



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년07월18일
(11) 등록번호 10-1287598
(24) 등록일자 2013년07월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H03F 3/217 (2006.01) H03F 3/68 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2010-7021923
(22) 출원일자(국제) 2009년04월07일
심사청구일자 2011년08월26일
(85) 번역문제출일자 2010년09월30일
(65) 공개번호 10-2011-0038606
(43) 공개일자 2011년04월14일
(86) 국제출원번호 PCT/US2009/039712
(87) 국제공개번호 WO 2010/002488
국제공개일자 2010년01월07일
(30) 우선권주장
12/166,160 2008년07월01일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
US20030215373 A1
전체 청구항 수 : 총 18 항

(73) 특허권자
엠케이에스 인스트루먼트 인코포레이티드
미국 매사추세츠 01810 앤도버 수트 201 테크 드
라이브 2
(72) 발명자
시바쿠마르, 세사드리
미합중국 14586 뉴욕, 웨스트 헨리에타, 웨이크
로빈 테라스 46
에로그루, 아브둘라
미합중국 15434 뉴욕, 피츠포드, 헌터스 포인트
55
(74) 대리인
오세준, 송윤희, 권혁수

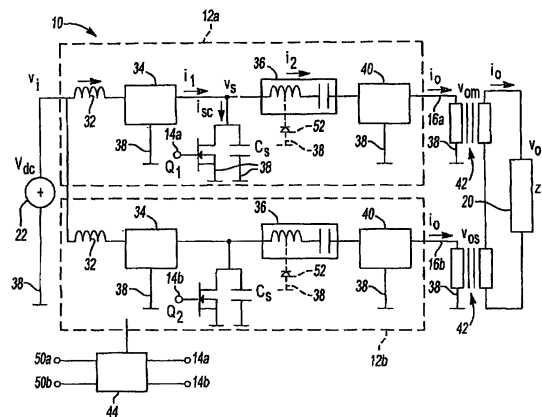
심사관 : 김남인

(54) 발명의 명칭 RF 전력발생기 및 그 작동방법

(57) 요약

RF 전력발생기는 제1 제어 신호에 따라 제1 RF 신호를 발생시키는 제1 스위치-모드 증폭기 및 제2 제어 신호에 따라 제2 RF 신호를 발생시키는 제2 스위치-모드 증폭기를 포함한다. 상기 제1 및 제2 제어 신호는 상기 제1 및 제2 RF 신호 사이의 위상차를 결정한다. 출력 신호 엘빌로프는 상기 제1 및 제2 RF 신호 및 상기 위상차에 기반을 둔다. 상기 제1 제어 및 제2 제어 신호는 상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상들을 번갈아 나오게 한다.

대표도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

제1 제어 신호에 따라 제1 RF 신호를 발생시키는 제1 스위치-모드 증폭기; 및
제2 제어 신호에 따라 제2 RF 신호를 발생시키는 제2 스위치-모드 증폭기를 포함하고,
상기 제1 및 제2 제어 신호는 제1 및 제2 RF 신호 사이의 위상차를 결정하고,
출력 신호 엔빌로프(Envelope)는 상기 제1 및 제2 RF 신호 및 상기 위상차에 기반을 두고,
상기 제1 및 제2 제어 신호는 상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상들을 번갈아 나오게 하는 RF(Radio Frequency) 전력발생기.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
상기 위상차는 상기 제1 및 제2 RF 신호들의 위상들이 번갈아 나오는 동안 일정한 값을 가지는 RF 전력발생기.

청구항 3

제 1 항에 있어서,
상기 제1 및 제2 RF 신호 중 어느 하나를 각각 하나의 부하에 전달하는 제1 및 제2 변압기를 더 포함하는 RF 전력발생기.

청구항 4

제 1 항에 있어서,
상기 제1 및 제2 스위치-모드 증폭기는 클래스(Class) E 증폭기들인 RF 전력발생기.

청구항 5

제 1 항에 있어서,
상기 제1 및 제2 스위치-모드 증폭기는 클래스 D 증폭기들인 RF 전력발생기.

청구항 6

제 5 항에 있어서,
상기 클래스 D 증폭기들은 각각 유도성-커패시턴스(Inductive-Capacitance, LC) 회로들을 포함하는 RF 전력발생기.

청구항 7

제 6 항에 있어서,
상기 LC 회로들은 각각 유도성 클램프들(Clamps)을 포함하는 RF 전력발생기.

청구항 8

제 7 항에 있어서,
상기 유도성 클램프들은 다이오드(Diode)들을 포함하는 RF 전력발생기.

청구항 9

제1 제어 신호에 따라 제1 위상을 포함하는 제1 RF 신호를 발생시키는 단계;

제2 제어 신호에 따라 제2 위상을 포함하는 제2 RF 신호를 발생시키는 단계;

상기 제1 및 제2 RF 신호를 하나의 부하에 인가하는 단계;

상기 제1 및 제2 RF 신호를 통하여 상기 부하에 인가되는 RF 엔빌로프를 제어하는 상기 제1 및 제2 제어 신호를 변화시키는 단계; 및

상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상들을 번갈아 나오게 하는 단계를 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상들을 번갈아 나오게 하는 동안 상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상차의 크기를 일정하게 유지하는 단계를 더 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 11

제 9 항에 있어서,

상기 RF 신호들을 상기 부하에 임피던스 매칭(Impedance Matching)하는 단계를 더 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 12

제 9 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 RF 신호를 발생시키기 위한 클래스 E 증폭기들을 제공하는 단계를 더 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 13

제 9 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 RF 신호를 발생시키기 위한 클래스 D 증폭기들을 제공하는 단계를 더 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 14

제 13 항에 있어서,

상기 클래스 D 증폭기들은 각각 유도성-커패시턴스(LC) 회로들을 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 15

제 14 항에 있어서,

상기 LC 회로들은 각각 유도성 클램프들을 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 16

제 15 항에 있어서,

상기 유도성 클램프들은 다이오드들을 포함하는 RF 전력발생기 작동방법.

청구항 17

제1 제어 신호에 따라 제1 RF 신호를 발생시키는 제1 클래스 E 증폭기; 및

제2 제어 신호에 따라 제2 RF 신호를 발생시키는 제2 클래스 E 증폭기를 포함하고,

상기 제1 및 제2 제어 신호는 상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상들을 각 위상이 교대하는 동안 제1 및 제2 RF 신호 사이의 위상차를 일정하게 유지하면서 번갈아 나오게 하고,

출력 신호 엔빌로프는 상기 제1 및 제2 RF 신호 및 상기 위상차에 기반을 두는 RF 전력발생기.

청구항 18

제 17 항에 있어서,

상기 각각의 클래스 E 증폭기는 유도성 클램프를 포함하는 RF 전력발생기.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 무선주파수(Radio Frequency, RF) 신호 발생기의 엔빌로프 전력 조절에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 이 부분에 기술된 내용은 단지 본 발명에 관계된 배경기술 정보를 제공하는 것이고, 선행기술로 되는 것으로 여겨지지 않을 것이다.

[0003] 시간 영역에서 무선 주파수 전력은 시간에 대응하여 특정한 피크에서 피크 사이(P-P)의 진폭들을 가지는 주기 신호로서 표현될 수 있다. 상기 P-P 진폭들은 상기 RF 전력의 엔빌로프를 나타낸다. 진폭 조절(Amplitude Modulation, AM)은 상기 RF 엔빌로프를 조절하는 RF 모드의 하나의 예이다.

