



등록특허 10-2393009



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2022년04월29일
(11) 등록번호 10-2393009
(24) 등록일자 2022년04월27일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
A61B 18/18 (2006.01) A61B 18/00 (2022.01)
A61B 18/14 (2006.01) H01P 1/207 (2006.01)
H01P 5/103 (2006.01)
- (52) CPC특허분류
A61B 18/1815 (2013.01)
A61B 18/1482 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2016-7017260
- (22) 출원일자(국제) 2014년12월04일
심사청구일자 2019년10월21일
- (85) 번역문제출일자 2016년06월27일
- (65) 공개번호 10-2016-0096629
- (43) 공개일자 2016년08월16일
- (86) 국제출원번호 PCT/GB2014/053597
- (87) 국제공개번호 WO 2015/087051
국제공개일자 2015년06월18일
- (30) 우선권주장
1321710.4 2013년12월09일 영국(GB)

- (56) 선행기술조사문현
US20110121735 A1*

(뒷면에 계속)

전체 청구항 수 : 총 34 항

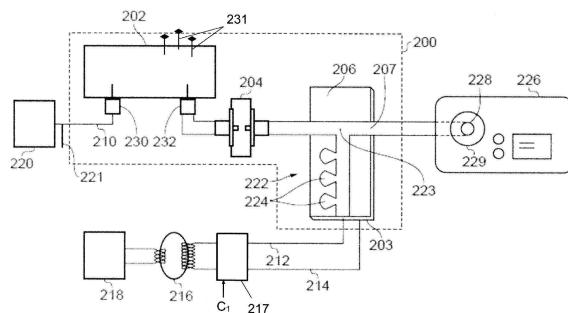
심사관 : 이덕희

- (54) 발명의 명칭 무선주파수 에너지와 마이크로파 에너지를 생성하고 생물학적 조직으로 전달하는 전기수술 장치

(57) 요 약

본 발명은 무선주파수(RF) 에너지와 마이크로파 에너지를 생성하여 생물학적 조직을 치료하도록 배열된 전기수술 생성기를 위한 아이솔레이팅 회로에 관한 것이다. 상기 생성기는, 신호 결합기에서 결합되어 상기 RF 에너지와 마이크로파 에너지가 공통 피드 경로를 따라 조직으로 전달되도록 하는 RF 채널과 마이크로파 채널을 구비한다. 상기 아이솔레이팅 회로는 상기 마이크로파 채널과 신호 결합기 사이의 정션에서 튜닝가능한 도파로 아이솔레이터를 포함하고, 상기 신호 결합기의 접지 전도체와 상기 도파로 아이솔레이터의 전도성 입력 구획 사이에 상기 RF 에너지의 결합과 상기 마이크로파 에너지의 누설을 방지하는 용량성 구조물을 포함할 수 있다. 상기 아이솔레이팅 회로는 높은 내전압을 제공하면서 상기 마이크로파 채널과 RF 채널을 서로 아이솔레이팅하는데 필요한 모든 부품을 단일 튜닝가능한 유닛에 결합시킬 수 있다.

대 표 도 - 도2



(52) CPC특허분류

A61B 18/1492 (2013.01)
H01P 1/207 (2013.01)
H01P 5/103 (2013.01)
A61B 2018/00577 (2013.01)
A61B 2018/00601 (2013.01)
A61B 2018/00607 (2013.01)
A61B 2018/0063 (2013.01)
A61B 2018/00702 (2013.01)
A61B 2018/1861 (2013.01)

(56) 선행기술조사문헌

US20120098351 A1*
US20130267943 A1*
KR101594517 B1
KR100960672 B1

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

명세서

청구범위

청구항 1

생물학적 조직을 절제하는 전기수술 장치로서,

제1 주파수를 가지는 RF 전자기(EM) 복사선을 생성하는 무선주파수(RF) 신호 생성기;

상기 제1 주파수보다 더 높은 제2 주파수를 가지는 마이크로파 EM 복사선을 생성하는 마이크로파 신호 생성기;

상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 개별적으로 또는 동시에 원위 단부로부터 전달하도록 배열된 프로브(probe); 및

상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 상기 프로브로 전달하는 피드 구조물(feed structure)로서, 상기 프로브를 상기 RF 신호 생성기에 연결하는 RF 채널파, 상기 프로브를 상기 마이크로파 신호 생성기에 연결하는 마이크로파 채널을 포함하는, 상기 피드 구조물을 포함하되,

상기 RF 채널파 마이크로파 채널은 상기 RF 신호 생성기와 마이크로파 신호 생성기로부터 물리적으로 별개의 신호 경로를 각각 포함하고,

상기 피드 구조물은 상기 RF 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로에 연결된 제1 입력, 상기 마이크로파 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로에 연결된 제2 입력, 및 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 개별적으로 또는 동시에 단일 채널을 따라 상기 프로브로 전달하는 공통 신호 경로에 연결된 출력을 구비하는 결합 회로를 포함하며,

상기 마이크로파 채널은 상기 RF EM 복사선으로부터 상기 마이크로파 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로를 아이솔레이팅하도록 연결된 도파로 아이솔레이터(waveguide isolator)를 포함하고,

상기 도파로 아이솔레이터는 조절가능한 임피던스를 구비하고,

상기 도파로 아이솔레이터는 전도성 입력 구획, 상기 입력 구획과 맞물려 상기 입력 구획과 출력 구획에 의해 둘러싸인 볼륨 내 도파로 공동(waveguide cavity)을 한정하는 전도성 출력 구획, 및 상기 입력 구획과 출력 구획 사이에 배열된 DC 아이솔레이션 장벽(isolation barrier)을 포함하고,

상기 공동 신호 경로의 출력은 신호 전도체와 접지 전도체를 포함하며,

상기 피드 구조물은 상기 공동 신호 경로에 있는 상기 출력의 상기 접지 전도체와, 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 전도성 입력 구획 사이에 용량성 구조물을 포함하고, 상기 용량성 구조물은 상기 RF EM 복사선의 결합과 상기 마이크로파 EM 복사선의 누설을 방지하도록 배열된, 전기수술 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 도파로 아이솔레이터는 상기 도파로 아이솔레이터의 임피던스를 변화시키도록 조절가능한 튜닝 부분(tuning portion)을 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 3

제2항에 있어서, 튜닝 유닛은 상기 도파로 아이솔레이터에 조절가능하게 삽입가능한 복수의 튜닝 스터브(tuning stub)를 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 용량성 구조물은 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 입력 구획에 형성된 마이크로파 초크와 상기 DC 아이솔레이션 장벽에 의해 제공되는, 전기수술 장치.

청구항 5

제4항에 있어서, 상기 도파로 아이솔레이터의 입력 구획과 출력 구획은 원통형 몸체를 한정하고, 상기 마이크로

파 초크는 상기 도파로 아이솔레이터의 입력 구획의 상기 원위 단부로부터 축방향으로 연장되는 환형 채널을 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 6

제1항에 있어서, 상기 DC 아이솔레이션 장벽은 상기 도파로 아이솔레이터의 입력 구획과 출력 구획 사이에 장착된 강성의 절연 스페이서 요소를 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 7

제6항에 있어서, 상기 DC 아이솔레이션 장벽은 상기 강성의 절연 스페이서 요소와의 정션(junction)에서 상기 입력 구획의 내부 표면의 일부에 장착된 절연 필름을 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 8

제7항에 있어서, 상기 절연 필름은 미리 결정된 거리만큼 상기 강성의 절연 스페이서 요소로부터 멀어지는 방향으로 연장되는, 전기수술 장치.

청구항 9

제1항에 있어서, 상기 결합 회로는 상기 도파로 아이솔레이터와 통합된, 전기수술 장치.

청구항 10

제9항에 있어서, 공통 신호 경로에 연결된 상기 출력은 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 출력 구획에 장착된 출력 프로브를 포함하고, 상기 출력 프로브는, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되고 상기 아이솔레이터로부터 상기 마이크로파 EM 복사선을 결합시키는 결합 전도체를 구비하며, 상기 제1 입력은 상기 도파로 아이솔레이터에 장착된 RF 커넥터를 포함하고, 상기 RF 커넥터는 상기 도파로 공동으로 연장되어 상기 출력 프로브의 상기 결합 전도체와 전기적으로 접촉하는 신호 전도체를 구비하는, 전기수술 장치.

청구항 11

제10항에 있어서, 상기 신호 전도체의 위치는 상기 도파로 아이솔레이터 내의 마이크로파 EM 필드의 등전위를 따라 실질적으로 연장되는, 전기수술 장치.

청구항 12

제10항에 있어서, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되는 상기 출력 프로브의 상기 결합 전도체의 근위 부분은 절연 슬리브에 의해 둘러싸인, 전기수술 장치.

청구항 13

제10항에 있어서, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되는 상기 RF 커넥터의 상기 신호 전도체의 근위 부분은 절연 슬리브로 둘러싸인, 전기수술 장치.

청구항 14

제10항에 있어서, 상기 RF 커넥터에 장착되어 상기 마이크로파 EM 복사선이 상기 RF 커넥터의 상기 신호 전도체를 통해 상기 도파로 아이솔레이터로부터 누설되는 것을 방지하는 마이크로파 초크(choke)를 포함하는 전기수술 장치.

청구항 15

제14항에 있어서, 상기 마이크로파 초크는 방사방향이거나 또는 원통형인, 전기수술 장치.

