 다중송신된 기준신호 및, 전동기(74)의 위상의 대응하는 단자와 직렬로 놓인 전류센서(72)를 경유하여 그 위상으로부터 샘플링된 신호를 수신한다.

이들 3개의 비교기(30)는 각각 2개의 비교된 신호들간의 차이의 상태(sign)를 표시하는 결과를 제공한다.

마이크로콘트롤러(10)에 의하여 정규적으로 판독된 결과에 따라, 후자는 전술한 바와 같은 방식으로 전술한 휴지시간을 고려하여 그 때에 맞춰 각 분기의 스위치(50, 51)를 제어한다.

본 발명의 마이크로콘트롤러(10)는 데이터버스에 의하여 각각 특별한 프로세스를 실행하는 2개의 디지털/아날로그 컨버터(20, 21)에 접속된 그것의 출력부(12)를 가진다.

본 발명의 마이크로콘트롤러는 그 출력부(12)에 전술한 바람직한 프로세스에 따른 가변주파수 사인곡선을 제공한다.

또한 컨버터(20)상에는 사인곡선을 비교기(30)에 전송하기 전에 상기 기준 사인곡선의 진폭에 적용될 팩터를 표현하는 디지털 값을 제공한다.

컨버터(21)는 마이크로콘트롤러(10)로부터 상기 진폭 팩터를 적용시킬 사인곡선을 수신한다.

계속해서 상기 컨버터(21)는 상기 기준 사인곡선의 특별한 다중송신을 실행한다.

따라서, 후자에 기초하여 도 7에 도시된 바와 같은, 기준 곡선과 동일하지만 서로 120° 오프셋된 3개의 신호로부터 번갈아 샘플링된 일련의 신호의 조각으로 구성된 신호를 제공한다.

따라서, 컨버터(21)로부터 출력된 신호는 시간격으로 분해되며, 각각은 3개의 신호 각각으로부터 관련 순간에 번갈아 떨려온 신호의 조각으로 구성된다.

출력곡선이 3개의 사인 곡선 중 하나의 동일한 것을 재생산하는 두 간격 사이에, 상기 출력곡선은 다른 2개의 곡선을 재생산한다.

출력곡선이 3개의 사인 곡선 중 하나의 동일한 것을 재생산하는 상기 두 간격 사이에, 상기 동일한 사인곡선은 다른 2개의 사인곡선의 조각을 디스플레이하는 데에 대응하는 지연시간에 의하여 진행되었다. 따라서 상기 출력곡선은 상기 점에서 상기 세 번째 사인곡선을 다시 꽉업하거나 거기에 있다. 따라서 컨버터로부터(21)의 출력신호는 수직 세그먼트에 의하여 간격의 각각의 끝에 함께 결합되어 3개의 번갈아 포개어진(interleaved) 사인곡선의 형태를 보인다.

상기 동일한 출력곡선은 계속해서 각각의 비교기(30)에 전송되어 그것이 샘플링된 신호를 3개의 사인곡선의 각각과 연속적으로 번갈아 비교하므로 각 비교기(30)는 단속적인 결과를 출력한다.

마이크로콘트롤러(10)는 후자가 그것의 분기로부터 샘플링된 신호를 상기 분기에 대응하는 3개 중 정규의 사인곡선과 비교하는 순간에만 주어진 비교기로부터 결과를 샘플링하도록 프로그램된다.

수신된 신호의 관련 간격의 함수로서 그러한 샘플링의 동기화는 그것이 출력으로서 전달될 기준신호를 변경하라는 명령을 컨버터(21)에 주고 또한 샘플링의 순간을 결정하는 것이 후자라는 사실 때문에 마이크로콘트롤러(10)에서 쉽게 구현된다.

마이크로콘트롤러(10)는 마이크로콘트롤러(10)가 관련 비교의 함수로서 스위치(50, 51)를 제어하는 분기의 위상이 상기 비교기에 대응하는 전동기의 위상 위에서 만나길 바라는 정규의 사인곡선과의 비교의 결과만을 각 비교기(30)로부터 샘플링한다.

따라서 간단하고 저렴한 연산수단으로 효과적인 다중송신을 구현하면서 후자가 실제로 필요한지를 확인하기 위해서, 간단한 다중송신 및 각 스위치의 비교가 유리하다.

종래기술에서는 전압 V에서의 높은 레벨과 0 전압에서의 낮은 레벨 사이에서 발진하는 측정된 전압으로부터 사인곡선의 전류세기를 발생시키는 회로가 제안되었다.

그러면 (신호를 평활하게 하는) 부하에서의 평균 전압값은 관련 순간에서 전압의 뉴티비에 직접 의존한다. 따라서 측정된 전압의 높은 노치 및 낮은 노치의 동일 지속시간동안 $V/2$ 와 같은 전압이 얻어지며, $V/2$ 보다 크거나 작은 전압은 더 긴 것이 높은 노치인지 낮은 노치인지에 달려있다.

따라서 통상 중간값 $V/2$ 의 부근에서 주기적인 신호가 얻어진다. $V/2$ 에 달할 수도 있는, 얻어진 신호진폭은 부하가 2개의 스위치 사이에 그것의 단자중 하나를 통해 접속되어 하나는 전압 V 로 전원에 연결되고 다른 하나는 접지에 연결되며, 이들 2개의 스위치의 동기화된 스위칭은 V 의 전원과 접지간에 단락을 막기 위하여 휴지시간만큼 상호 오프셋되어 있다는 사실에 여전히 한계를 두고 있다.