[0004] RF 전력은 상기 기술분야에 알려진 방법을 사용하여 반도체를 제작하는 것에 사용될 수 있는 플라즈마(Plasma)를 발생시키는 것에 사용될 수 있다. 그와 같은 응용분야에서 상기 RF 엔빌로프의 정교한 제어는 반도체 크기의 감소 및/또는 생산량의 증가에 있어서 점점 더 중요하다. 상기 기술분야에서 상기 RF 엔빌로프를 제어하기 위한 몇가지 방법들이 알려져 있고 이는 아래와 같다.

[0005] 상기 방법들의 첫 번째 그룹은 RF 전력증폭기 드라이버(Driver) 온-오프(On-off)를 스위칭(Switching)하는 것 및/또는 상기 RF 전력증폭기에서 DC 입력 레일(Rail) 전압의 펄스를 발생시키기 위해서 상기 RF 전력증폭기에 전력을 공급하는 전력공급기의 온-오프 제어 회로를 사용하는 것에 의해서 RF 온-오프 엔빌로프의 펄스를 제공한다.

[0006] 상기 방법들의 두 번째 그룹은 상기 RF 전력증폭기의 드라이버의 진폭을 제어하여 RF 엔빌로프의 펄스를 제공한다. 이러한 방법들은 전형적으로 클래스 A, AB, B 및 C 회로망의 전력증폭기들 및/또는 상기 전력증폭기에서 DC 입력 레일 전압을 조절하기 위해서 상기 RF 전력증폭기에 전력을 공급하는 전력공급기의 출력 전압의 제어에 적용된다.

[0007] 상기 방법들의 세 번째 그룹은 유연한 RF 엔빌로프 파형의 발생을 용이하게 하는 풀-브리지(Full-bridge) 회로망으로 구성된 위상 제어 RF 전력증폭기를 제공하는 미국특허 7,2559,622에서 나타난다. 상기 브리지 회로망은 4개의 전력스위치를 및 복잡한 게이트 드라이브(Gate Drive) 제어구조를 필요로 한다. 이러한 디자인은 부품들의 개수와 가격을 증가시키는 특징이 있고 신뢰도를 감소시킨다.

[0008] 위의 방법들은 몇 가지의 내재하는 작동제약들을 가진다. RF 엔빌로프 펄스발생(온-오프 또는 멀티 진폭 레벨)을 위한 상기 전력공급기의 제어를 사용하는 상기 방법들에서 상기 펄스의 상승 및 하강 속도는 상기 DC 레일 전압의 동적(Dynamic) 응답에 의해 제한된다. 그러므로 빠른 상승 및 하강 시간, 높은 펄스 주파수, 또는 작은 듀티 사이클(Duty cycles)을 가지는 RF 펄스의 엔빌로프들은 쉽게 얻을 수 없다. RF 전력증폭기 드라이버 온-오프 제어를 사용하는 위의 방법들은 단지 RF 엔빌로프 온-오프 펄스발생을 가능하게 한다. 그것들은 변화하는 영이 아닌(Non-zero) 진폭의 RF를 제공하지 못한다. 멀티 진폭 레벨의 RF 펄스발생을 위해서 상기 RF 전력증폭기 드라이버 제어를 사용하는 위의 방법들은 선형 전력증폭기들(클래스 A, AB, B 및 C 회로망)에 한정되고, 높은 효율의 스위치 모드 전력증폭기들(클래스 E 회로망들)까지 쉽게 확장되지 못한다. 선형 전력증폭기들은 펄스발생 동안에 상기 전력증폭기의 트랜지스터 부품들로부터 큰 차동 전력들이 소비되는 것이 필요하기 때문에 큰 전력 처리 및 열을 소멸시키기 위한 열용량(Thermal Capacities)의 디자인들 및 구조들을 필요로 한다.

[0009] 전력공급기 제어 및 RF 전력증폭기 드라이버 제어의 조합으로 인해서 이미 언급된 몇 가지의 제약들은 가능한 감소될 수 있다. 그러나 그와 같은 감소들은 한정되고, RF 엔빌로프 펄스발생을 위해서 펄스발생 동안 잘 조직화될 필요가 있는 상기 전력공급기 제어 및 상기 전력증폭기 드라이브 제어 양쪽과 같은 복잡한 제어 회로들을 필요로 한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0010] 본 발명이 해결하고자 하는 기술적 과제는, 제1 및 제2 제어 신호를 통해서 제1 및 제2 RF 신호의 위상차를 결정하고, RF 엔빌로프 펄스를 발생시키는 RF 전력발생기 및 RF 전력발생기 작동방법을 제공함에 있다.

과제의 해결 수단

- [0011] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 실시 예에 따른 RF 전력발생기는 제1 제어 신호에 따라 제1 RF 신호를 발생시키는 제1 스위치-모드 증폭기 및 제2 제어 신호에 따라 제2 RF 신호를 발생시키는 제2 스위치-모드 증폭기를 포함하고, 상기 제1 및 제2 제어 신호는 제1 및 제2 RF 신호 사이의 위상차를 결정하고, 출력 신호 엔빌로프는 상기 제1 및 제2 RF 신호 및 상기 위상차에 기반을 두고, 상기 제1 및 제2 제어 신호는 상기 제1 및 제2 RF 신호를 번갈아 나오게 한다.
- [0012] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 다른 실시 예에 따른 RF 전력발생기 작동방법은 제1 제어 신호에 따라 제1 위상을 포함하는 제1 RF 신호를 발생시키는 단계, 제2 제어 신호에 따라 제2 위상을 포함하는 제2 RF 신호를 발생시키는 단계, 상기 제1 및 제2 RF 신호는 하나의 부하에 인가하는 단계, 상기 제1 및 제2 RF 신호를 통하여 상기 부하에 인가되는 RF 엔빌로프를 제어하는 상기 제1 및 제2 제어 신호를 변화시키는 단계 및 상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상들을 번갈아 나오게 하는 단계를 포함한다.
- [0013] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 또 다른 실시 예에 따른 RF 전력발생기는 제1 제어 신호에 따라 제1 RF 신호를 발생시키는 제1 클래스 E 증폭기 및 제2 제어 신호에 따라 제2 RF 신호를 발생시키는 제2 클래스 E 증폭기를 포함하고, 상기 제1 및 제2 제어 신호는 상기 제1 및 제2 RF 신호의 위상들을 각 위상이 교대하는 동안 제1 및 제2 RF 신호 사이의 위상차를 일정하게 유지하면서 번갈아 나오게 하고, 출력 신호 엔빌로프는 상기 제1 및 제2 RF 신호 및 상기 위상차에 기반을 둔다.

발명의 효과

- [0014] 위와 같은 본 발명의 실시 예들에 따르면, 제1 및 제2 제어 신호를 통해서 제1 및 제2 RF 신호의 위상차를 결정하고, RF 엔빌로프 펄스를 발생시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0015] 여기에 묘사된 도면들은 단지 예시적 목적을 위함이고, 어떠한 방법으로도 본 발명의 범위를 제한하는 의도가 아니다.