청구항 16

제1항에 있어서, 상기 RF 채널은 제어가능하게 조절가능한 리액턴스를 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 17

제16항에 있어서, 상기 조절가능한 리액턴스는 상기 RF 채널로 선택가능한 스위칭가능한 커페시턴스 또는 인덕턴스를 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 18

제16항에 있어서, 상기 조절가능한 리액턴스는 전자적으로 투닝가능한 커페시턴스 또는 전자적으로 투닝가능한 인덕턴스인, 전기수술 장치.

청구항 19

제1항에 있어서, 상기 용량성 구조물은 상기 도파로 아이솔레이터와 직렬로 연결된 동축 아이솔레이터를 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 20

제1항에 있어서, 상기 결합 회로는 마이크로스트립 디플렉서(diplexer) 회로를 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 21

제20항에 있어서, 상기 RF 채널은 상기 RF 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로와 상기 결합 회로 사이에 연결되어 마이크로파 EM 복사선이 상기 RF 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로에 들어가는 것을 차단하는 저역 통과, 대역 통과, 대역 저지 또는 노치 필터를 포함하는, 전기수술 장치.

청구항 22

제1항에 있어서, 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선에 대한 에너지 전달 프로파일을 선택하도록 동작가능한 제어기를 포함하는 전기수술 장치.

청구항 23

제22항에 있어서, 상기 RF 채널에 있는 전류와 전압을 샘플링하고 상기 샘플링된 전류와 전압으로부터 상기 전류와 전압 사이의 위상 차이를 나타내는 RF 검출 신호를 생성하는 RF 신호 검출기를 포함하며, 상기 제어기는 상기 RF 신호 검출기와 통신하며 상기 RF 검출 신호를 수신하고, 상기 RF 검출 신호에 기초하여 상기 RF EM 복사선에 대한 상기 에너지 전달 프로파일을 선택하도록 배열된, 전기수술 장치.

청구항 24

제22항 또는 제23항에 있어서, 상기 마이크로파 채널에 있는 순방향 전력과 반사된 전력을 샘플링하고 상기 샘플링된 전력으로부터 상기 프로브에 의해 전달되는 마이크로파 전력의 크기 및 위상을 나타내는 마이크로파 검출 신호를 생성하는 마이크로파 신호 검출기를 포함하며, 상기 제어기는 상기 마이크로파 신호 검출기와 통신하며 상기 마이크로파 검출 신호를 수신하고, 상기 마이크로파 검출 신호에 기초하여 상기 마이크로파 EM 복사선에 대한 상기 에너지 전달 프로파일을 선택하도록 배열된, 전기수술 장치.

청구항 25

제1항에 있어서, 상기 프로브의 원위 단부는 제2 전도체로부터 공간적으로 분리된 제1 전도체를 포함하는 바이폴러 방출 구조물(bipolar emitting structure)을 포함하고, 상기 제1 전도체와 제2 전도체는,

전도에 의해 상기 RF EM 복사선을 전달하는 활성 전극과 리턴 전극으로 각각 동작하고,

복사선에 의해 상기 마이크로파 EM 복사선을 전달하는 안테나 또는 임피던스 변환기로 동작하도록 배열된, 전기수술 장치.

청구항 26

제1항에 있어서, 상기 제1 주파수는 10kHz 내지 300MHz의 범위의 안정적인 고정된 주파수이고, 상기 제2 주파수는 300MHz 내지 1000MHz의 범위의 안정적인 고정된 주파수이며, 상기 제2 주파수는 상기 제1 주파수보다 적어도 한 자리수 더 높은, 전기수술 장치.

청구항 27

생물학적 조직을 절제하는 전기수술 장치를 위한 아이솔레이팅 회로로서,

RF 채널로부터 제1 주파수를 가지는 무선주파수(RF) 전자기(EM) 복사선을 수신하도록 연결가능한 제1 입력, 마이크로파 채널로부터 상기 제1 주파수보다 더 높은 제2 주파수를 가지는 마이크로파 EM 복사선을 수신하도록 연결가능한 제2 입력, 및 상기 제1 입력과 제2 입력과 통신하고 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 공통 신호 경로로 전달하는 출력을 구비하는 결합 회로, 및

상기 RF EM 복사선으로부터 상기 마이크로파 채널을 아이솔레이팅하도록 연결된 도파로 아이솔레이터를 포함해,

상기 도파로 아이솔레이터는 전도성 입력 구획, 상기 입력 구획과 맞물려 상기 입력 구획과 출력 구획에 의해 둘러싸인 볼륨 내 도파로 공동을 한정하는 전도성 출력 구획, 및 상기 입력 구획과 출력 구획 사이에 배열된 DC 아이솔레이션 장벽을 포함하고,

상기 결합 회로로부터 상기 출력은 신호 전도체와 접지 전도체를 포함하며,

상기 아이솔레이팅 회로는 상기 결합 회로로부터 상기 출력의 상기 접지 전도체와, 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 전도성 입력 구획 사이에 용량성 구조물을 포함하고, 상기 용량성 구조물은 상기 RF EM 복사선의 결합과 상기 마이크로파 EM 복사선의 누설을 방지하도록 배열되고,

상기 도파로 아이솔레이터는 조절가능한 임피던스를 구비하는, 아이솔레이팅 회로.

청구항 28

제27항에 있어서, 상기 도파로 아이솔레이터는 상기 도파로 아이솔레이터의 임피던스를 변화시키도록 조절가능한 튜닝 부분을 포함하는, 아이솔레이팅 회로.

청구항 29

제28항에 있어서, 튜닝 유닛은 상기 도파로 아이솔레이터에 조절가능하게 삽입가능한 복수의 튜닝 스터브를 포함하는, 아이솔레이팅 회로.

청구항 30

제27항에 있어서,

공통 신호 경로에 연결된 상기 출력은 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 출력 구획에 장착된 출력 프로브를 포함하고, 상기 출력 프로브는, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되고 상기 아이솔레이터로부터 상기 마이크로파 EM 복사선을 결합시키는 결합 전도체를 구비하고,

상기 제1 입력은 상기 도파로 아이솔레이터에 장착된 RF 커넥터를 포함하고, 상기 RF 커넥터는 상기 도파로 공동으로 연장되어 상기 출력 프로브의 상기 결합 전도체와 전기적으로 접촉하는 신호 전도체를 구비하며,

상기 신호 전도체의 위치는 상기 도파로 아이솔레이터 내 상기 마이크로파 EM 복사선의 등전위와 실질적으로 정렬된, 아이솔레이팅 회로.

청구항 31

제30항에 있어서, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되는 상기 출력 프로브의 상기 결합 전도체의 근위 부분은 절연 슬리브에 의해 둘러싸인, 아이솔레이팅 회로.

청구항 32

제30항에 있어서, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되는 상기 RF 커넥터의 상기 신호 전도체의 근위 부분은 절연 슬리브에 의해 둘러싸인, 아이솔레이팅 회로.

청구항 33

제30항에 있어서, 상기 RF 커넥터에 장착되고, 상기 마이크로파 EM 복사선이 상기 RF 커넥터의 상기 신호 전도체를 통해 상기 도파로 아이솔레이터로부터 누설되는 것을 방지하는 마이크로파 초크를 포함하는 아이솔레이팅 회로.

청구항 34

제33항에 있어서, 상기 마이크로파 초크는 방사방향이거나 또는 원통형인, 아이솔레이팅 회로.

청구항 35

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선주파수 에너지를 사용하여 생물학적 조직을 치료하는 전기수술 장치에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 무선주파수(RF) 에너지를 생성하여 조직을 절단할 수 있는 수술 장치에 관한 것이다. 본 발명은 또한 마이크로파 주파수 에너지를 전달하여 지혈(즉, 혈액 응고를 촉진하여 파손된 혈관을 밀봉)하는 수술 장치의 일부로 사용될 수 있다.

배경 기술

[0002] 수술 절제는 사람 또는 동물의 신체 내 장기(organ)의 구획을 제거하는 수단이다. 이러한 장기는 혈관이 매우 많을 수 있다. 조직을 절단(분할 또는 절개)할 때 세동맥이라고 지칭되는 작은 혈관들이 손상되거나 또는 파열된다. 초기 출혈 후에 연쇄적인 응고가 일어나서 혈액은 혈병으로 변하여 출혈 지점을 막는다. 수술 동안, 환자는 가능한 혈액 손실을 줄이는 것이 바람직하므로, 무혈 절단을 위한 여러 디바이스들이 개발되었다. 또한 내시경 검사 절차(endoscopic procedure)에서, 출혈이 일어나면 가능한 한 신속히 또는 편리한 방식으로 처리될 수 없어서 바람직하지 않는데, 그 이유는 혈액 흐름이 수술자의 시야를 흐리게 하여서 이 수술 절차가 종료되거나, 대신에 다른 방법, 예를 들어, 개복 수술을 시행할 수 있기 때문이다.

[0003] 전기수술 생성기는 병원 수술실에서 개복 절차와 복강경 절차에 널리 사용되고 있고, 또한 내시경 세트에 점점 더 많이 존재하고 있다. 내시경 절차에서 전기수술 액세서리는 일반적으로 내시경 내측 루멘(lumen)으로 삽입된다. 복강경 수술을 위한 등가 액세스 채널에 대해 살펴보면, 이러한 루멘은 보어(bore)가 비교적으로 좁고 길이가 더 길다. 비만 환자의 경우에 수술 액세서리는 핸들로부터 RF 첨단(tip)으로 300mm의 길이를 가질 수 있는 반면, 복강경의 경우에 등가 거리는 2500mm를 초과할 수 있다.