본 발명의 장치에서는 전류세기에 관하여 쇼팽이 자동으로 제어되며 원하는 전류세기와 실제 전류세기간의 차이의 합수로서 마이크로콘트롤러(10)의 각 사이클에 스위치(50, 51)의 스위칭이 제어되고, 상기 장치는 0 전압을 향하여 오프셋된 사인곡선의 전압인 중간값 전압을 부하에 인가하는 것을 알 수 있다.

본 발명의 장치는 필요하지 않다면 스위치(50, 51)의 상태를 변경할 필요가 없으므로, 선택된 간격 이외에는 그러한 변경을 하지 않고, 상기 장치는 소정 전류세기의 획득에 적합한 그것들중에서 가장 낮은 전압을 만들어낸다.

따라서 여기에서는 도 5에 도시된 바와 같이 사인곡선은 그것의 최소값에서 0 전압에 대한 탄젠트라는 것을 알 수 있다.

따라서, 전압곡선은 상기 전압이 실제로 필요한 각각의 스위칭에 의하여 생기고 중심의 듀티비에 관하여 미리 결정되지는 않는다는 사실 때문에 세로좌표를 따라 오프셋될 수 있다.

이 사인곡선의 변곡점은 진폭이 증가함에 따라 상기 사인곡선의 진폭이 최대값 $V/2$ 에 도달할 때 그것이 중간 전압 $V/2$ 에 도달할 때까지 증가하는데, 이것은 트랜지스터(50)의 스위칭이 휴지시간에 의하여 거의 폐해를 입지 않으며 이들 휴지시간은 스위칭시에만, 여기에서는 가능한 드물게 (기준신호에 관한 불일치에 응하여서만 스위칭한다), 발생한다는 사실로 인하여 가능해진다.

따라서, 휴지시간을 최대한으로 막는다는 사실을 통해 관례적인 진폭 한계가 방지되고, 스위칭은 오로지 소정 정확성을 위해 요구되는 스위칭으로 감소된다.

낮은 전압으로 향하는 세로좌표의 오프셋에 의하여, DC 전원과 부하 사이에 놓인 스위치는 단히기 보다는 주로 열려있게 되고, 따라서 전류에 의한 횡단이 덜 빈번해져 발열이 적다. 더 나아가서, 하단을 향하는 전압의 오프셋팅은 그것이 더 나은 에너지 효율을 얻을 수 있게 한다.

도 6의 회로는 또한 스위치의 제어를 위한 마이크로콘트롤러(10)의 각 출력부와 관련된 스위치 사이에 제어앰프회로(80)를 도시하는데, 이하에서는 모니터링 및 아이솔레이션회로(monitoring and isolation circuit)라 칭한다.

여기에 사용된 트랜지스터는 그것의 제어단자가 키페시터처럼 거동하는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)이다.

IGBT 트랜지스터의 제어전압은 그것의 게이트와 에미터의 사이에 인가된다. 에미터의 전위는 플로팅(floating)할 수 있으므로, 이 전압은 일반적으로 격리된 공급부로부터 기원하며 제어는 옵토커플러 및 드라이버(제어유닛)를 포함하는 특수회로(purpose-built circuit)를 수반한다.

도 11에 도시된 것은 제어전압이 급강하하는 경우 IGBT 트랜지스터의 단자에 걸리는 전압의 프로파일이다. 과전압의 발생이 확연히 드러난다.

스위칭용으로 사용될 때의 트랜지스터의 가열을 피하기 위해서, 과전압을 막도록 턴오프(turn-off) 방향으로의 속도제한을 두더라고 상태를 재빨리 변경하도록 만들어져야 한다.

간단한 방법으로서 IGBT 트랜지스터의 드라이버와 게이트 사이에 저항기를 개재하는 것이 있다. 이 방법은 개방 방향뿐만 아니라 폐쇄 방향으로의 스위칭시간을 증가시키는 단점이 있다.

스위칭용으로 사용되는 IGBT 트랜지스터를 위한 이상적인 제어전압은 도 9의 곡선으로 표현된다.

상승 슬로프는 매우 가파른데, 첫 번째 급강하 슬로프는 트랜지스터가 저항이 되는 레벨까지 제어전압을 떨어뜨리고 두 번째 완만한 강하 슬로프는 과전압을 제한하도록 트랜지스터를 점진적으로 전환(turn off)시킨다. 이들 3개의 슬로프를 얻는 트랜지스터를 한 테 묶는 시도가 있었지만 이 해결책은 복잡하다.

본 발명에서, 이들 3개의 슬로프는 도 10에 도시된 2개의 저항기(81, 82), 다이오드(83) 및 커패시터(84)를 포함하는 신뢰성이 있고 저렴한 회로(80)에 의하여 달성된다.

상기 회로는 마이크로콘트롤러의 제어출력부로부터 트랜지스터(여기에서는 트랜지스터(50))의 제어단자에 이르기까지, 먼저 각각 저항기(82)를 구비한 3개의 평행한 분기, 마이크로콘트롤러(10)로부터 트랜지스터(50)로 통과하도록 배치된 다이오드(83), 및 커패시터(84)를 보인다. 이들 3개의 평행한 분기 다음에는 트랜지스터(50)에 직렬로 연결된 저항기(81)가 있다.

기울기가 저항기(81)에 의해서 정해지는 상승 동안에는 다이오드(83)가 저항기(82)를 단락시켜, 급격한 경사를 이룬다.

하강의 시작시에는, 커패시터(84)는 트랜지스터(50)의 게이트 전압을 급격하게 떨어뜨린 후, 곡선꼴단의 기울기를 정하는 저항기(82)를 가로질러 전하가 서서히 제거되고, 다이오드(83)는 오프된다.