도 1은 위상-스위칭 스위치-모드 무선 주파수(RF) 전력증폭기의 계통도(schematic diagram)를 묘사하고;

도 2는 도 1의 상기 RF 증폭기 내부의 스위칭 장치의 파형들을 묘사하고;

도 3a는 도 1의 상기 RF 전력증폭기의 출력 전력 프로파일(Profile)을 나타내는 그래프이고;

도 3b는 도 1의 상기 RF 전력증폭기의 DC 입력전력을 나타내는 그래프이고;

도 3c는 도 1의 상기 RF 증폭기 내부의 상기 스위칭 장치에 걸린 전압을 나타내는 그래프이고;

도 3d는 도 1의 상기 RF 증폭기 내부의 상기 스위칭 장치에 흐르는 전류를 나타내는 그래프이고;

도 4는 RF 엔빌로프 온/오프 펄스발생 및 상기 상응하는 RF 출력 파형을 위한 위상 제어 신호들의 파형들을 묘사하고;

도 5는 영이 아닌(Non-zero) 두 가지 수준의(Two level) RF 엔빌로프 펄스발생 및 상기 상응하는 RF 출력 파형을 위한 위상 제어 신호들의 파형들을 묘사하고;

도 6은 느린 상승 및 하강 시간의 RF 엔빌로프 펄스발생 및 상기 상응하는 RF 출력 파형을 위한 위상 제어 신호들의 파형들을 묘사하고;

도 7은 도 1의 상기 RF 증폭기의 실시 예를 사용하는 RF 엔빌로프 펄스발생의 오실로스코프(Oscilloscope) 기록이고;

도 8은 도 1의 상기 RF 증폭기의 실시 예를 사용하는 영이 아닌 두 가지 수준의 RF 펄스발생의 오실로스코프 기록이고;

도 9a 내지 9k는 도 1의 상기 RF 전력증폭기의 다양한 구성들의 전압 및 전류의 모의 파형들을 묘사한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0016] 다음에 나오는 다양한 실시 예의 서술은 사실상 단지 모범적인 예이고, 결코 본 발명, 그것의 응용 또는 용도들을 제한하기 위한 의도가 아니다. 명료성을 위해서, 유사한 구성요소들을 식별하기 위해서 같은 참조 번호들이 상기 도면들에서 사용될 것이다. 여기에 사용되는 A, B 및 C 중 적어도 하나라는 구(Phrase)는 XNOR(Non-exclusive logical or) 연산을 사용하는 논리 (A or B or C)를 의미하는 것으로 이해되어야 한다. 방법에 포함되는 단계들은 본 발명의 원리들의 변경없이 다른 순서로 수행될 수 있음을 이해하여야 한다.
- [0017] 여기에 사용되는 모듈이라는 용어는 하나 또는 그 이상의 소프트웨어(Software) 또는 펌웨어(Firmware) 프로그램들, 조합 논리 회로를 수행하는 Application Specific Integrated Circuit(ASIC), 전자회로, 프로세서(Shared, Dedicated, or Group Processor) 및 메모리(Memory) 및/또는 상기 기술한 기능을 제공하는데 적당한 다른 구성요소들을 나타낸다.
- [0018] 도 1을 참조하면, 새로운 RF 증폭기(10)의 계통도가 보여진다. RF 증폭기(10)는 마스터(Master) 스위치-모드 증폭기(12a) 및 슬레이브(Slave) 스위치-모드 증폭기(12b)를 포함하고, 이들은 통칭해서 스위치-모드 증폭기들(12)로 언급된다. 스위치-모드 증폭기들(12)은 각각의 스위칭 트랜지스터들(Q1, Q2)을 포함한다. 트랜지스터들(Q1, Q2)은 증폭기 출력들(16a, 16b)의 출력 신호들 사이의 위상차를 설정하는 각각의 제어신호들(14a, 14b)을 수신한다. 상기 RF 출력 신호들은 합쳐지고 부하(20)에 인가된다. 부하(20)는 어떤 임피던스 매치(Impedance Match)와 관련된 플라즈마 챔버(Chamber), 전압 및/또는 전류 프로브(Probe), 전력계들(Power meters) 및 기타 같은 종류의 것을 포함한다. DC 전력공급기(22)는 스위치-모드 증폭기들(12)에 전력을 공급한다. 몇몇의 실시 예들에서, 스위치-모드 증폭기들(12)은 클래스 D 또는 클래스 E 증폭기들로 구현된다. 이하의 논의는 클래스 E 증폭기들이 사용된 것으로 상정한다.
- [0019] 스위치-모드 증폭기들(12)은 동일하다. 지금부터 스위치-모드 증폭기(12a)의 묘사된 실시 예가 서술될 것이다. 스위치-모드 증폭기(12b)는 똑같은 회로망을 가짐을 인식하여야 한다. DC 전력공급기(22)는 RF choke(Choke, 32)의 제1 단자에 DC 전압(V_{dc})을 제공한다. RF choke(32)의 제2 단자는 필터네트워크(34)의 입력 단자와 연결된다. 필터네트워크(34)는 저역통과필터(Low-pass filter) 또는 대역통과필터(Band-pass filter)를 포함한다. 필터네트워크(34)의 출력은 스위칭 트랜지스터(Q1)의 드레인(Drain), 커패시터(Capacitor, C_s)의 제1 단자, 및 공진 LC쌍(36)의 제1 단자와 연결된다. 커패시터(C_s)의 제2 단자 및 스위칭 트랜지스터(Q1)의 소스(Source)는 그라운드(Ground, 38)와 연결된다. C_s 는 트랜지스터(Q1)의 드레인-소스의 내부 또는 외부 커패시터의 커패시턴스(Capacitance), 또는 그것의 조합이 될 수 있다. LC쌍(36)의 제2 단자는 출력필터(40)의 제1 단자와 연결된다. 몇몇의 실시 예들에서, LC쌍(36)은 다이오드(Diode, 52)를 포함할 수 있다. 다이오드(52)의 음극은 LC쌍(36) 내부의 인덕터(Inductor)의 탭(Tap)과 연결된다. 다이오드(52)의 양극은 그라운드(38)와 연결된다. 다이오드(52)는 유도성 클램프(Clamp)의 실시 예를 구현한다. 출력필터(40)의 제2 단자는 커플링(Coupling) 변압기(42)의 1차 권선(Primary Winding)과 연결된다. 출력필터(40)는 부하(20)의 모든 상태들을 위해서 미리 결정된 통과대역 외부의 진동을 제거한다.
- [0020] 커플링 변압기(42)의 2차 권선은 부하(20)의 제1 단자 및 증폭기(12b)와 관련하여 대응되는 2차 권선과 연결된다. 부하(20)의 제2 단자는 증폭기(12b)와 관련된 2차 권선과 연결된다. 제어모듈(44)은 각각의 위상 제어 신호들(50a, 50b)에 기반을 두는 스위치 제어 신호들(14a, 14b)을 발생시킨다.
- [0021] 스위치-모드 증폭기들(12)이 클래스 D 전력증폭기들로 구현될 때, 그것들은 상기 전력스위치들의 브리지(Bridge) 형태를 포함한다. 그러므로 클래스 D 증폭기들은 클래스 E 증폭기들보다 더 복잡한 드라이브 회로가 필요하고 기본가격이 더 높다.
- [0022] 클래스 D 또는 클래스 E 증폭기로 구현된 스위치-모드 증폭기들(12)에서 위상 제어 기술들을 사용하는 경우, 상기 마스터 스위치-모드 증폭기(12a) 및 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)의 전류 및 전압 프로파일은 전형적으로 불균형적이다. 불균형의 수준(Level)은 상기 부하(20)의 형태 및 RF 증폭기(10)에 의해서 공급되는 전력 수준에 의존한다. 위상 제어를 통한 펄스발생 동안에, 만연한 불균형은 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)와 비교

해서 마스터 스위치-모드 증폭기(12a)의 구성요소들의 스트레스들을 증가시킬 수 있다(또는 반대 또한 같다). 그러한 구성요소의 스트레스 증가들은 몇몇의 부하 형태에서는 상당한 정도가 될 수도 있고, 결과적으로 RF 증폭기(10)의 신뢰도 및 열프로파일(Thermal Profile)에 부정적인 영향을 줄 수도 있다. 그 대신에 상기 열프로파일 및 신뢰도의 기대들을 유지하기 위해서, 전압, 전류 및 열등급(Thermal rating)이 더 높은 구성요소가 상기 증폭기 회로디자인에 사용될 수 있고, 결과적으로 그것들은 비용, 크기 및 패키징(Packaging) 조건을 증가시킬 수 있다.