[0004] 날카로운 블레이드의 경우, 무선주파수(RF) 에너지를 사용하여 생물학적 조직을 절단하는 것으로 알려져 있다. RF 에너지를 사용하여 절단하는 방법은 전기 전류가 (세포의 이온 성분과 세포간 전해질에 의해 지원되어) 조직 매트릭스를 통과할 때 전자가 조직을 가로질러 흐르는 것에 대한 임피던스에 의해 열이 생성되는 원리를 사용하여 동작한다. RF 전압이 조직 매트릭스에 인가되면, 셀 내에 조직의 수분 성분을 증발시킬 만큼 충분한 열이 발생한다. 그 결과, 조직을 통한 전체 전류 경로에서 최대 전류 밀도를 가지는 (본 명세서에서 RF 블레이드라고 지칭되는) 기기의 RF 방출 구역에 특히 인접한 영역을 점차적으로 더 많이 전조시켜, RF 블레이드의 절단 극에 인접한 조직은 블레이드와 직접 접촉이 상실된다. 인가된 전압은 이후 이 빈 공간(void)에 걸쳐 거의 전체적으로 나타나서 그 결과 이 공간은 이온화되어 플라즈마를 형성하여, 조직에 비해 매우 높은 볼륨 고유저항을 가진다. 이 구별은 이것이 인가된 에너지를 RF 블레이드의 절단 극과 조직 사이에 전기적인 회로를 완성시키는 플라즈마에 집중하기 때문에 중요하다. 충분히 느리게 플라즈마에 들어가는 휘발성 물질은 증발되는 것에 의해 조직을 절개하는 플라즈마가 인식된다.

[0005] GB 2 486 343은 RF 에너지와 마이크로파 에너지를 전달하여 생물학적 조직을 치료하는 전기수술 장치를 위한 제어 시스템을 개시한다. 프로브(probe)로 전달되는 RF 에너지와 마이크로파 에너지의 에너지 전달 프로파일은, 프로브로 전달되는 RF 에너지의 샘플링된 전압과 전류 정보, 및 이 프로브 쪽으로 전달되고 프로브로부터 외부로 전달되는 마이크로파 에너지에 대한 샘플링된 순방향(forward) 전력과 반사된 전력의 정보에 기초하여 설정된다.

[0006] 도 1은 GB 2 486 343에 개시된 전기수술 장치(400)의 개략도를 도시한다. 이 장치는 RF 채널과 마이크로파 채널을 포함한다. RF 채널은 생물학적 조직을 치료(예를 들어, 절단 또는 건조)하기에 적절한 전력 레벨로 RF 주파수 전자기 신호를 생성하고 제어하는 부품(component)을 포함한다. 마이크로파 채널은 생물학적 조직을 치료(예를 들어, 응고 또는 쇝각)하기에 적절한 전력 레벨로 마이크로파 주파수 전자기 신호를 생성하고 제어하는 부품을 포함한다.

[0007]

마이크로파 채널은 마이크로파 주파수 소스(402) 이후에 전력 분할기(424) (예를 들어, 3dB 전력 분할기)를 구비하고, 이 전력 분할기는 소스(402)로부터 오는 신호를 2개의 분기(branch)로 분할한다. 전력 분할기(424)로부터 나오는 하나의 분기는 마이크로파 채널을 형성하고, 이 마이크로파 채널은, 제어 신호(V_{10})를 통해 제어기(406)에 의해 제어되는 가변 감쇠기(404)와, 제어 신호(V_{11})를 통해 제어기(406)에 의해 제어되는 신호 변조기(408)를 포함하는 전력 제어 모듈, 및 치료하기에 적절한 전력 레벨로 프로브(420)로부터 전달되는 순방향 마이크로파 EM 복사선을 생성하는 구동 증폭기(410)와 전력 증폭기(412)를 포함하는 증폭기 모듈을 구비한다. 이 증폭기 모듈 후에, 마이크로파 채널은 그 제1 포트(port)와 제2 포트 사이의 경로를 따라 소스로부터 프로브로 마이크로파 EM 에너지를 전달하도록 연결된 서큘레이터(circulator)(416), 이 서큘레이터(416)의 제1 포트에 있는 순방향 커플러(coupler)(414), 및 이 서큘레이터(416)의 제3 포트에 있는 반사된 커플러(418)를 포함하는 (마이크로파 신호 검출기의 일부를 형성하는) 마이크로파 신호 결합 모듈로 이어진다. 반사된 커플러를 통과한 후, 제3 포트로부터 마이크로파 EM 에너지는 전력 덤프 부하(power dump load)(422)에 흡수된다. 마이크로파 신호 결합 모듈은, 제어 신호(V_{12})를 통해 제어기(406)에 의해 동작되고 순방향 결합된 신호 또는 반사된 결합된 신호를 검출을 위해 헤테로다인 수신기(heterodyne receiver)에 연결하는 스위치(415)를 더 포함한다.

[0008]

전력 분할기(424)로부터 나오는 다른 분기는 측정 채널을 형성한다. 측정 채널은 마이크로파 채널에 있는 증폭 라인업(amplifying line-up)을 바이패스하고, 그리하여 프로브로부터 저전력 신호를 전달하도록 배열된다. 이 실시예에서, 제어 신호(V_{13})를 통해 제어기(406)에 의해 제어되는 제1차 채널 선택 스위치(426)는 마이크로파 채널 또는 측정 채널로부터 오는 신호를 선택하여 프로브로 전달하도록 동작가능하다. 고역 통과 필터(427)는 제1차 채널 선택 스위치(426)와 프로브(420) 사이에 연결되어 저주파수 RF 신호로부터 마이크로파 신호 생성기를 보호한다.

[0009]

측정 채널은, 프로브의 원위 단부에 존재하는 물질, 예를 들어, 생물학적 조직에 관한 정보를 생성할 수 있는, 프로브로부터 반사된 전력의 위상과 크기를 검출하도록 배열된 부품을 포함한다. 측정 채널은 소스(402)로부터 오는 마이크로파 EM 에너지를 그 제1 포트와 제2 포트 사이의 경로를 따라 프로브로 전달하도록 연결된 서큘레이터(428)를 포함한다. 프로브로부터 리턴된 반사된 신호는 서큘레이터(428)의 제3 포트로 향한다. 서큘레이터(428)를 사용하여 순방향 신호와 반사된 신호 사이에 아이솔레이션(isolation)을 제공하여 정확한 측정을 구현할 수 있다. 그러나, 서큘레이터는 그 제1 포트와 제3 포트 사이에 완전한 아이솔레이션을 제공하지 못하기 때문에, 즉 순방향 신호의 일부가 제3 포트로 브레이크스루(break through)하여 반사된 신호와 간섭할 수 있기 때문에, 캐리어 상쇄 회로(carrier cancellation circuit)를 사용하여 (순방향 커플러(430)로부터 오는) 순방향 신호의 일부를 (주입 커플러(432)를 통해) 제3 포트로부터 나오는 신호에 다시 주입한다. 캐리어 상쇄 회로는 주입된 부분이 제1 포트로부터 제3 포트로 브레이크스루하는 신호와 위상이 180° 어긋나서 이 신호를 상쇄시키는 것을 보장하는 위상 조절기(434)를 포함한다. 캐리어 상쇄 회로는 주입된 부분의 크기가 브레이크스루 신호와 동일한 것을 보장하는 신호 감쇠기(436)를 더 포함한다.

[0010]

순방향 신호에 있을 수 있는 드리프트를 보상하기 위하여, 순방향 커플러(438)가 측정 채널에 제공된다. 순방향 커플러(438)의 결합된 출력과 서큘레이터(428)의 제3 포트로부터 오는 반사된 신호는 스위치(440)의 각 입력 단자에 연결되고, 이 스위치는 제어 신호(V_{14})를 통해 제어기(406)에 의해 동작되고 결합된 순방향 신호 또는 반사된 신호를 검출을 위해 헤테로다인 수신기에 연결한다.

[0011]

스위치(440)의 출력(즉, 측정 채널로부터 오는 출력)과 스위치(415)의 출력 (즉, 마이크로파 채널로부터 오는 출력)은 제2차 채널 선택 스위치(442)의 각 입력 단자에 연결되고, 이 제2차 채널 선택 스위치는 제1차 채널 선택 스위치와 함께 제어 신호(V_{15})를 통해 제어기(406)에 의해 동작되고, 측정 채널이 에너지를 프로브에 공급하고 있을 때 측정 채널의 출력이 헤테로다인 수신기에 연결되는 것과, 마이크로파 채널이 에너지를 프로브에 공급하고 있을 때 마이크로파 채널의 출력이 헤테로다인 수신기에 연결되는 것을 보장한다.

[0012]

헤테로다인 수신기를 사용하여 제2차 채널 선택 스위치(442)에 의해 출력되는 신호로부터 위상과 크기 정보를 추출한다. 단일 헤테로다인 수신기가 이 시스템에서 제시되지만, 필요한 경우, 신호가 제어기에 들어가기 전에 소스 주파수를 2번 다운 믹싱하는 (2개의 국부 오실레이터와 혼합기를 포함하는) 이중 헤테로다인 수신기가 사용될 수 있다. 헤테로다인 수신기는 국부 오실레이터(444), 및 제2차 채널 선택 스위치(442)에 의해 출력되는 신호를 다운 믹싱하는 혼합기(448)를 포함한다. 국부 오실레이터 신호의 주파수는 혼합기(448)로부터 나오는 출력이 제어기(406)에 수신되기에 적절한 중간 주파수에 있도록 선택된다. 고주파수 마이크로파 신호로부터 국부 오실레이터(444)와 제어기(406)를 보호하기 위해 대역 통과 필터(446, 450)가 제공된다.