변곡점(inflexion of point)의 위치는 트랜지스터(50)의 게이트의 정전용량 대 커패시터(84)의 정전용량의 비율에 의하여 정해진다. 얻어진 곡선은 이상적인 곡선에 가깝고, 일반적으로 상당한 과전압이 발생되지 않는 정도보다 더 짧은 스위칭시간을 얻는 것이 실험적으로 가능해졌다.

본 발명에서, IGBT 트랜지스터(50, 51)는 각각 병렬의 프리휠다이오드를 포함하고 있다는 점을 유의해야 한다.

도 8에 도시된 회로는 또한 전압 V에서의 DC라인과 접지 사이, 즉 여기서는 2개의 단자들(A, B)사이에 위치된다.

본 회로는 전원의 방향에 대하여 하류에 있는 2개의 단자가 도 8에 도시된 단자(A, B), 즉 DC라인과 이어주는 각 스위치(50)의 양의 단자(A) 및 접지(B)에 각각 접속되는 4개의 단자를 나타낸다.

본 회로의 나머지 2개의 단자(C, D)는, 본 회로의 상류부에서, DC전압원 및 접지에 접속된다(예를 들어, DC전압원은 3상 전원망에 배치된 정류기일 수도 있다).

본 회로는 스위치(50, 51)를 가지고 있는 스위칭분기에 병렬로 위치되는 3개의 분기로 이루어진다.

이들 3개의 분기 중의 2개는 각각 캐퍼시터들(110, 120)을 가지고 있고, 세번째 분기는 직렬로 트랜지스터(130) 및 저항기(140)를 가지고 있다.

캐퍼시터들(110, 120)을 가지고 있는 2개의 분기의 2개의 대응하는 단자는 전원으로부터 스위칭분기로 가는 방향으로 통과되도록 배치된 다이오드(150)에 의하여 연결된다.

2개의 분기의 이들 2개의 단자들은 또한, 직렬로 발광다이오드(160) 및 저항기(170)를 가지고 있는 분기에 의하여 다이오드(150)와 병렬로 연결된다.

상기 다이오드(160)는 그 자체가 스위칭분기로부터 DC전압원으로 가는 방향으로 통과되도록 배치된다.

상기 발광다이오드(160)를 보호하기 위한 제너다이오드는 발광다이오드와 병렬로 위치되어, 저항기에 의하여 전원측에 연결된다. 상기 마지막 저항기는 제너다이오드내의 전류를 제한한다. 추가 캐퍼시터는 과도전압에 대한 유효성을 향상시키기 위하여 제너다이오드의 단자에 걸쳐 위치될 수 있다.

본 회로에 의하여, 전동기가 브레이크 모드(brake mode)에 있을 때, 달리 말하면, 전류세기가 발생되고, 전원으로 전달될 때, 다이오드(150)는 오프되고, 전원을 향하여 돌아오는 전류는 2개의 캐퍼시터(110, 120)의 부하의 변화에 대응하여, 발광다이오드(160)에 공급된다. 그 다음 다이오드(160)는 빛을 낸다.

여기서, 상기 다이오드는, 다이오드(160)의 발광에 응답하여, 저항기(140)를 통과하는 전류를 발생시킴으로써, 스위칭분기의 양의 단자를 접지에 연결시키는 트랜지스터(130)를 폐쇄시키는 마이크로콘트롤러(10)에 옵토결합된 다이오드이다.

그런 다음, 상기 저항기(140)는 듀얼효과를 통하여 전동기에 의하여 전달된 에너지를 소거한다. 상기 소거분기스위치(130)는 그것의 폐쇄구간이 모니터되도록 마이크로컨트롤러(10)에 의하여 제어된다. 따라서, 브레이크 모드의 검출시, 마이크로컨트롤러는 전류가 전원으로부터 전동기로 가는 방향으로 복귀되는 순간에, 한도를 초과하는 구간동안 스위치(130)를 닫는다.

이것은 방향이 빈번하게 바뀌는 경우에, 지나치게 많은 빈도로 트랜지스터(130)를 스위칭하여, 그것이 빨리 손상되는 것을 피할 수 있게 한다.

마이크로컨트롤러(10)는 트랜지스터(130)에 연결된 그것의 제어출력부상에, 즉 출력부와 트랜지스터사이에, 부하(74)를 공급하기 위하여 마이크로컨트롤러(10)와 스위치(50, 51)사이에 위치된 회로(80)와 유사한 댐핑회로(80)를 포함하는 것이 좋다.

또한, 저항기(140)는 스위치(130)에 대하여 전원측상에 위치되는 것이 좋고, 프리휠다이오드는 저항기(140)와 병렬로 위치되어, 양의 전압원단자로부터 가장 멀리에 있는 상기 저항기(140)의 단자로부터 DC공급전압에서의 단자로 통과되도록 배치되는 것이 좋다.

상기 회로는 회전자저항의 변화가 전동기토크상에 영향을 미치지 않는 3상 제너레이터를 형성하는 주파수 컨버터로 구성되어 있다. 상기 회전은 심지어 0.25 Hz만큼 낮은 주파수에 대하여도 규칙적이다. DC버스의 전압은 최대 주파수 이외에서 영향을 미치지 않는다.

본 발명은 이것이 연산기를 필요로 하지 않으므로 값싸고, 내장되어 유연한 주기신호제너레이터의 생산을 가능하게 함에 따라, 간단한 외부 정량계(quantity-based) 자동제어를 하도록 한다.

발생될 주기신호는 마이크로컨트롤러 내부의 내부테이블에 저장된다. 소정의 주파수에 비례하는 정규 구간에서 샘플링된 주기신호는 마이크로컨트롤러에 의하여 디지털/아날로그컨버터로 보내진다.