[0023] 상기 마스터 스위치-모드 증폭기(12a) 및 상기 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)의 전압들 및 전류들 사이의 위상차가 180 또는 0 도(Degree)가 아닐 때, 상기 마스터 스위치-모드 증폭기(12a) 및 상기 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)의 전압들 및 전류들은 불균형적이다. 이러한 불균형은 위와 같은 위상차들의 순간에 각각의 전력스위치들(Q1, Q2)의 드레인들 및/또는 컬렉터(Collector)들에서 보여지는 임피던스들의 차이에서 기인한다. 스위치-모드 증폭기들(12) 사이의 전류 및 전압 불균형은 열불균형(Thermal Imbalance)을 야기하고, 설계에서 열불균형이 고려되지 않을 때, 그것은 다른 하나와 비교할 때 어느 하나의 스위치-모드 증폭기(12)의 증가된 전류 열스트레스들을 야기할 수 있고, 가장 나쁜 경우에는 높은 열스트레스들 때문에 상기 전력스위치들과 같은 열에 민감한 구성요소들의 실패를 야기할 수 있다.

[0024] 위상 스위칭 기술은 상기 마스터 및 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12a, 12b)의 상기 전압 및 전류 프로파일의 불균형을 제거하기 위해서 사용될 수 있다. 위상 제어 신호들(50a, 50b)을 사용하여 스위치-모드 증폭기들(12) 사이의 위상조정은 교대로 번갈아 나타나는 각각의 RF 펄스 사이클(Cycle)이 된다. 그러므로 하나의 펄스 사이클에서 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)는 마스터 스위치-모드 증폭기(12a)를 기준으로 뒤쳐진 위상(Phase-lag) 또는 앞선 위상(Phase-lead)으로 작동된다. 다음 펄스 사이클에서 마스터 스위치-모드 증폭기(12a)는 상기 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)를 기준으로 뒤쳐진 위상 또는 앞선 위상으로 작동된다. 이러한 위상 교체 방법은 상기 부하의 형태(유도성 또는 용량성) 및 상기 전력 수준에 상관없이 어떠한 짝수의 RF 펄스들 동안 평균하여 똑같은 부하 임피던스를 보기 위한 스위치-모드 증폭기들(12)의 스위칭 트랜지스터들을 가능하게 한다. 이런 이유로 스위치-모드 증폭기들(12)의 상기 전압 및 전류 프로파일 및 열프로파일이 평균적으로 균형을 이루게 된다. 본질적으로 위상 뒤바뀐 각각의 스위치-모드 증폭기가 매번 대체되는 펄스에서 상기 마스터의(또는 슬레이브의) 역할을 하는 것과 같이 매 펄스에서 스위치-모드 증폭기들(12)의 역할들이 교대로 번갈아 나타내는 사실을 활용한다. 이러한 접근법은 높은 소실 작동(High-dissipation Operation)을 상기 두 부분 사이에 균등하게 분배하여 부품 전체의 스트레스를 낮추고, RF 증폭기(10)의 신뢰도를 증가시키는 것을 야기한다. 마스터 및 슬레이브가 최대, 최소 또는 부분적인 출력 전력을 얻기 위해서 제어된 위상인 경우, 이 기술은 어떤 임의적인 파형의 펄스발생을 위해서 적용될 수 있다.

[0025] 지금부터 도 2를 참조하여 RF 증폭기(10)의 분석이 서술될 것이다. 위상 제어된 클래스 E 전력증폭기들을 통한 펄스발생의 실행 가능성은 예를 들어 전압(V_{dc})을 가지는 이상적인 DC 전력공급기(22), 이상적인 전력스위치(Q1 또는 Q2), 고정된 커패시턴스(C_s), 일반적인 기준 부하(20, 보통 50옴)에서 최대 전력효율을 위해 선택되는 LC 쌍(36) 및 커패시터(C_s), 및 이상적인 커플링 변압기들(42)과 같이 일반적인 간소화된 상징들을 사용하는 분석적인 수단들을 통해서 규명된다. 상기 분석은 모든 위상 제어 범위를 위한 상기 회로 변수들을 완전히 특징화하는 임의적인 부하들(20)과 함께 수행된다. 관심을 끄는 상기 회로 변수들은 각각의 스위치-모드 증폭기(12a, 12b)의 전력스위치 전류 및 전압, 부하(20)에 인가되는 결합된 출력 전력, 스위치-모드 증폭기들(12a, 12b) 사이의 전력 균형, 하드-스위칭(Hard-switching)에 기인하는 전력 손실들, 및 기타 같은 종류의 것들을 포함한다.

[0026] 정상상태 동작에서, 상기 전력스위치 및 커패시터(C_s)를 통해 흐르는 순간전류의 합(i_{sc})은(하나의 RF 싸이클에서) 필터네트워크(34)의 출력을 통해 흐르는 전류(i_1) 및 LC쌍(36)을 통해 흐르는 전류(i_2)를 통해서 나타낼 수 있다. 기본파 및 고조파의 페이저(Phasor) 구성 즉 i_1 및 i_2 의 직축 및 횡축 좌표값을 사용하면 수학적(1)과 같다.

수학식 1

$$i_{sc}(\theta) = i_{dc} + \sum_{h=1}^n \left[(i_{1d_h} - i_{2d_h}) \sin(h\theta) + (i_{1q_h} - i_{2q_h}) \cos(h\theta) \right]$$

[0027]

[0028] 여기서 θ 는 하나의 RF 사이클에서 δ 및 $2\pi + \delta$ 사이의 임의적인 라디안(Radian) 각도이고, δ 는 임의적인 기준에 대하여 스위치 제어 신호(14a)의 위상각이다. i_{dc} 는 전류 i_1 의 dc 성분이다. h 는 1부터 임의의 수 n 까지 범위의 고조파 수이다. i_{1dh} 및 i_{2dh} 는 각각 h 번째 고조파 전류들(i_1 , i_2)의 직축 성분이고, i_{1qh} , and i_{2qh} 는 각각 h 번째 고조파 전류들(i_1 , i_2)의 횡축 성분이다.

[0029] RF 한 사이클 동안에, 각도 δ 및 $\pi + \delta$ 사이에 켜지고 전기를 전도하는 전력스위치(Q1)을 통해 흐르는 전류의 평균은 수학식(2)와 같다.

수학식 2

$$i_{s0} = \frac{1}{2\pi} \int_{\delta}^{\pi+\delta} i_{sc}(\theta) d\theta$$

[0030]

[0031] i_{s0} 는 상기 DC 전압(V_{dc})으로부터 나오는 dc 전류와 같다는 사실에 주목해야 하고, 이러한 사실은 상기 분석을 통해서 얻어지는 어떤 솔루션(Solution)이 정확하다는 것을 입증하는데 사용될 수 있다.

[0032] RF 한 사이클 동안의 각도 θ 에서 상기 전력스위치(Q1)에 걸린 순간 전압 v_s 는 수학식(3)과 같다.

수학식 3

$$v_s(\theta) = \frac{1}{\omega C_s} \int_{\pi+\delta}^{\theta} i_{sc}(\phi) d\phi$$

[0033]

[0034] 여기서 ω 는 매초당 라디언으로 나타낸 RF 주파수이고, C_s 는 상기 전력스위치(Q1)와 병렬인 커패시턴스이고, ϕ 는 적분 변수이다. RF 한 사이클 동안의 상기 전력스위치(Q1)에 걸린 평균 전압(v_{s0})은 수학식(4)와 같다.