[0013] 제어기(406)는 헤테로다인 수신기의 출력을 수신하고, 이 출력으로부터 마이크로파 채널 또는 측정 채널에 있는 순방향 신호 및/또는 반사된 신호의 위상과 크기를 나타내는 정보를 결정(예를 들어, 추출)한다. 이 정보를 사용하여 마이크로파 채널에 있는 고전력 마이크로파 EM 복사선 또는 RF 채널에 있는 고전력 RF EM 복사선의 전달을 제어할 수 있다. 사용자는 전술한 바와 같이 사용자 인터페이스(452)를 통해 제어기(406)와 상호 작용할 수 있다.

[0014] 도 1에 도시된 RF 채널은 제어 신호(V_{16})를 통해 제어기(406)에 의해 제어되는 게이트 드라이버(456)에 연결된 RF 주파수 소스(454)를 포함한다. 게이트 드라이버(456)는 해프-브리지(half-bridge) 배열인 RF 증폭기(458)를 위한 동작 신호를 공급한다. 해프-브리지 배열의 드레인 전압은 가변 DC 공급원(460)을 통해 제어 가능하다. 출력 변환기(462)는 생성된 RF 신호를 프로브(420)로 전달되는 라인으로 전달한다. 저역 통과, 대역 통과, 대역 저지 또는 노치 필터(464)가 이 라인에 연결되고, 고주파수 마이크로파 신호로부터 RF 신호 생성기를 보호한다.

[0015] 전류 변환기(466)는 RF 채널에 연결되고 조직 부하로 전달되는 전류를 측정한다. (출력 변환기에서 텁抨(tapped off)될 수 있는) 전위 디바이더(468)를 사용하여 전압을 측정한다. 전위 디바이더(468)와 전류 변환기(466)(즉, 전압과 전류를 나타내는 전압 출력)로부터 오는 출력 신호는 (도 1에서 신호 B 및 C로 도시된) 각 버퍼 증폭기(buffer amplifier)(470, 472)와 전압 클램핑 제너 다이오드(voltage clamping Zener diode)(474, 476, 478, 480)에 의해 조절된 후 제어기(406)에 직접 연결된다.

[0016] 위상 정보를 유도하기 위해, 전압과 전류 신호(B 및 C)는 위상 비교기(482)(예를 들어, EXOR 게이트)에 더 연결되고, 이 위상 비교기의 출력 전압은 RC 회로(484)에 의해 적분되어, 전압과 전류 파형 사이의 위상 차이에 비례하는 (도 1에서 A로 도시된) 전압 출력이 생성된다. 이 전압 출력(신호 A)은 제어기(406)에 직접 연결된다.

[0017] 마이크로파/측정 채널과 RF 채널은 신호 결합기(114)에 연결되고, 이 신호 결합기는 두 유형의 신호를 개별적으로 또는 동시에 케이블 조립체(116)를 따라 프로브(420)로 전달하고, 이 프로브로부터 두 유형의 신호는 환자의 생물학적 조직으로 전달(예를 들어, 복사)된다.

[0018] 도파로 아이솔레이터(waveguide isolator)(미도시)는 마이크로파 채널과 신호 결합기 사이의 정션(junction)에 제공될 수 있다. 도파로 아이솔레이터는 3개의 기능, 즉: (i) (예를 들어, 10W를 초과하는) 매우 높은 마이크로파 전력의 통과를 허용하는 기능; (ii) RF 전력의 통과를 차단하는 기능; 및 (iii) (예를 들어, 10 kV를 초과하는) 높은 내전압을 제공하는 기능을 수행하도록 구성될 수 있다. (또한 DC 차단기(break)로도 알려진) 용량성 구조물이 도파로 아이솔레이터에 (예를 들어, 도파로 아이솔레이터 내에) 또는 이 도파로 아이솔레이터에 인접하여 더 제공될 수 있다. 용량성 구조물의 목적은 아이솔레이션 장벽(isolation barrier)에 걸친 용량성 결합을 감소시키는 것이다.

발명의 내용

[0019] 본 발명은 GB 2 486 343에 개시된 전기수술 장치에 개선을 제공한다. 이 개선은 마이크로파 채널과 RF 채널 내 삽입 손실을 감소시키는 것에 의해 반사된 전력을 측정하는 정확도를 개선시키는 것에 관한 것이다.

[0020] 가장 일반적으로, 본 발명은 상기 마이크로파 채널과 신호 결합기 사이의 정션에 튜닝 가능한 도파로 아이솔레이터를 제공한다. 바람직한 실시예에서, 본 발명은 (예를 들어, 10 kV를 초과하는) 높은 내전압을 제공하면서 상기 마이크로파 채널과 RF 채널을 서로 아이솔레이팅하는데 필요한 모든 부품을 단일 튜닝 가능한 유닛에 결합시킨다. 상기 도파로 아이솔레이터의 임피던스는 (즉, 장치가 사용 준비된 때) 제자리에서 또는 미리 튜닝되어 신호 경로를 따라 나타나는 리턴 손실을 감소시켜 측정 감도를 개선시킬 수 있다.

[0021] 본 발명은 아이솔레이션 장벽에 걸친 용량성 결합을 감소시킬 수 있는 용량성 구조물을 상기 튜닝 가능한 도파로 아이솔레이터에 또는 상기 도파로 아이솔레이터에 인접하여 제공할 수 있다. 상기 감소된 용량성 결합은 상기 도파로 아이솔레이터(특히 상기 도파로 아이솔레이터의 외부 전도체)를 동축 아이솔레이터와 같은 추가적인 용량성 부품과 직렬로 연결하는 것에 의해 제공될 수 있다. 동작 동안 상기 감소된 용량성 결합을 유지하기 위해, 상기 추가적인 용량성 부품은 높은 항복 전압(breakdown voltage), 예를 들어, 500 V 이상을 가질 수 있다. 따라서, 상기 도파로 아이솔레이터와 추가적인 용량성 부품(예를 들어, 동축 아이솔레이터)은 조합하여 상기 RF 채널로부터 나오는 RF EM 복사선이 상기 마이크로파 채널에 들어가는 것을 방지하는 저주파수 차단 필터로 작용할 수 있다.

[0022] 대안적으로, 바람직한 실시예에서 상기 용량성 구조물은 상기 도파로 아이솔레이터 그 자체에 있는 상기 DC 아이솔레이션 장벽의 일체형 부분일 수 있다. 예를 들어, 감소된 용량성 결합은 상기 도파로 아이솔레이터의 외부

전도체에 형성된 아이솔레이팅 캡의 커패시턴스를 감소시키는 것에 의해 또는 용량성 리액턴스를 증가시키는 것에 의해, 예를 들어, 상기 캡에 존재하는 절연 물질의 두께를 증가시키는 것에 의해 달성될 수 있다. 이 배열에서, 상기 도파로 아이솔레이터는 상기 캡에서 마이크로파 전력의 누설을 최소화하는 초크(choke)를 포함할 수 있다.

[0023] 따라서, 본 발명에 따라, 생물학적 조직을 절제하는 전기수술 장치로서, 상기 장치는, 제1 주파수를 가지는 RF 전자기(EM) 복사선을 생성하는 무선주파수(RF) 신호 생성기; 상기 제1 주파수보다 더 높은 제2 주파수를 가지는 마이크로파 EM 복사선을 생성하는 마이크로파 신호 생성기; 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 개별적으로 또는 동시에 원위 단부로부터 전달하도록 배열된 프로브; 및 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 상기 프로브로 전달하는 피드 구조물(feed structure)을 포함하고, 상기 피드 구조물은 상기 프로브를 상기 RF 신호 생성기에 연결하는 RF 채널, 및 상기 프로브를 상기 마이크로파 신호 생성기에 연결하는 마이크로파 채널을 포함하고, 상기 RF 채널과 마이크로파 채널은 상기 RF 신호 생성기와 마이크로파 신호 생성기로부터 각각 오는 물리적으로 별개의 신호 경로를 포함하고, 상기 피드 구조물은, 상기 RF 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로에 연결된 제1 입력, 상기 마이크로파 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로에 연결된 제2 입력, 및 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 개별적으로 또는 동시에 단일 채널을 따라 상기 프로브로 전달하는 공통 신호 경로에 연결된 출력을 구비하는 결합 회로를 포함하고, 상기 마이크로파 채널은 상기 RF EM 복사선으로부터 상기 마이크로파 채널에 있는 상기 별개의 신호 경로를 아이솔레이팅하도록 연결된 도파로 아이솔레이터를 포함하고, 상기 도파로 아이솔레이터는 조절가능한 임피던스를 구비하는, 상기 전기수술 장치가 제공된다.

[0024] 상기 도파로 아이솔레이터의 조절가능한 임피던스는 상기 장치의 측정 감도를 개선하는 방식으로 리턴 손실을 감소시킬 수 있다. 상기 조절가능한 임피던스는 임의의 적절한 방식으로 제공될 수 있다. 예를 들어, 상기 도파로 아이솔레이터는 상기 도파로 아이솔레이터의 임피던스를 변화시키도록 조절가능한 튜닝 부분을 포함할 수 있다. 상기 튜닝 부분은 상기 도파로 아이솔레이터에 조절가능하게 삽입가능한 복수의 튜닝 스터브(tuning stub)를 포함하는 튜닝 유닛일 수 있다.

[0025] 상기 도파로 아이솔레이터의 튜닝가능한 특성은 상기 도파로 아이솔레이터가 DC 차단기로서 그리고 상기 결합 회로로서 작용할 때 특히 유리하다.