상기 컨버터에서 발생하는 아날로그 전압은 비교기의 입력부에 인가된다. 따라서, 상기 비교기의 두번째 입력부는 발생된 신호를 측정하기 위한 장치에 연결된다. 마이크로컨트롤러는 비교결과를 판독하고, 측정된 신호가 예상 신호보다 적으면 스위칭을 트리거하거나 유지한다. 상기 신호가 더 크면, 마이크로컨트롤러는 스위칭을 중단하거나 그것을 비활성으로 유지시킨다. 따라서, 상기 스위칭은 가변주파수 및 펄스폭에서 존재한다. 이것은 얻어진 신호에 의하여 자동적으로 제어된다. 거동보정(behavioral correction)은 자동적이다.

상술된 회로는 유도루프를 활성화시키는데 사용되는 것이 좋고, 상기 유도루프와 함께 비접촉 에너지원을 조성한다. 그런 다음, 자기장의 변화량을 활성전류로 변환시키기 위한 수단을 갖춘 장치는, 접촉없이도 상기 에너지를 탭오프(tap off)시킨다. 상기 회로는 자동전류제어를 쉽게 구현할 수 있도록 한다는 점에서 이러한 응용에 대하여 이점을 가지는데, 이는 이들 응용들에 있어서 특별히 이점이 있다는 것을 증명한다.

변형례에 따르면, 예를 들어, 모니터링 회로, 마이크로컨트롤러, 비교기의 저전압원은 메인 DC전압을 초핑(chopping)하여 직접적으로 또는 간접적으로 얻어진다.

상술된 회로의 여타의 응용에 따르면, 이들은 케이블과 같이 긴 제품을 감기 위하여, 전동기를 활성화시키거나 또는 저전압 DC전류원을 갖춘 형식의 전동기 브레이크를 활성화시키는데 사용될 수 있고, 상기 브레이크는 메인 DC전압을 초핑하여 공급된다.

도 12에 도시된 것은 이러한 브레이크용 회로배치이다. 이러한 브레이크는 DC전압원과 접지사이에 배치된 브레이크코일(90), 상기 코일(90)을 직렬로 가지고 있는 분기상의 전류센서(91) 및 제어트랜지스터(92)로 구성된다. 상기 전류센서(91)는 코일(90)을 통과하는 전류의 값을 나타내는 신호를 마이크로컨트롤러(10)에 제공하고, 마이크로컨트롤러(10)는 코일(90)내에 소정의 전류를 얻기위한 방법으로 트랜지스터(92)의 스위칭을 제어한다. 이러한 회로는 DC전원의 전압내에 인터럽트 또는 드롭이 발생하면, 특히 전동기(74)를 제동시키도록 도 6의 회로와 결합되는 것이 좋다. 또한 상기 회로는 코일의 하류에 있는 점으로부터 연장되어 있고, DC전압원으로 되돌아가는 프리휠 다이오드를 포함하므로, 코일(90) 및 센서(91)를 포함하는 루프를 형성할 수 있음에 유의해야 한다.

따라서, 상기 회로는 네트워크전압의 제거시에 감기(wind up)를 모니터링하게 한다. 전기 케이블 와인더(winder)의 경우에는, 이리하여 이러한 종류의 사고시에 케이블을 보호할 수 있도록 한다.

따라서, 모니터링은 100V 만큼 낮은 전압으로 낮게 유지될 수 있다.

제품식별용 장치는 유도루프의 활성화의 경우에 이미 기술되었고, 또한 본 발명에 따른 제너레이터를 2개의 용량성 판(capacitive plate)을 포함하는 부하와 결합시켜 생산될 수 있다.

본 발명에 따른 제너레이터는 또한 전기도금에 의한 퇴적 또는 배터리의 충전을 위하여 사전 설정된 전하량을 통과시키는데 사용되는 것이 좋다.

2개의 전기량(electrical quantity)중의 하나, 전류세기 또는 전압이 자동으로 제어되어야 하고, 두번째 측정이 특히, DC전류하에서 예를 들어, 배터리 충전, 전기화학퇴적 과정의 정상적인 종료에 대하여 유용한 정보를 산출할 때마다, 제너레이터가 사용되는 것이 좋다.

3개의 전기량중의 하나, 전류세기 또는 전압이나 주파수가 자동으로 제어되어야 할 때마다, 그리고, 상기 전기량중의 하나 또는 다른 것의 측정이, 주기전류하에서, 예를 들어, 금속을 식별하기 위한 과정의 정상적인 종료에 대한 유용한 정보를 산출할 때, 제너레이터가 사용되는 것이 좋다.

도 13에 도시된 변형례에 따르면, 제너레이터는 그것의 길이 방향으로 유도루프(100)에 평행하게 이동하는 모바일(103)에 고정된 1이상의 수신기(102)에 그것의 전자기장이 결합되지 않도록 하는 긴 형상의 유도코일(100)을 활성화시킨다.