수학식 4

$$v_{s0} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\delta}^{2\pi+\delta-\varepsilon} v_s(\theta) d\theta$$

[0035]

[0036] 여기서 도 2에 나타난 것처럼 $\varepsilon \geq 0$ 은 $2\pi + \delta - \varepsilon$ 에서 상기 전력스위치(Q1)에 걸린 상기 순간 전압($v_s(\theta)$)이 0이 되거나 또는 만약 $v_s(\theta)$ 가 앞선 $2\pi + \delta$ 에서 0에 이르지 못한다면, 다음 RF의 다음 반(Half) 사이클이 시작되는 때의 어떠한 각이다. 후자에 있어서, $\varepsilon = 0$ 임을 주목해야 한다. v_{s0} 는 상기 DC 소스(Source) 전압(V_{dc})과 같다는 것에 주목해야 한다.

[0037] 상기 전력스위치(Q1)에 걸리는 전압의 h번째 고조파 성분의 직축 및 횡축 성분 v_{sdh} 및 v_{sqh} 각각은 수학식(5) 및 수학식(6)과 같다.

수학식 5

$$v_{sdh} = \left(\int_{\pi+\delta}^{2\pi+\delta-\varepsilon} v_s(\theta) \sin(h\theta) d\theta \right)$$

[0038]

수학식 6

$$v_{sqh} = \left(\int_{\pi+\delta}^{2\pi+\delta-\varepsilon} v_s(\theta) \cos(h\theta) d\theta \right)$$

[0039]

[0040] 전류 i_1 , 상기 전력스위치(Q1)에 걸린 전압 v_s , 및 상기 입력 노드들의 전압 v_i 의 직축 및 횡축 고조파 성분들의 관계를 나타내는 방정식은 수학식(7)과 같다.

수학식 7

$$\begin{pmatrix} v_{idh} \\ v_{idq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{adh} & -k_{aqh} \\ k_{aqh} & k_{adh} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{sdh} \\ v_{sqh} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} z_{adh} & -z_{aqh} \\ z_{aqh} & z_{adh} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ldh} \\ i_{ldq} \end{pmatrix}$$

[0041]

[0042] 여기서 스케일 인수들(k_{adh} , k_{aqh}) 및 임피던스 인수들(z_{adh} , z_{aqh})은 상기 필터네트워크(34) 및 상기 DC 초크(32)에 의해서 결정되는 상수(Constant)들이다. 상기 입력 노드에 이상적인 DC 전압 소스가 연결되지 않은 경우 상기 직축 및 횡축 고조파 성분(v_{idh} 및 v_{iqh})은 영이 된다는 것에 주목해야 한다.

[0043] 전류 i_2 , 상기 전력스위치(Q1)에 걸린 전압 v_s , 상기 출력 전압 v_o , 및 상기 출력 전류 i_o 의 전압 v_i 의 직축 및 횡축 고조파 성분의 관계를 나타내는 방정식은 수학식(8) 및 수학식(9)와 같다.

수학식 8

$$\begin{pmatrix} v_{sdh} \\ v_{sqh} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{bdh} & -k_{bqh} \\ k_{bqh} & k_{bdh} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{odh} \\ v_{oqh} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} z_{bdh} & -z_{bqh} \\ z_{bqh} & z_{bdh} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{odh} \\ i_{oqh} \end{pmatrix}$$

[0044]

수학식 9

$$\begin{pmatrix} i_{2d_h} \\ i_{2q_h} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{cd_h} & -y_{cq_h} \\ y_{cq_h} & y_{cd_h} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{od_h} \\ v_{oq_h} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} k_{cd_h} & -k_{cq_h} \\ k_{cq_h} & k_{cd_h} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{od_h} \\ i_{oq_h} \end{pmatrix}$$

[0045]

[0046] 여기서 스케일 인수들(k_{bdh} , k_{bqh} , k_{cdh} , k_{cq_h}), 임피던스 인수들(z_{bdh} , z_{bqh}), 및 어미턴스(Admittance) 인수들(y_{cdh} , y_{cq_h})은 상기 공진 LC쌍(36) 및 출력필터(40)에 의해서 결정되는 상수들이다.

[0047] 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)에 관해서 수학식(1) 내지 (9)와 비슷한 표현식의 두번째 세트가 쓰여질 수 있다. 마스터 스위치-모드 증폭기(12a)에 관해서 상기 위상각(δ)은 0으로 선택될 수 있고, 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)에 관해서 바람직한 δ_s 가 선택될 수 있다.

[0048] 상기 출력 전류 i_o , 및 상기 출력 전압들(v_{om} , v_{os})의 직축 및 횡축 고주파 성분의 관계를 나타내는 방정식은 수학식(10)과 같다.

수학식 10

$$\begin{pmatrix} v_{od_h} \\ v_{oq_h} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{omd_h} & -v_{osd_h} \\ v_{omq_h} & v_{osq_h} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{od_h} & -z_{oq_h} \\ z_{oq_h} & z_{od_h} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{od_h} \\ i_{oq_h} \end{pmatrix}$$

[0049]

[0050] 여기서 z_{odh} 및 z_{oqh} 는 부하 임피던스 인자들이다.

[0051] 위상 제어 전력증폭기 형태의 정확한 솔루션은 양쪽 스위치-모드 증폭기들(12)의 v_{idh} 및 v_{iqh} 를 영으로 설정하고, v_{s0} 를 V_{dc} 로 설정하여 앞서 망라한 비선형 연립 방정식(수학식(4) 내지 (9))의 시스템을 풀어 얻어 수 있다. 수학식(10)은 양쪽 증폭기의 똑같은 출력 전류(i_o)를 통해서 스위치-모드 증폭기(12) 사이의 상호 연결관계를 나타낸다. 고주파의 수(n)가 점점 더 커지면, 상기 솔루션은 보다 점점 더 정확해지지만, 그로 인해서 발생된 연립 방정식들의 수 및 풀어야 할 변수들이 n 에 따라서 증가하고 계산의 복잡성도 증가한다. 대부분의 실제적인 전력증폭기의 디자인들을 위해서, n 을 2까지 강요하는 것은 낮은 계산의 복잡성과 함께 충분한 정확성을 가지는 솔루션을 제공한다.

[0052] 상기 발생된 연립 방정식들은 비선형이므로, 그것들의 솔루션을 위해서 반복하는 과정이 사용될 수 있다. 수학식(4) 내지 (9)의 더 많은 분석은 각도(ε)가 고정된 값인 경우, 상기 연립방정식들이 적게 발생되고 선형이 된다는 것을 알려준다. 그러므로 상기 반복하는 과정은 ε 의 어떤 초기값(전형적으로 0)과 함께 시작될 수 있다. 그때는 다양한 노드의 전압 및 가지(Branch)의 전류 변수들을 계산하기 위해서 발생된 선형 방정식들의 집합은 역행렬(Matrix Inversion)을 사용하여 해결된다. 계산결과가 수렴될 때까지 상기 과정은 반복되고, ε 의 값은 상응하여 업데이트 된다. 전력 입력이 전력 출력과 균등하게 되는 것이 계산의 수렴여부 판단기준으로 사용된다.

[0053] 전형적인 위상 제어 RF 증폭기(10)에서 얻어진 상기 반복된 솔루션의 결과는 도 3a 내지 3d에서 보여진다.

[0054] 도 3a는 상기 출력 전력 프로파일(z -축)을 일정한 VSWR 싸이클(y -축)을 통한 부하(20) 임피던스의 변화와 관련하여 위상 제어 각(x -축)의 함수로서 나타낸다. 도 3a는 상기 출력 전력이 위상 제어를 통해서 선형에 가까운 방식으로 제어 가능한 것을 나타낸다.