[0026] 따라서, 상기 도파로 아이솔레이터는 전도성 입력 구획, 상기 입력 구획과 맞물려, 상기 입력 구획과 출력 구획으로 둘러싸인 볼륨 내에 도파로 공동(waveguide cavity)을 한정하는 전도성 출력 구획, 및 상기 입력 구획과 출력 구획 사이에 배열된 DC 아이솔레이션 장벽을 포함할 수 있고, 상기 공동 신호 경로에서 출력은 신호 전도체와 접지(ground) 전도체를 포함하고, 상기 피드 구조물은 상기 공동 신호 경로에서 상기 출력의 상기 접지 전도체와 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 전도성 입력 구획 사이에 용량성 구조물을 포함하고, 상기 용량성 구조물은 상기 RF EM 에너지의 결합과 상기 마이크로파 EM 에너지의 누설을 방지하도록 배열된다.

[0027] 상기 용량성 구조물은 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 입력 구획에 형성된 마이크로파 초크와 상기 DC 아이솔레이션 장벽에 의해 제공될 수 있다. 상기 도파로 아이솔레이터의 내부 구획과 외부 구획이 원통형 봄체를 한정하는 경우, 상기 마이크로파 초크는 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 내부 구획의 상기 원위 단부로부터 축방향으로 연장되는 환형 채널을 포함할 수 있다. 상기 채널은 공기 또는 다른 적절한 유전체로 충전될 수 있다. 상기 초크의 축방향 길이는 물질(예를 들어, 공기)과 상기 채널의 기하학적 구조에서 마이크로파 EM 에너지의 1/4 파장(또는 그 훨수배)일 수 있다.

[0028] 상기 DC 아이솔레이션 장벽 그 자체는 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 내부 구획과 외부 구획 사이에 장착된 강성의 절연 스페이서 요소를 포함할 수 있다. 상기 스페이서 요소는 델린(Delrin)(등록상표) 또는 폴리비닐클로라이드(PVC)와 같은 절연 플라스틱으로 형성될 수 있다. 도파로가 원통형인 경우, 상기 스페이서 요소는 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 입력 구획 또는 출력 구획 중 하나의 구획의 원위 단부 위에 장착된 환형 슬리브를 포함할 수 있다. 상기 슬리브의 외부 표면은 상기 입력 구획과 출력 구획의 외부 표면과 동일 높이일 수 있다.

[0029] 상기 슬리브와 상기 내부 구획 및/또는 외부 구획 사이에 오버랩되는 부분의 축방향 길이는 바람직하게는 상기 슬리브와 이 슬리브를 포함하는 구조물의 물질에서 마이크로파 주파수의 1/4 파장(통상적으로 1/4 파장)의 훨수 배이다. 절연 층의 두께(절연 층이 절연 슬리브인 경우 방사방향 두께)는 마이크로파 누설을 최소화하기 위해 가능한 한 얇은 두께로 선택되거나 또는 상기 커패시턴스를 상기 RF EM 에너지의 주파수에서 요구되는 아이솔레이션을 제공하는 레벨로 감소시키는데 필요한 두께로 선택될 수 있다. 이 2개의 요구조건은 서로 상충되는 것이어서 이들 요구조건이 모두 충족될 수는 없다. 실제로, 상기 슬리브는 이에 따라 (i) 마이크로파 누설 요구조건

을 충족하지만 (예를 들어, 아래에 설명된 동축 아이솔레이터) 커패시턴스를 감소시키기 위해 상기 외부 전도체와 직렬로 추가적인 용량성 차단을 요구하는 얇은 절연 층을 포함하거나, 또는 (ii) RF REM 에너지 아이솔레이션 요구조건을 충족하지만, 요구되는 낮은 마이크로파 누설(예를 들어, 전술한 마이크로파 초크)을 달성하기 위해 추가적인 마이크로파 부품을 요구하는 두꺼운 절연 층을 포함할 수 있다.

[0030] 상기 DC 아이솔레이션 장벽은 추가적인 부품을 포함할 수 있다. 예를 들어, 상기 DC 아이솔레이션 장벽은 상기 강성의 절연 스페이서 요소와의 정션에 상기 입력 구획의 내부 표면의 일부에 장착된 절연 필름을 포함할 수 있다. 상기 절연 필름은 미리 결정된 거리만큼 상기 강성의 절연 스페이서 요소로부터 멀어지는 방향으로 연장되어, 예를 들어, 상기 표면 항복 전압을 증가시킬 수 있다.

[0031] 상기 도파로 아이솔레이터에 의해 상기 결합 회로는 전기적으로 플로팅(floating) 상태에 있어서, 안전을 증가시킬 수 있다. 상기 용량성 구조물은 상기 결합 회로의 용량성 리액턴스를 증가시켜, RF 신호가 상기 도파로 아이솔레이터를 거쳐 용량성 결합을 통해 상기 마이크로파 채널 아래로 누출되는 위험을 감소시키는 작용을 한다.

[0032] 상기 결합 회로가 상기 도파로 아이솔레이터와 통합된 실시예에서, 상기 RF 채널에 있는 별개의 신호 경로는 상기 도파로 아이솔레이터에 연결된 RF 커넥터에서 종료할 수 있고, 이에 의해 상기 RF 신호는 상기 도파로 아이솔레이터의 출력 포트로 직접 전달된다. 상기 공통 신호 경로는 이에 따라 상기 도파로 아이솔레이터의 출력 포트로부터 멀어지는 방향으로 연장될 수 있다. 따라서, 공통 신호 경로에 연결된 출력은 상기 도파로 아이솔레이터의 출력 구획에 장착된 출력 프로브를 포함할 수 있고, 상기 출력 프로브는, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되어 이로부터 상기 마이크로파 EM 에너지와 결합하는 결합 전도체를 구비한다. 상기 제1 입력은 상기 도파로 아이솔레이터에 장착된 RF 커넥터를 포함할 수 있고, 상기 RF 커넥터는, 상기 도파로 공동으로 연장되어 상기 출력 프로브의 상기 결합 전도체와 전기적으로 접촉하는 신호 전도체를 구비한다. 상기 신호 전도체는 절연된 전도성 와이어(wire) 또는 로드(rod)일 수 있다. 상기 신호 전도체는 그 첨단으로부터 미리 결정된 거리에서 상기 결합 전도체와 접촉할 수 있다. 상기 거리는, 예를 들어, 상기 도파로 아이솔레이터에 대해 연결된 RF의 위치를 변화시키는 것에 의해 조절될 수 있다. 바람직하게는 상기 신호 전도체의 위치는 상기 마이크로파 아이솔레이터 내 상기 마이크로파 EM 필드의 등전위를 잘 따르도록 (예를 들어, 등전위와 실질적으로 정렬되도록) 선택되어, 상기 RF 커넥터의 존재가 상기 마이크로파 EM 에너지의 거동에 영향을 미치지 않는다. 이런 방식으로 신호 전도체를 정렬하면 상기 RF 커넥터로 누설될 수 있는 마이크로파 EM 에너지의 양을 최소화한다는 것을 의미한다. 그러나, 누설에 추가적인 장벽으로, 상기 마이크로파 EM 에너지가 상기 RF 커넥터의 신호 전도체를 통해 상기 도파로 아이솔레이터로부터 누설되는 것을 방지하는 마이크로파 초크가 상기 RF 커넥터에 장착될 수 있다. 상기 마이크로파 초크는 방사방향이거나 또는 원통형, 또는 임의의 다른 적절한 형상일 수 있다. 그 크기는 상기 마이크로파 EM 에너지의 파장에 기초하여 적절히 선택된다.

[0033] 높은 항복 전압을 유지하기 위하여, 상기 도파로 아이솔레이터의 벽에 인접한 상기 신호 전도체와 결합 전도체 부분은 절연 물질, 예를 들어, 적절한 유전체에 의해 둘러싸일 수 있다. 따라서, 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되는 상기 출력 프로브의 상기 결합 전도체의 근위 부분은 절연 슬리브에 의해 둘러싸일 수 있다. 상기 도파로 아이솔레이터로 연장되는 상기 RF 커넥터의 상기 신호 전도체의 근위 부분은 절연 슬리브에 의해 둘러싸일 수 있다.

[0034] 상기 결합 회로를 상기 적응된 도파로 아이솔레이터와 통합하면 원치 않는 RF 결합과 마이크로파 누설을 회피하면서 생성기와 환자 간에 필요한 아이솔레이션을 제공하는 단일 부품을 제공할 수 있다. 나아가 이 단일 부품은 상기 RF 채널에 별개의 다중 스터브 (저역 통과) 제거 필터(rejection filter)의 요구를 제거한다. 나아가, 상기 부품이 통합된 특성은 상기 디바이스의 삽입 손실이 훨씬 더 낮아지는 것을 의미한다(마이크로스트립 보드 없음, 상호 연결이 더 적음, 마이크로파 라우팅 케이블 더 적음, 동축 아이솔레이터 없음). 상기 도파로 아이솔레이터를 제자리에서 튜닝하는 능력은 상기 삽입 손실을 더 개선시킨다. 상기 통합된 도파로 아이솔레이터는 또한 다중-부품 해법보다 물리적으로 더 작고 더 용이하게 제조할 수 있다.

[0035] 또 다른 실시예에서, 상기 용량성 구조물은 상기 튜닝가능한 도파로 아이솔레이터와 직렬로 연결된 추가적인 커패시턴스를 포함할 수 있다. 상기 추가적인 커패시턴스는 동축 아이솔레이터일 수 있다. 상기 추가적인 커패시턴스는 상기 시스템 내에서 보이는 피크 전압에 대처하기 위해 높은 항복 전압을 가질 수 있다. 상기 추가적인 커패시턴스의 항복 전압은 1 kV 이상일 수 있고, 바람직하게는 2 kV 이상일 수 있다.