산업상 이용 가능성

본 발명에 따르면, DC 전압을 초평하여 작동하는 저가이면서 성능이 우수한 전기신호제너레이터, 자동제어 및 저가의 컴퓨팅수단이 제공된다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명에 따른 제1회로를 나타낸 도면,

도 2는 도 1의 회로의 출력부에 위치된 부하에서 얻어진 전류세기의 곡선을 나타낸 플롯도,

도 3은 도 1의 회로에 의한 부하로의 초평된 전압입력부의 형상과 함께, 동일한 부하에서 전압 및 전류세기의 시간프로파일을 나타낸 플롯도,

도 4는 기준곡선에 대한 선택된 주파수의 함수로서 도 1의 회로의 마이크로콘트롤러에 의하여 제공된 기준곡선의 형상을 나타내는 플롯도,

도 5는 부하에서 본 발명에 따른 회로로 얻어진 전압신호를 나타내는 도면,

도 6은 본 발명에 따른 3상전원을 가진 제2회로를 나타내는 도면,

도 7은 도 6의 회로의 디지털/아날로그컨버터에 의하여 동일한 회로의 3개의 비교기로 전송된 곡선을 나타내는 도면,

도 8은 모터의 브레이킹(braking)모드에서 도 6의 회로의 출력부에 놓인 비동기식 모터로 생성된 전기에너지의 제거를 위한 회로를 나타내는 도면,

도 9는 IGBT 트랜지스터용 제어전압의 이상적인 형상을 나타낸 도면,

도 10은 본 발명에 따른 성형회로를 나타내는 도면,

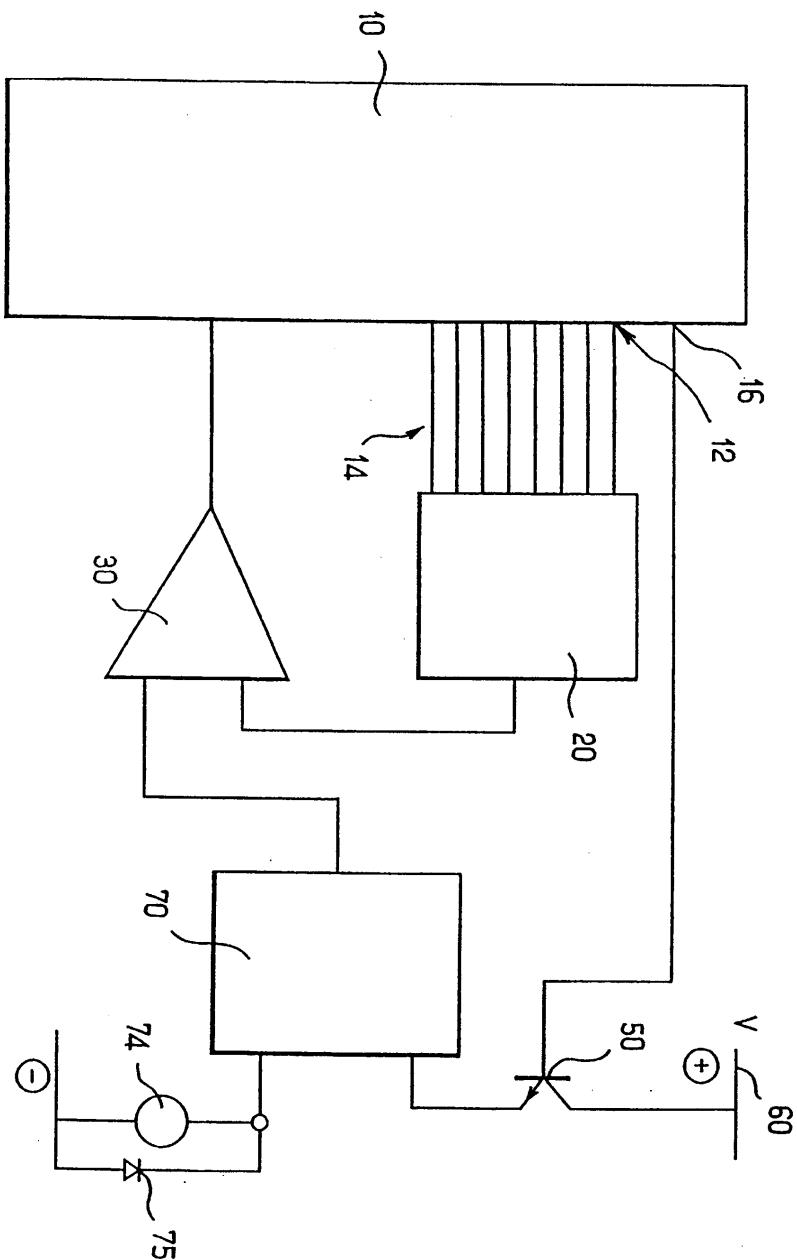
도 11은 종래기술에 따른 트랜지스터제어곡선을 나타내는 도면,

도 12는 본 발명에 따른 모터브레이킹회로,

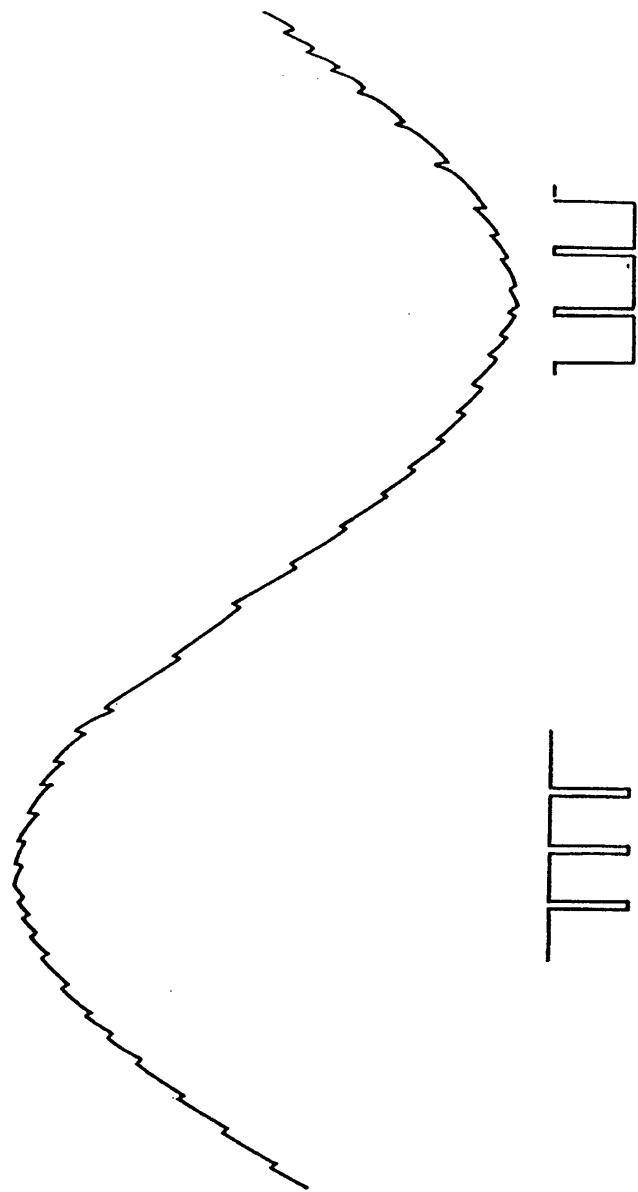
도 13은 본 발명에 따른 비접촉식 제너레이터를 나타내는 도면.