[0055] 도 3b는 각각의 스위치-모드 증폭기(12)의 상기 DC 입력 전압(z -축)을 일정한 VSWR 싸이클(y -축)을 통한 상기 부하 임피던스의 변화와 관련하여 상기 위상 제어 각(x -축)의 함수로서 나타낸다. 도 3b는 상기 마스터 및 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12) 사이의 상기 DC 입력 전력의 불균형이 상기 위상각 범위의 극단들(즉, 180° 및 0

°)에서 최소가 되고, 어떤 범위에서는 마스터 스위치-모드 증폭기(12a)의 입력 전력의 일부분이 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12b)를 통해서 DC 전력공급기로 되돌아 가는 것을 나타낸다.

[0056] 도 3c는 각각의 스위치 모드 증폭기(12)의 전력스위치(z-축)에 걸린 RMS 전압을 일정한 VSWR 싸이클(y-축)을 통한 상기 부하 임피던스의 변화와 관련하여 상기 위상 제어 각(x-축)의 함수로서 나타낸다. 도 3c는 양쪽 스위치-모드 증폭기들(12)의 전력스위치 전압이 상기 위상이 영으로 접근할수록 증가하는 것을 나타낸다.

[0057] 도 3d는 각각의 스위치 모드 증폭기(12)의 전력스위치(z-축)를 통해 흐르는 RMS 전류를 일정한 VSWR 싸이클(y-축)을 통한 상기 부하(20) 임피던스의 변화와 관련하여 상기 위상 제어 각(x-축)의 함수로서 나타낸다. 도 3d는 양쪽 스위치-모드 증폭기들(12) 사이의 상기 전력스위치 전류의 불균형이 상기 극단이 아닌 위상 값들에서 높아지는 것을 나타내고, 위상이 0인 경우, 비록 출력 전력이 0일지라도 상기 전력스위치들을 통해 흐르는 전류들이 상당히 높아지는 것을 나타낸다.

[0058] 도 3a 내지 3d에서 보여지는 결과들은 위상조정을 통해서 스위치-모드 증폭기(12)에 펄스발생 능력이 제공될 수 있다는 것을 나타낸다. 스위치-모드 증폭기들(12) 사이의 불균형 및 위상조정 동안에 예상되는 추가적인 전압 및 전류 스트레스는 디자인하는 동안 고려되어야만 한다. 앞서 나타난 분석은 마스터-슬레이브 형태의 스위치-모드 증폭기들(12)에서 펄스발생을 위해서 위상 제어가 사용될 때, 상기 마스터 및 상기 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12)의 회로 구성들이 균등하지 않은 스트레스를 받게 되는 것을 나타낸다. 불균형의 수준은 부하(20) 형태(유도성 또는 용량성) 및 전력 수준에 의존할 것이다.

[0059] 위에서 언급된 분석은 클래스 E 증폭기 회로망에 관하여 제공된 것이긴 하지만, 클래스 D 증폭기 회로망에서도 유사한 분석을 수행할 수 있다. 또한, 유도성 클램프 다이오드(52)와 같은 보호회로를 가지는 클래스 D 및 E 회로망에서도 유사한 분석이 수행될 수 있다.

[0060] 도 4는 상기 마스터 및 상기 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12)의 위상 제어 신호들(50a, 50b)의 형태를 보여준다. 도 4는 온/오프 펄스발생의 경우를 위한 위상 스위칭 및 그에 상응하는 RF 출력 파형을 나타낸다.

[0061] 도 5는 상기 마스터 및 상기 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12)의 위상 제어 신호들(50a, 50b)의 형태를 보여준다. 도 5는 0이 아닌 두 가지 수준의 펄스발생의 경우를 위한 위상 스위칭 및 그에 상응하는 RF 출력 파형을 나타낸다.

[0062] 도 6은 상기 마스터 및 상기 슬레이브 스위치-모드 증폭기(12)의 위상 제어 신호들(50a, 50b)의 형태를 보여준다. 도 6은 느린 상승 및 하강 시간의 펄스발생을 위한 위상의 뒤바뀜 및 그에 상응하는 RF 출력 파형을 나타낸다.

[0063] 도 7은 RF 증폭기(10)의 실시 예에 따른 예시적인 RF 출력 펄스 기록을 보여준다. 상기 실시 예는 클래스 E 스위치-모드 증폭기들(12), 20KHz의 펄스 주파수, 50%의 듀티 싸이클, 500와트 피크 전력, 및 50옴의 부하(20)를 포함한다.

[0064] 도 8은 50% 듀티 싸이클의 20KHz의 펄스 주파수, 700와트의 높은 전력에서 50옴인 부하(20) 및 175와트의 낮은 전력에서 영이 아닌 두 가지 수준의 펄스 발생을 위한 RF 출력 펄스의 기록을 보여준다.

[0065] 도 9a 내지 9k는 RF 증폭기(10)의 모의 전압 및 전류의 기록을 보여준다. 상기 모의실험들은 도 4 내지 6에서 나타난 위상 스위칭 기술을 포함한다. 도 9a 및 9b는 부하(20)에 인가되는 RF 전력 및 전압을 나타낸다. 도 9c는 전력스위치(Q1)를 통해 흐르는 상기 스위칭 전류를 나타낸다. 도 9d는 스위치-모드 증폭기(12a)의 클램핑(Clamping) 다이오드(52)를 통해 흐르는 상기 스위칭 전류를 나타낸다. 도 9e는 전력스위치(Q2)를 통해 흐르는 상기 스위칭 전류를 나타낸다. 도 9f는 스위치-모드 증폭기(12b)의 클램핑 다이오드(52)를 통해 흐르는 전류를 나타낸다. 도 9g는 전력스위치(Q1)에 걸린 상기 스위칭 전압을 나타낸다. 도 9h는 스위치-모드 증폭기(12a)의 클램핑 다이오드(52)에 걸린 전압을 나타낸다. 도 9k는 스위치-모드 증폭기(12b)의 클램핑 다이오드(52)에 걸린 전압을 나타낸다.

[0066] 도 9a 내지 9k를 생성하는 상기 모의실험 동안에, 상기 출력 전력은 상기 높은 전력의 약 절반의 낮은 전력을 가지는 펄스가 되고, 하나의 싸이클 동안에 상기 마스터 및 상기 슬레이브 전력증폭기의 스위칭 트랜지스터 전류들 사이의 불균형은 대략 +/-30%이다(대략 +/-55%의 전력소멸의 불균형으로 환산된다). 상기 펄스 스위칭과 함께, 평균 어떤 짝수 개의 펄스 싸이클일 때 상기 전류 및 전력의 불균형은 제거된다.

[0067] RF 증폭기(10) 및 도 4 내지 6에서 보여지는 관련된 위상 스위칭 방법은 선행기술보다 몇몇의 장점들을 제공한다. 상기 위상 스위칭 기술은 구성의 스트레스를 감소시키고, 증가된 신뢰도를 야기하는 열프로파일의 균형을