[0036] 상기 RF 채널에 있는 별개의 신호 경로는 상기 마이크로파 EM 복사선과 아이솔레이팅될 수 있다. 상기 RF 채널은 그리하여 상기 RF 채널에 있는 별개의 신호 경로와 상기 결합 회로 사이에 연결된 아이솔레이터, 예를 들어, 저역 통과, 대역 통과, 대역 저지 또는 노치 필터를 포함할 수 있다. 상기 저역 통과, 대역 통과, 대역 저지 또

는 노치 필터는 상기 결합 회로와 통합될 수 있다. 예를 들어, 일 실시예에서, 상기 결합 회로는 이와 일체로 형성된 저역 통과, 대역 통과, 대역 저지 또는 노치 필터를 가지는 T-형상의 개방된 마이크로스트립 양방향 다이플렉서(diplexer) 회로를 포함하여 마이크로파 EM 복사선이 상기 제1 입력으로부터 누설되는 것을 방지할 수 있다. 상기 대역 저지 필터는 상기 제1 입력과 상기 다이플렉서 회로의 T-정션 사이에 마이크로스트립 라인에 형성된 복수의 스터브(예를 들어, 2개, 3개 또는 4개의 스터브)를 포함할 수 있다.

[0037] 전술한 적응된 도파로 아이솔레이터 또는 상기 직렬-연결된 도파로 아이솔레이터와 동축 아이솔레이터를 고역 통과 필터로 사용하면 단일 고주파수 커패시터를 사용하는 경우의 3개의 단점을 극복하고 필요한 아이솔레이션을 제공할 수 있다. 첫째, 상기 전체 결합 회로가 플로팅 상태에 있는 것, 즉 접지되는 일 또는 전력망의 전력으로 직접 경로 지정되는 일이 없는 것이 바람직하다. 따라서, 상기 마이크로파 채널로부터 상기 신호 평면과 접지 평면은 용량적으로 상기 결합 회로에 들어갈 필요가 있다. 상기 도파로 아이솔레이터는 이 특성을 제공할 수 있다. 둘째, 상기 RF 신호가 상기 도파로 아이솔레이터에 걸친 용량성 결합을 통해 환자 또는 사용자로부터 누설되는 것을 방지하는 것이 바람직하다. 전술한 적응된 DC 아이솔레이션 장벽 또는 상기 동축 아이솔레이터는 상기 정션의 용량성 리액턴스를 증가시키는데 필요한 커패시턴스를 제공하여 상기 제1 주파수에서 용량성 결합을 방지할 수 있다. 상기 RF 신호는 정상 커패시터의 일반적인 전압 항복보다 더 높은 고전압 펄스(예를 들어, 5 kV 이상)로 공급될 수 있으므로 동축 아이솔레이터는 정상 커패시터보다 선호된다. 셋째, 상기 직렬 배열의 삽입 손실은, 본 명세서에서 개시된 바람직한 마이크로파 주파수(예를 들어, 5.8GHz 이상)에서 정상 커패시터보다 훨씬 더 낮아서, 상기 회로가 특정 주파수에서 공진하는 것을 방지하는 것을 도와줄 수 있다.

[0038] 본 발명은 GB 2 486 343에 개시된 전기수술 장치(400)를 참조하여 전술한 임의의 부품 또는 모든 부품과 (개별적으로 또는 임의의 조합으로) 결합될 수 있다. 예를 들어, 상기 RF 채널과 마이크로파 채널은 각각 전술한 상기 RF 채널과 마이크로파 채널의 임의의 부품 또는 모든 부품을 포함할 수 있다. 전술한 바와 같이, 상기 마이크로파 채널은 순방향 신호로부터 상기 마이크로파 채널에 반사된 신호를 분리시키는 서클레이터를 포함할 수 있다. 대안적인 실시예에서, 방향성 커플러가 동일한 목적을 위해 사용될 수 있다. 실제로, 상기 서클레이터 또는 방향성 커플러는 불완전한 아이솔레이션을 나타낼 수 있고, 이는 상기 검출기에서 실제로 수신되는 반사된 신호에 영향을 미칠 수 있다. 본 발명의 조절가능한 임피던스는 상기 도파로 아이솔레이터에서 리턴 손실과 전송을 최적화할 뿐만 아니라 불완전한 아이솔레이션을 보상할 수 있다.

[0039] 상기 장치는 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선에 대한 에너지 전달 프로파일을 선택하도록 동작 가능한 제어기를 포함할 수 있다. 본 명세서에서, 에너지 전달 프로파일은 상기 RF 에너지에 대한 전압/전류와 시간 면에서의 과형과, 상기 마이크로파 에너지에 대한 전력 레벨과 시간 면에서의 과형의 형태를 의미할 수 있다. 상기 에너지 전달 프로파일을 제어하면 치료 적용 범위를 실현할 수 있다.

[0040] 상기 장치는, 상기 RF 채널에 있는 전류와 전압을 샘플링하고 이로부터 상기 전류와 전압 사이의 위상 차이를 나타내는 RF 검출 신호를 생성하는 RF 신호 검출기를 포함할 수 있다. 상기 제어기는 상기 RF 신호 검출기와 통신하며 상기 RF 검출 신호를 수신하고 상기 RF 검출 신호에 기초하여 RF EM 복사선에 대한 에너지 전달 프로파일을 선택할 수 있다.

[0041] 유사하게, 상기 장치는 상기 마이크로파 채널에 있는 순방향 전력과 반사된 전력을 샘플링하고 이로부터 상기 프로브에 의해 전달되는 마이크로파 전력의 크기 및/또는 위상을 나타내는 마이크로파 검출 신호를 생성하는 마이크로파 신호 검출기를 포함할 수 있다. 상기 제어기는 상기 마이크로파 신호 검출기와 통신하며 상기 마이크로파 검출 신호를 수신하고 상기 마이크로파 검출 신호에 기초하여 마이크로파 EM 복사선에 대한 에너지 전달 프로파일을 선택할 수 있다.

[0042] 따라서, 상기 시스템은 상기 전기수술 장치의 출력에 대해 안정적인 제어를 제공하도록 구성될 수 있다. 예를 들어, 상기 장치는 30W의 전력 레벨에서 400 V 피크 진폭을 갖는 연속파(continuous wave: CW) RF EM 에너지를 전달하는 것을 포함할 수 있는 조직 절단을 위한 에너지 전달 프로파일을 선택할 수 있다. 상기 제어기는 피크 진폭과 전력 레벨을 변경하도록 조절가능(예를 들어, 수동으로 조절가능)할 수 있다. 상기 RF 복사선과 마이크로파 EM 복사선은 모니터링되기 때문에, 상기 조직으로 전달되는 에너지는 정확하게 결정될 수 있다. 다른 예에서, 상기 장치는 25W의 전력 레벨에서 연속파(CW) 마이크로파 EM 에너지를 전달하는 것을 포함할 수 있는 응고를 위한 에너지 전달 프로파일을 선택할 수 있다. 다시, 상기 제어기는 전력 레벨을 변경하도록 조절가능(예를 들어, 수동으로 조절가능)할 수 있다.

[0043] 보다 일반적으로, 건조 환경에서 조직을 절단하기 위해서는, 진폭 400 V의 피크 전압과 40W의 전력 설정을 갖는 500kHz 연속파 정현파 과형을 전달할 필요가 있는 반면, 습한 환경에서 조직을 절단하기 위해서는, 4000 V의 피

크 전압과 200W의 피크 전력과, ON 시간이 10ms이고 OFF 시간이 90ms인 형상으로 구성될 수 있는 10%의 듀티 사이클을 갖는 500kHz 에너지의 하나 이상의 버스트(burst)를 전달할 필요가 있다. 이런 종류의 펄스화된 에너지 전달 프로파일은, 에너지가 주변 유체를 원치 않게 가열함이 없이 조직으로 전달되는 것을 보장할 수 있다. 건조 조직에서 조직을 효율적으로 응고시키기 위하여, CW 마이크로파 전력은 30W의 RMS 전력 레벨에서 조직으로 전달될 수 있다. 습한 환경에서 응고시키기 위하여, 예를 들어, 100W의 피크 전력과 30% 듀티 사이클을 갖는 상기 마이크로파 전력이 펄스화될 수 있다.

[0044] 조직을 치료하는데 바람직한 영향을 미치는 다른 파형은 전술한 것과 유사한 CW와 펄스화된 형태로 전달되는 RF 에너지와 마이크로파 에너지의 조합을 포함할 수 있다. 상기 RF 에너지와 마이크로파 에너지는 동시에 전달될 수 있고, 여기서 상기 마이크로파 에너지는 상기 RF 에너지를 변조한다. 예를 들어, 400 V 피크 전압과 500kHz CW RF 프로파일은 10W CW 5.8GHz 마이크로파 신호로 변조되어 절제 공정 동안 조직 응고 정도를 생성하여 장기 또는 장기의 구획이 제거되고 있을 때 출혈을 감소시킬 수 있다.

[0045] 모든 파형 파라미터는, 예를 들어, 사용자 인터페이스를 통해 제어기에 의해 조절가능할 수 있다.

[0046] 제어 시스템은 저전력 레벨(예를 들어, 10mW 이하)에서 에너지(바람직하게는 마이크로파 에너지)를 전달하기 위해 전용 측정 채널을 포함할 수 있다. 따라서 이 시스템은 치료 효과를 전달하지 않는 채널로부터 측정 신호를 이용가능하게 만들 수 있는데, 즉 파형 또는 에너지를 조직으로 전달하는 것은 조직 치료 효과를 전달할 때 수반되지 않는 채널을 사용하여 이루어진 저전력 측정에 기초하여 제어될 수 있다. 이 측정 채널은 마이크로파 채널과 동일한 소스를 사용할 수 있다. 시스템은 마이크로파 에너지가 ("측정 모드"에서) 측정 채널을 통해 전달되고 또는 ("치료 모드"에서) 마이크로파 채널을 통해 전달되도록 스위칭가능할 수 있다. 대안적으로, 마이크로파 채널은 (측정을 위한) 저전력 모드와 (치료를 위한) 고전력 모드 사이에서 스위칭가능할 수 있다. 이 배열에서 별개의 측정 채널이 필요치 않다.