도면

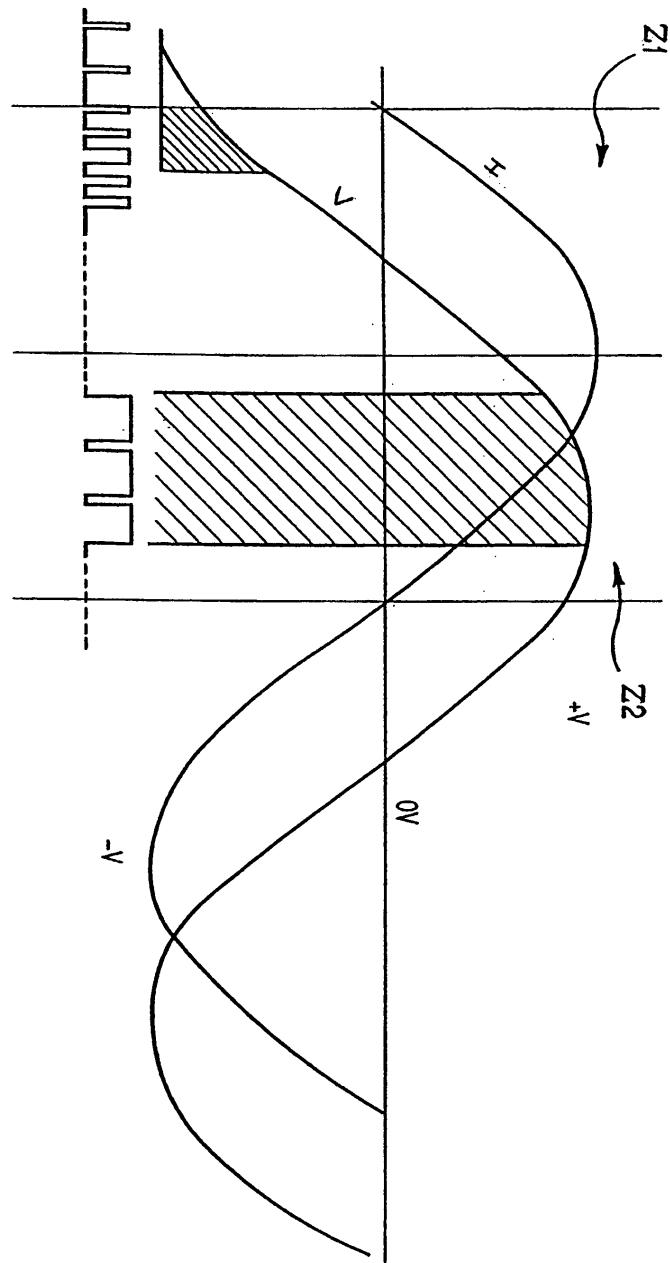
도면1



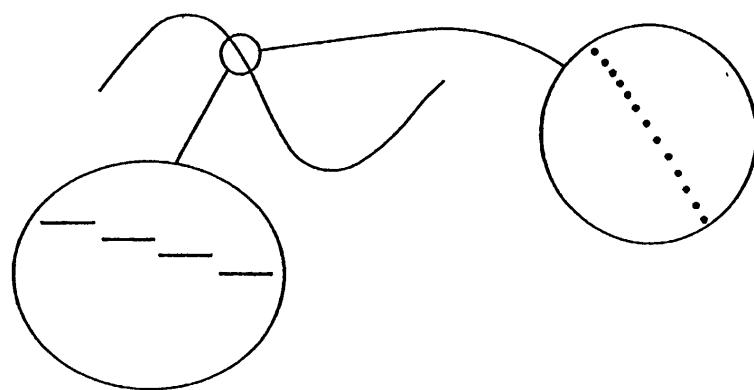
도면2



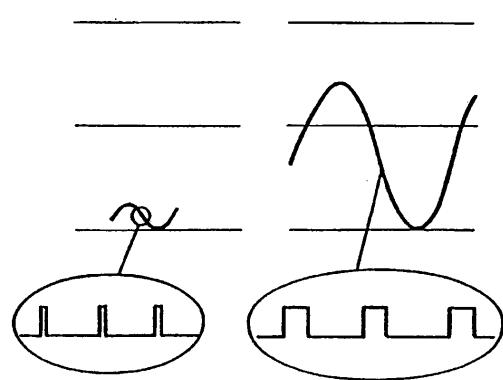
도면3



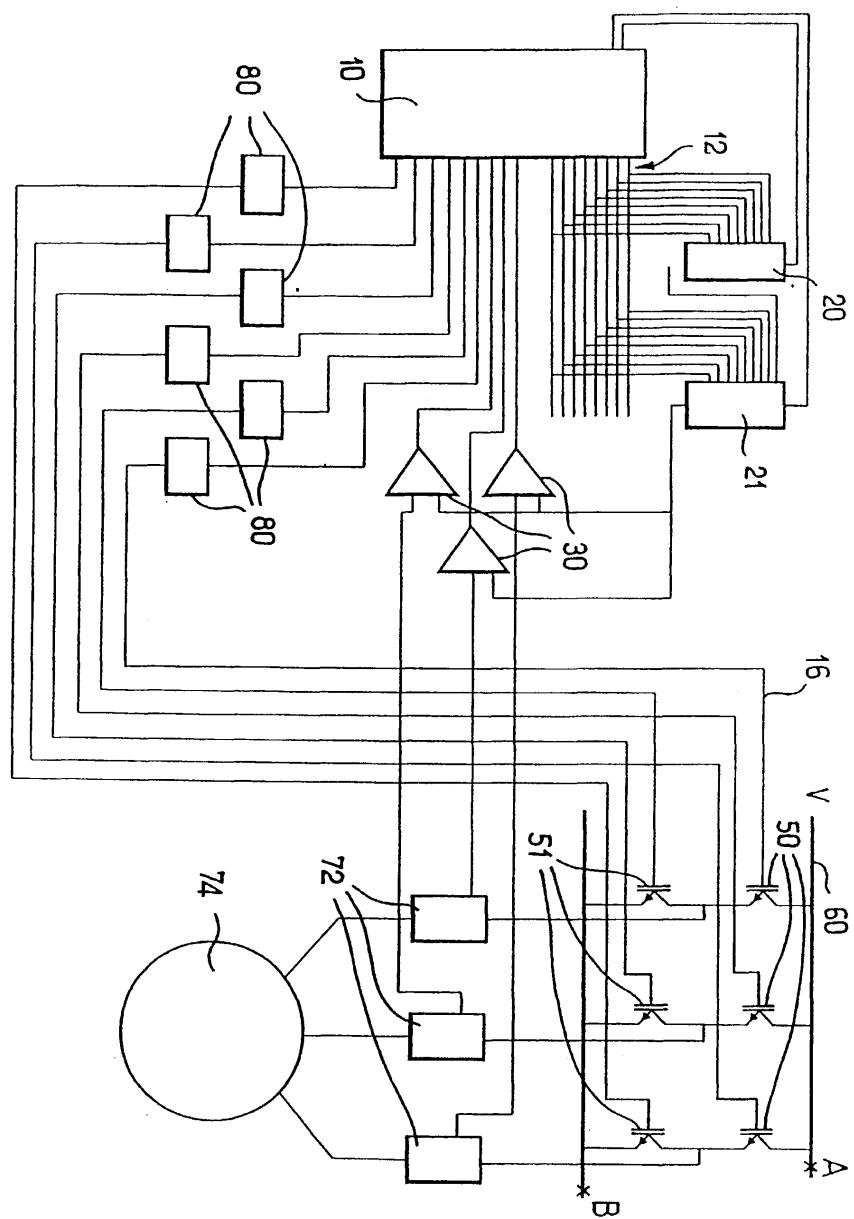