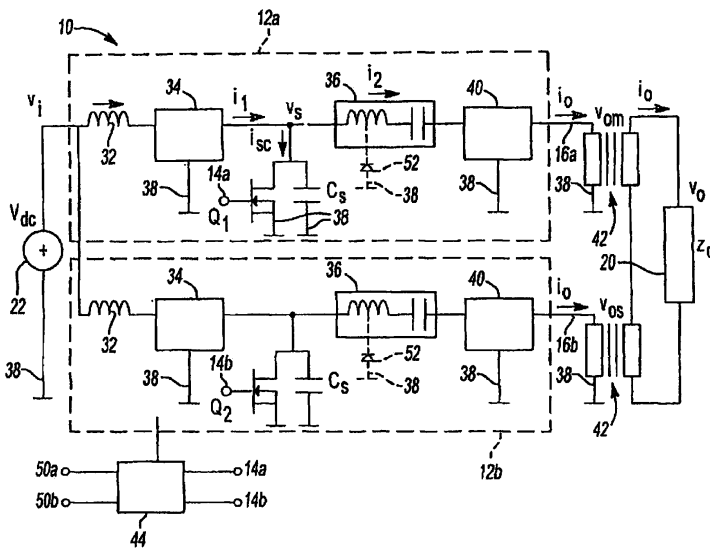
이루게 한다. 클래스 D 및 E 전력증폭기 회로망을 통한 펄스발생은 낮은 전력 손실들로 유연한 펄스발생을 가능하게 한다. RF 증폭기(10)는 위상 스위칭 방법을 사용하여 넓은 범위의 유연한 RF 엔빌로프 펄스 형태들 및 파형들을 제공한다. RF 증폭기(10)는 빠른 상승 및 하강 시간, 높은 펄스 주파수, 넓은 범위의 펄스 듀티 싸이클들, 높은 펄스 전력 정확도를 가능하게 하는 높은 스피드의 펄스발생 능력을 제공한다. 펄스발생을 위한 높은 스피드의 전력공급기 제어의 필요성은 제거된다. RF 증폭기(10)는 다양한 타입의 펄스발생(온-오프, 영이 아닌 두 가지 수준, 멀티-수준, 임의적인 파형)의 한가지 솔루션을 제공하고, 그 솔루션은 구현을 표준화하고 신뢰도를 증가시킨다.

[0068] RF 증폭기(10) 및 그것의 관련된 위상 스위칭 방법은 반도체 제조업을 보조하는 플라즈마에 다양한 이점들을 제공한다. 에칭(Etching)에서 몇몇의 이점들은 증가된 에치 선택도, 개선된 수직면 프로파일, 트렌칭(Trenching), 노트칭(Notching) 및 차징(Charging) 손상의 감소, 증가된 에치 균일성, 에치 효과에 의존하는 양상의 비율의 감소, 및 기판들의 열 유동성 감소를 포함한다. RF 펄스발생은 반도체 공정의 유효성을 최대화하기 위해서 조정될 수 있는 다양한 파라미터(Parameter)들(주파수, 듀티 싸이클, 형태 등)을 포함한다. 예를 들어, 온/오프 펄스발생에서, 상기 펄스 주파수는 낮은 펄스발생 듀티 싸이클을 사용하는 동안 상기 플라즈마가 결코 완전히 소멸되지 않을 정도로 충분히 높아질 수 있기 때문에 이온 충격이 최적으로 보내진다. 그렇지 않으면, 영이 아닌 두 가지 수준의 펄스발생에서, 하나 또는 그 이상의 앞서 언급된 이점들을 이용하기 위한 선택된 최소의 RF 전력에 첨가된 최적의 듀티 싸이클의 펄스들을 사용하는 동안에 플라즈마 발생을 지속하는 최소의 RF 전력 수준이 선택될 수 있다.

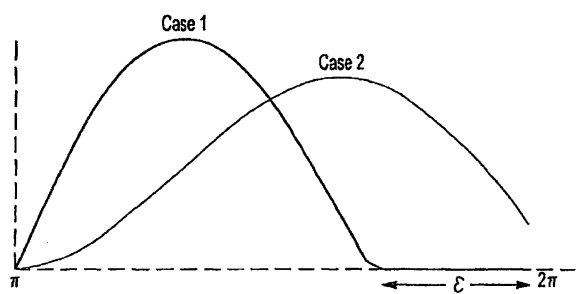
[0069] 상기 기술분야의 당업자는 앞서 언급한 서술로부터 본 발명의 넓은 가르침들이 다양한 형태로 구현될 수 있음을 인식할 수 있다. 그러므로 본 발명이 특정한 예들을 포함하더라도, 다른 변경들은 도면, 상세한 설명, 및 다음의 청구항들의 연구를 한 숙련된 전문가에게 분명할 것이기 때문에, 본 발명의 진정한 범위는 그렇게 제한되지 않을 것이다.