[0047] 시스템은 조직을 (예를 들어, 혼합된 모드 또는 혼합 모드에서) 동시에 절단하고 응고하도록 에너지를 공급하도록 구성되거나 또는 독립적으로 동작될 수 있고, 이에 의해 RF 에너지와 마이크로파 에너지는 (예를 들어, 발스 위치 페달(footswitch pedal)의 동작에 기초하여) 수동 사용자 제어 하에서 프로브로 전달되거나 또는 RF 채널 및/또는 마이크로파 채널로부터 측정된 위상 및/또는 크기 정보에 기초하여 자동적으로 프로브로 전달된다. 시스템은 조직을 식각하고 절단하는데 사용될 수 있다. 마이크로파 에너지와 RF 에너지를 동시에 전달하는 경우에, 각 생성기로 리턴되는 RF 에너지와 마이크로파 에너지 중 어느 하나 또는 둘 모두는 에너지 전달 프로파일을 제어하는데 고전력에서 사용되거나 또는 저전력에서 사용될 수 있다. 이 경우에, 에너지 전달 형태가 펄스화될 때 OFF 시간 동안 측정을 수행하는 것이 바람직할 수 있다.

[0048] 프로브의 원위 단부는 제2 전도체로부터 공간적으로 분리된 제1 전도체를 포함하는 바이폴러 방출 구조물 (bipolar emitting structure)을 포함할 수 있고, 상기 제1 전도체와 제2 전도체는 전도에 의해 RF EM 복사선을 전달하는 활성 전극과 리턴 전극으로 각각 동작하고, 마이크로파 EM 에너지의 복사선을 제공하는 안테나 또는 변환기로 동작하도록 배열된다. 따라서, 시스템은 RF 에너지에 대한 국부 리턴 경로를 제공하도록 배열될 수 있다. 예를 들어, RF 에너지가 이를 전도체를 분리시키는 조직을 통해 전도에 의해 통과하거나, 또는 플라즈마가 국부 리턴 경로를 제공하기 위해 이를 전도체 부근에서 생성될 수 있다. RF 조직을 절단하는 것은 제1 전도체와 제2 전도체를 분리시키는 고정된 유전체 물질에 의해 생성될 수 있고, 여기서 유전체 물질의 두께는 작고, 즉 1mm 미만이고 유전 상수(dielectric constant)는 높고, 즉 공기의 것을 초과한다.

[0049] 본 발명은, 예를 들어, 창자에 폴립(polyp)을 제거하는, 즉 내시경 점막하 절제를 수행하는 위장(GI) 절차에도 특히 적절할 수 있다. 본 발명은 또한 정밀 내시경 절차, 즉 정밀 내시경 절제에 사용될 수 있고, 귀, 코, 및 목구멍 절차와 간(liver) 절제에 사용될 수 있다.

[0050] 제1 주파수는 10kHz 내지 300MHz 범위에서 안정적인 고정된 주파수일 수 있고, 상기 제2 주파수는 300MHz 내지 100GHz 범위에서 안정적인 고정된 주파수일 수 있다. 제1 주파수는, 에너지가 신경 자극을 야기하는 것을 방지할 만큼 충분히 높아야 하고 에너지가 조직 표백(blanching) 또는 조직 구조물에 불필요한 열적 마진(margin) 또는 손상을 야기하는 것을 방지할 만큼 충분히 낮아야 한다. 제1 주파수에 바람직한 스팟 주파수는 100kHz, 250kHz, 500kHz, 1MHz, 5MHz 중 임의의 하나 이상을 포함한다. 제2 주파수에 바람직한 스팟 주파수는 915MHz, 2.45GHz, 5.8GHz, 14.5GHz, 24GHz를 포함한다. 바람직하게는 제2 주파수는 제1 주파수보다 적어도 한 자리수(즉, 적어도 10 배) 더 높다.

[0051] 또 다른 측면에서, 본 발명은, 생물학적 조직을 절제하는 전기수술 장치를 위한 아이솔레이팅 회로(isolating

circuit)로서, 상기 아이솔레이팅 회로는, RF 채널로부터 제1 주파수를 가지는 무선주파수(RF) 전자기(EM) 복사선을 수신하도록 연결가능한 제1 입력, 마이크로파 채널로부터 상기 제1 주파수보다 더 높은 제2 주파수를 가지는 마이크로파 EM 복사선을 수신하도록 연결가능한 제2 입력, 및 상기 제1 입력과 제2 입력과 통신하고 상기 RF EM 복사선과 상기 마이크로파 EM 복사선을 공통 신호 경로로 전달하는 출력을 구비하는 결합 회로, 및 상기 RF EM 복사선으로부터 상기 마이크로파 채널을 아이솔레이팅하도록 연결된 도파로 아이솔레이터를 포함하고, 상기 도파로 아이솔레이터는 전도성 입력 구획, 상기 입력 구획과 맞물려 상기 입력 구획과 출력 구획에 의해 둘러싸인 볼륨 내에 도파로 공동을 한정하는 전도성 출력 구획, 및 상기 입력 구획과 출력 구획 사이에 배열된 DC 아이솔레이션 장벽을 포함하고, 상기 결합 회로로부터 출력은 신호 전도체와 접지 전도체를 포함하고, 상기 아이솔레이팅 회로는 상기 결합 회로로부터 상기 출력의 상기 접지 전도체와, 상기 도파로 아이솔레이터의 상기 전도성 입력 구획 사이에 용량성 구조물을 포함하고, 상기 용량성 구조물은 상기 RF EM 에너지의 결합을 방지하고 상기 마이크로파 EM 에너지의 누설을 방지하도록 배열되고, 상기 도파로 아이솔레이터는 조절가능한 임피던스를 구비하는, 상기 아이솔레이팅 회로로 표현될 수 있다. 전술한 결합 회로, 도파로 아이솔레이터, 및 용량성 구조물의 특징은 또한 본 발명의 이 측면에 적용될 수 있다.

[0052] 또한 상기 마이크로파 채널에 있는 증폭기 모듈과 마이크로파 신호 결합 모듈에 대한 개선이 본 명세서에서 개시된다. 이 개선은 측정 신호에서 더 고전력 출력, 더 큰 측정 감도, 및 생성기 잡음의 감소 중 하나 이상을 제공하는 것을 추구한다.

[0053] 제1 개선은 증폭기 모듈의 구성에 관한 것이다. 바람직한 실시예에서, 상기 증폭기 모듈은 병렬로 동작하는 4개의 전력 증폭기 사이에 분할된 출력을 갖는 구동 증폭기를 포함한다. 이 분할은 2개의 2-방향 분할기 스테이지(2-way splitter stage)에서 일어난다. 상기 4개의 전력 증폭기는 75W의 트랜지스터 전력과 10dB의 이득을 구비할 수 있고, 이 특성은 정격-저하된 미쓰비시(Mitsubishi) MGFC50G5867에 의해 제공될 수 있다. 이 구성은 포화된 출력 전력의 열적 열화(thermal degradation)를 위해 1dB를 초과하는 헤드룸(headroom)을 제공한다. 이 설정에 의해 120W를 초과하는 총 출력 전력을 달성할 수 있다.

[0054] 제2 개선은 상기 마이크로파 신호 결합 모듈의 구성에 관한 것이다. 바람직한 실시예에서, 4-포트 서클레이터가 사용되고, 이에 의해 상기 서클레이터의 아이솔레이션과 리턴 손실은 20dB 이상일 수 있다.

[0055] 제3 개선은 반사된 전력 커플러의 구성에 관한 것이다. 바람직한 실시예에서, 직교 혼합기(quadrature mixer)를 사용하여 반사된 신호를 검출한다. 이것에 의해 원치 않는 신호의 백터 합계는 프로브로부터 되수신된 총 신호로부터 감산될 수 있어서, 제곱 법칙 검출기(square law detector)에서 가능한 것보다 더 정확한 측정이 가능할 수 있다.

[0056] 제4 개선은 증폭기 모듈의 구성에 관한 것이다. 바람직한 실시예에서, 상기 증폭기 모듈은 신호가 상기 증폭기 모듈로부터 출력되기 전에 측정에 사용된 신호를 디지털화하도록 배열된 디지털 프로세서를 포함한다. 이것은, 아날로그 신호에 결합될 수 있는, 생성기로부터 오는 잡음 효과를 개선할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0057] 본 발명과 그 실시예의 뒤에 있는 원리에 대한 상세한 설명은 첨부 도면을 참조하여 아래에서 제시된다:

도 1은 본 발명을 사용할 수 있는 전술한 전기수술 장치의 전체적인 개략 시스템을 도시하는 도면;

도 2는 본 발명의 일 실시예인 전기수술 장치에서 아이솔레이팅 회로의 개략도;

도 3은 본 발명의 다른 실시예인 도파로 아이솔레이터만을 구비하는 아이솔레이팅 회로의 개략도;

도 4는 도 3의 아이솔레이팅 회로에 사용하기에 적절한 적응된 도파로 아이솔레이터의 측단면도; 및

도 5a 및 도 5b는 본 발명의 전기수술 장치에 사용될 수 있는 직교 혼합기의 개략도.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0058] 동작시, 본 발명을 사용하는 전기수술 장치는, 동축 케이블의 원위 단부로부터 반사된 전력을 정확히 측정하여, 도구의 존재를 검출할 수 있고, 또한 그 성능을 평가할 수 있는 것을 목표로 한다.