도면4



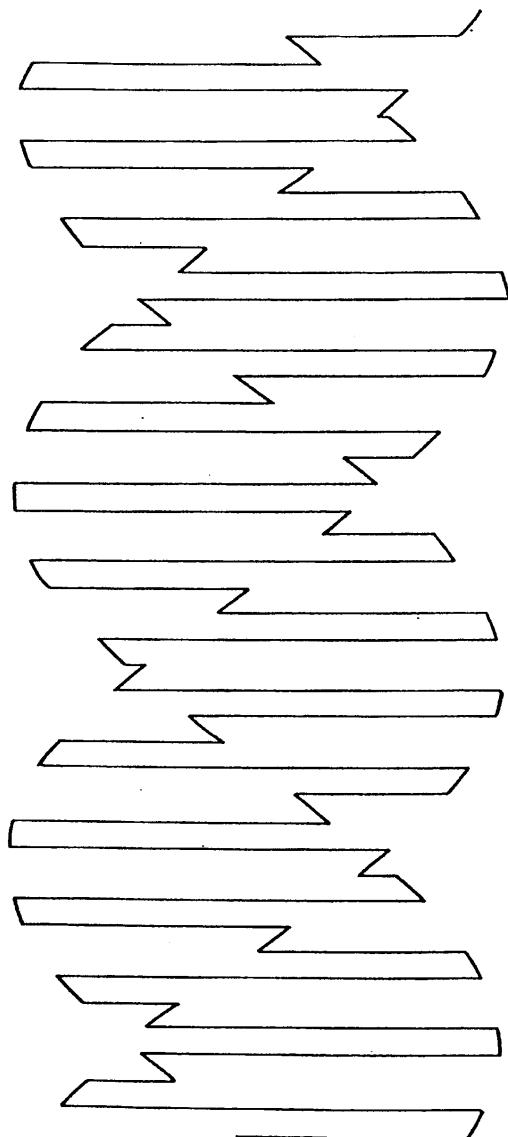
도면5



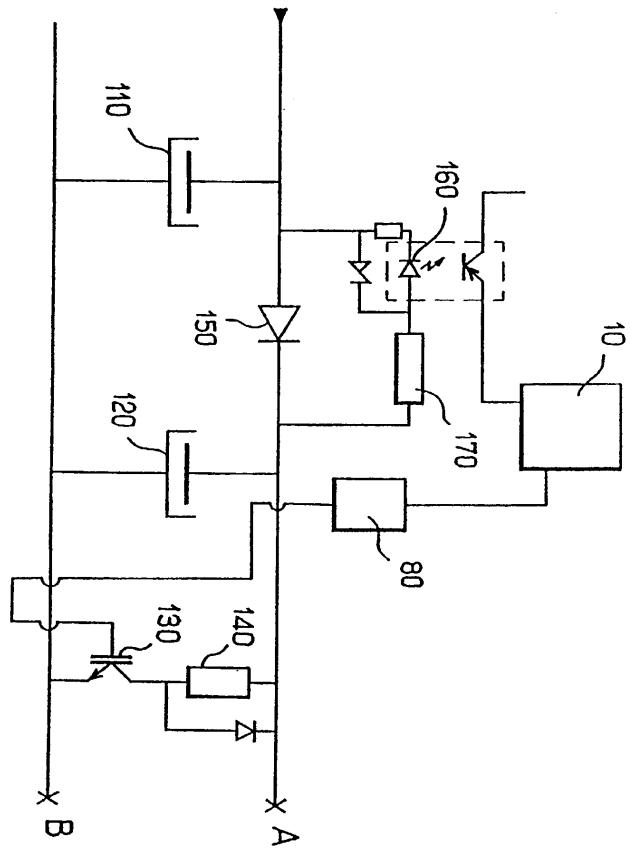
도면6



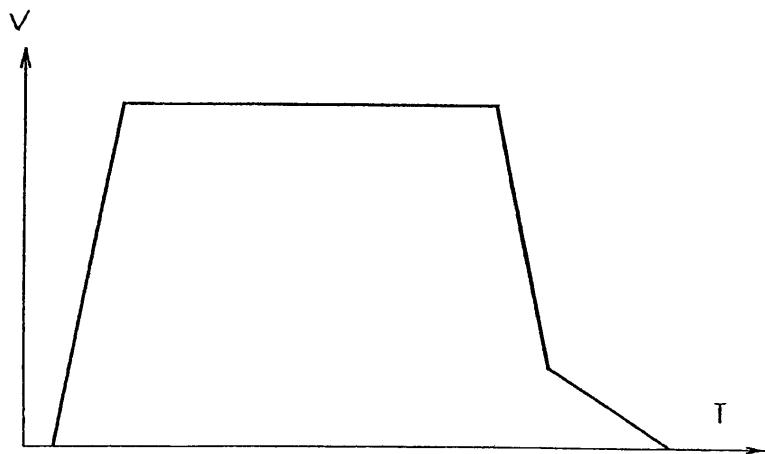
도면7