도면

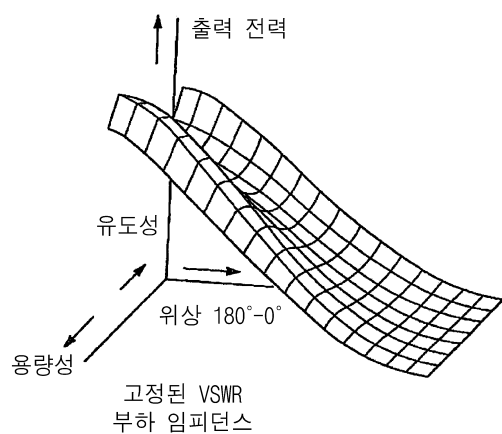
도면1



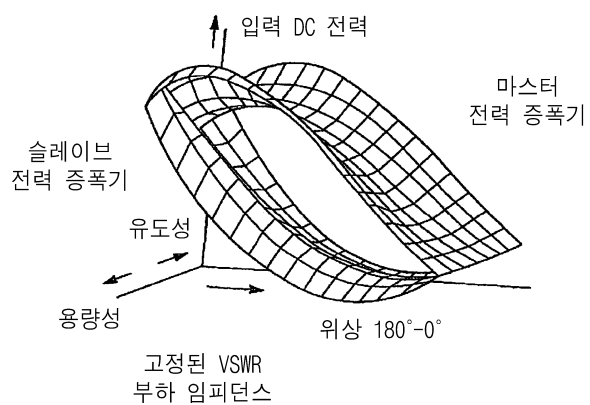
도면2



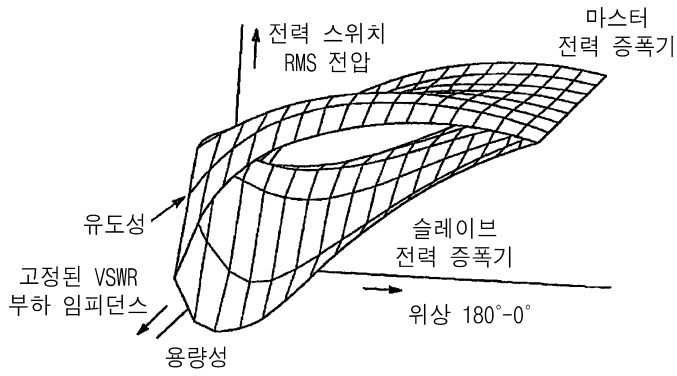
도면3a



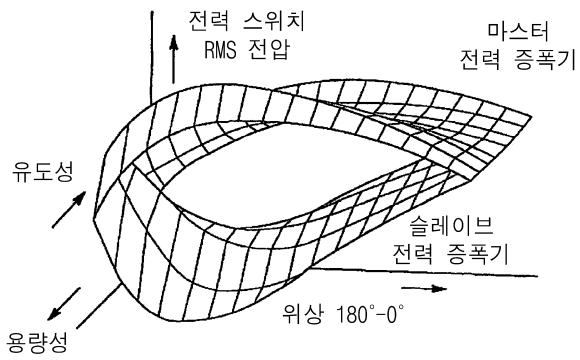
도면3b



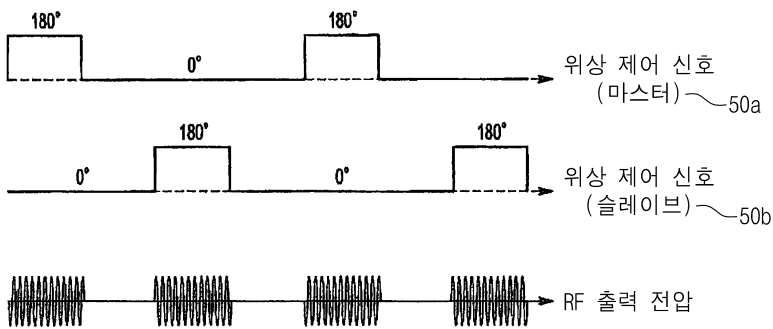
도면3c



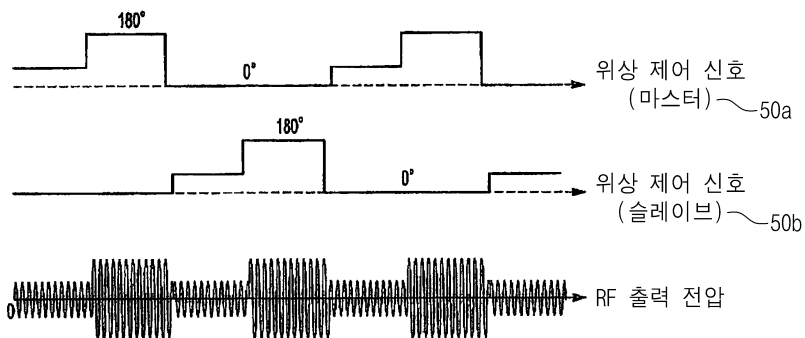
도면3d



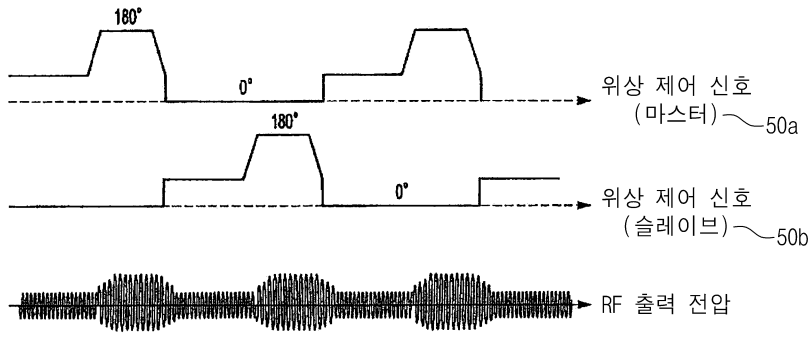
도면4



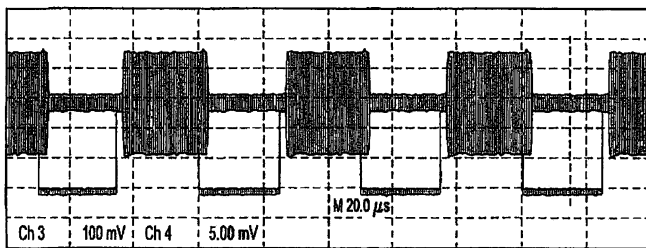
도면5



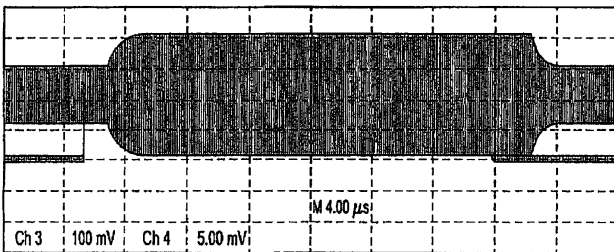
도면6



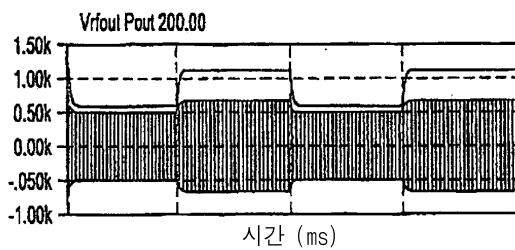
도면7



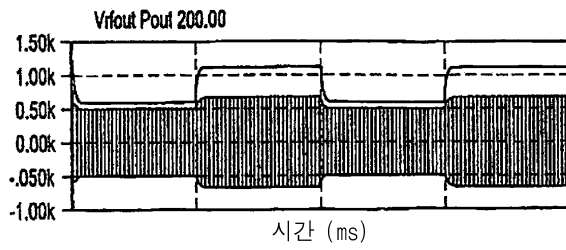
도면8



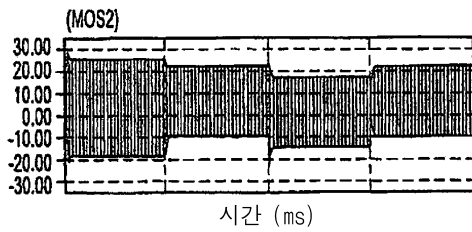
도면9a



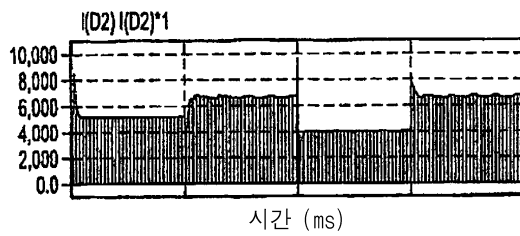
도면9b



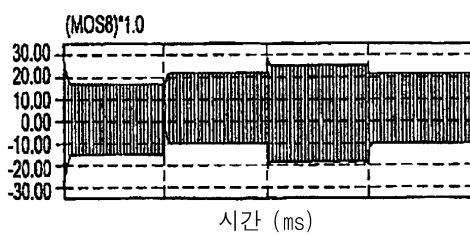
도면9c



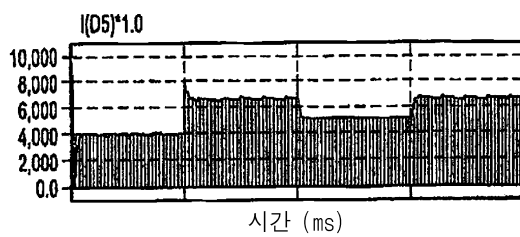
도면9d



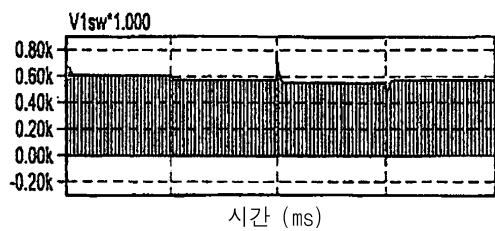
도면9e



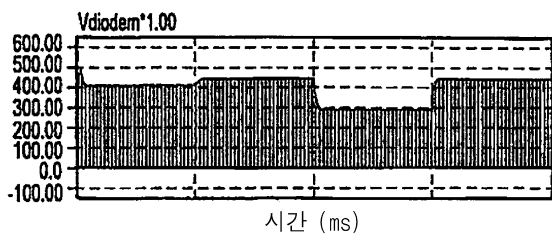
도면9f



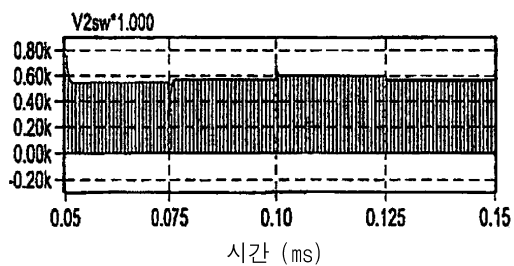
도면9g



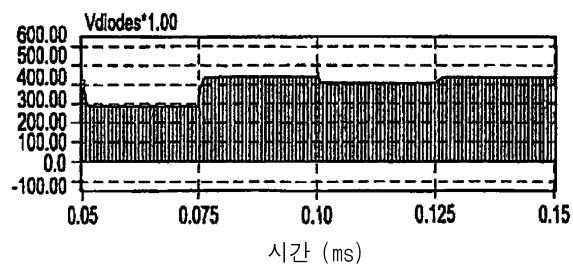
도면9h



도면9i



도면9j



도면9k