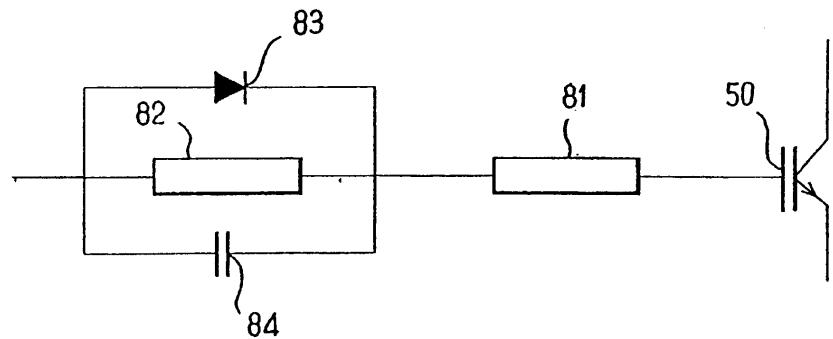
도면8



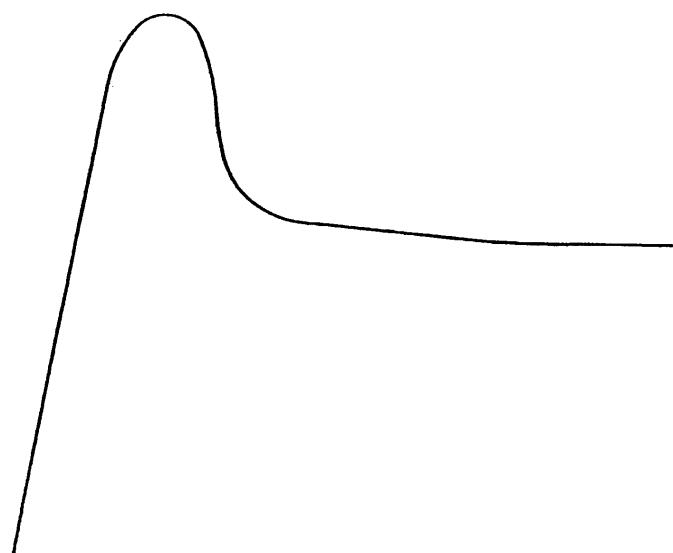
도면9



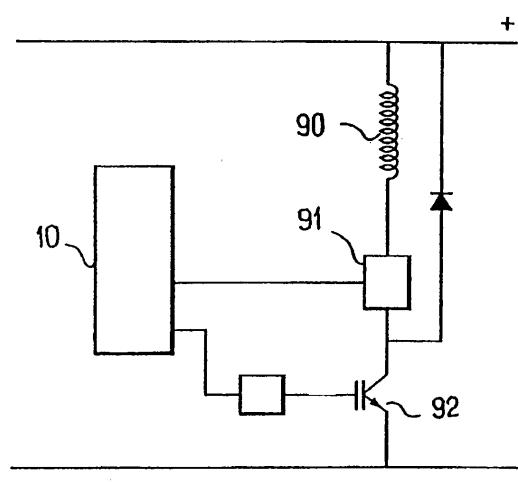
도면10



도면11



도면12



도면13