[0059] 반사된 전력을 정확히 측정하는 것은 각 방향으로 7dB에 근접한 양만큼 케이블에서 감쇠하는 것에 의해 곤란하고, 심지어 원위 단부에서 전반사를 하는 경우에도 14dB의 리턴 손실을 제공할 수 있다(즉, 케이블에 공급되는 원래 전력의 1/25가 케이블로부터 리턴된다). 이것은 커플러가 부정확한 것으로 인해 또는 검출기에 근접해서

반사하는 것으로 인해 원치 않는 전력의 상대적 효과를, 예를 들어, 5의 팩터만큼 확대시킨다.

[0060] 낮은 감쇠 케이블을 사용하는 경우 상당한 개선이 이루어질 수 있다. 그러나, 내시경 채널에서 이용가능한 직경은 동축 케이블에 최대 직경을 부과하고, 내시경의 길이는 케이블에 최소 길이를 부과해서, 현재 이용가능한 최장은 7dB 감쇠이다.

[0061] 나아가 본 발명에 사용하기에 바람직한 마이크로파 주파수(즉, 바람직하게는 5.8GHz 이상)에서는 전송 라인에서 전압과 전류는 매 18mm마다 역전(reverse)되어서, 전송 라인의 여러 곳에서 반사하는 것으로부터 전압이 추가되지 않고 오히려 감소될 수 있고: 사실 이 전압과 전류는 고려되는 진폭(전압)뿐만 아니라 방향(위상)을 갖는 벡터로 추가되어야 한다는 것이 주지하여야 한다. 실제로 이것은, 원치 않는 반사와 연관된 전력의 불확실성이 전력을 추가하는 것에 의해 예상될 수 있는 불확실성보다 2배 더 크고, 원치 않는 신호를 측정으로부터 제거하기 위해서는 원치 않는 신호의 전압과 위상을 알 필요가 있기 때문에 원치 않는 반사를 측정으로부터 감소하여 원하는 신호만을 남기는 것이 용이하지 않다는 것을 의미한다.

[0062] 본 발명은, 원치 않는 전압의 소스를 설명하고, 이 원치 않는 전압을 상쇄시키거나 측정 정확도에서 이 원치 않는 전압의 효과를 감소시키거나 상쇄시키는데 사용될 수 있는 기술을 식별한다.

[0063] 임피던스(Z)의 라인에서 순방향 진행파는 전압(V)과 전력(V^2/Z)(0dB)을 가지는 것으로 한정될 수 있다. 검출기에 도달하는 순방향 신호는 서큘레이터의 아이솔레이션 또는 커플러의 지향성에 의해 감쇠될 수 있고 이는 비율(D)(20dB의 지향성에 대해, $D = 1/100$)만큼 전력 감소와 비율 $\sqrt{D} = \delta$ 만큼 전압 감소로 표현될 수 있다. 검출기에 도달하는 송신기 신호의 위상은 0으로 한정될 수 있다. 송신기 브레이크스루로 인해 검출기에서 복소 전압은 $V_F = V \delta (\exp(-j0)) = V \delta$ 이다.

[0064] 검출기는 복소 전압을 측정하지 않고, 이 검출기에 도달하는 복소 전압의 합계의 크기를 측정한다. 순방향 브레이크스루로 인해 복소 전압은 임의의 반사된 신호로 인해 복소 전압에 추가될 수 있고, 검출기는 이 합계의 크기를 제공할 수 있다.

[0065] 반사된 신호는 또한 케이블의 원위 단부로부터 반사되는 것, 케이블 앞에 있는 부품으로부터 반사되는 것, 및 케이블의 불완전성으로부터 반사되는 것의 합계일 수 있다. 길이(L)(약 2 m)와 지연 길이(nL)(약 2.8 m)의 케이블을 따라 비율(p)로부터 복소 반사 계수(Γ_R)의 대표적인 반사가 복소 반사 계수(Γ_D)를 갖는 원위 단부로부터 반사와 함께 계산에 포함될 수 있다. 케이블에서 감쇠는 $\alpha n/m$ 이고 2 m 케이블에서 관찰된 대략 7dB에 대해 이 감쇠는 3.5 dB/m이거나 또는 $\alpha = 3.5 \ln(10)/20 \approx 0.403 n/m$ 이다.

[0066] 마이크로파 신호의 자유-공간 파수인 $k=2\pi/\lambda$ 와, 케이블의 속도 팩터의 역수인 n 를 취하고, 아이솔레이터 구획과 커플러를 통해 여분의 거리(d)를 허용하면, 검출기에서 복소 반사된 신호는 다음 수식, 즉:

$$V_R = \{ \Gamma_R \exp(-j2kp nL) \exp(-2\alpha pL) + \Gamma_D \exp(-j2k nL) \exp(-2\alpha L) \} \exp(-jkd)$$

[0068] 이다. 송신기로부터 브레이크스루에 추가되면 이것은 다음 수식, 즉:

$$V_{TOT} = V_F + V_R$$

$$= V [\delta + \{ \Gamma_R \exp(-j2kp nL) \exp(-2\alpha pL) + \Gamma_D \exp(-j2k nL) \exp(-2\alpha L) \} \exp(-jkd)]$$

[0071] 이 된다.

[0072] 이 수식의 마지막 행에 있는 것과 곱해지는 V 의 팩터를 무시하면, 대괄호에 있는 제1 항(δ)은 상수이고, 20dB에 대해 지향성은 0.1이다. 이것은 완벽한 부하가 있는 경우의 측정일 수 있다. 그 다음 2개의 항의 사이즈는 각각 $\Gamma_R \exp(-2\alpha pL)$ 과 $\Gamma_D \exp(-2\alpha L)$ 이다. 제2 항을 야기하는 반사가 동축 케이블의 근위 단부로부터 오는 경우, $p=0$ 이고 제2 항의 사이즈는 Γ_R 이 된다. 케이블의 감쇠가 각 방향으로 7dB(또는, 보다 정밀하게는, 6.99 dB)인 경우 제3 항의 사이즈는 $\Gamma_D/5$ 가 된다.

[0073] 이제, 여기서, 예를 들어,

$$V_{TOT} = V [0.1 + \{ \Gamma_R + \Gamma_D \exp(-j2k nL)/5 \} \exp(-jkd)]$$

- [0075] 을 취하는데, 여기서 우측에 있는 항들은 비율 $0.1 : \Gamma_R : \Gamma_D/5$ 이다. 잘 만들어진 전송 라인에 대해 제2 항은 매우 작고, 마지막 항보다 더 작아야 하지만, 제1 항은 본 발명자들이 측정하기를 원하는 마지막 항보다 더 클 수 있을 것 같고, 이상적으로 매우 작을 수 있다(본 발명자들은 이것이 0이 되기를 원한다, 즉 이상적으로 전력이 원위 단부로부터 반사되지 않기를 원한다). 마지막 항이 제1 항보다 더 클 것 같은 것에 의해 이것을 정확히 측정하는 것이 더 곤란하게 된다.
- [0076] 개별 항들은 벡터를 나타낸다. (즉, 0 위상에서 x-축을 따라) 실수로 한정된 제1 항을 제외하고는, 벡터의 방향은 명확치 않고, 복소 반사 계수(Γ_R 및 Γ_D)에 의존한다. 또한, 이 식에서 j 를 포함하는 지수 항(exponential term)들은 이들이 곱하는 벡터의 회전을 나타낸다. 5.8GHz의 주파수에서, 동축 케이블에서 약 70%의 속도 팩터로, 케이블의 18mm마다 반사 위상을 360도 회전시켜서, 1mm만큼 작은 케이블의 길이 또는 결합의 위치의 차이라도 여러 벡터들의 상대적 방향(mm마다 20도)에 상당히 영향을 미칠 수 있다.
- [0077] 총 전압에 대한 수식으로 다시 시작하면:
- [0078]
$$V_{TOT} = V[0.1 + \{\Gamma_R + \Gamma_D \exp(-j2k\eta L)/5\} \exp(-jkd)]$$
- [0079] 중괄호에 있는 항은 케이블의 근위 단부에 있는 반사와 케이블의 원위 단부에 있는 반사의 합계이다. 이 합계는 벡터(Γ_R)의 첨단 주위로 회전된 벡터($\Gamma_D/5$)로 표현될 수 있다. 이것은 Γ_D 와 Γ_R 의 상이한 위상들에 대해 모든 가능한 결과의 위치(locus)를 나타내고, 이를 사이에 18mm 차이만큼 적은 라인 길이의 차이를 나타내는 원을 생성할 수 있다.
- [0080] 이것은 또한 주파수가 약 50MHz에 걸쳐 변화되기 때문에 VNA(Vector Network Analyser)에서 관찰되는 결과이다. 이것은 도구의 리턴 손실을 측정하여 획득된 일반적인 주기적인 유통불통한 패턴(lumpy pattern)을 생성한다. 케이블의 근위 단부 부근에 임의의 결합의 리턴 손실이 약 14dB라면, 매칭되지 않은 케이블로부터 오는 리턴 (14dB)이 이것을 완전히 상쇄시켜 30dB보다 더 우수한 총 리턴 손실을 제공하는 것이 가능하다. 이 경우에 우수하게 종료된 케이블(잘 매칭된 도구)이 더 나쁜 총 리턴 손실을 제공할 수 있고, 여기서 총 리턴 손실은 결합에 있는 14dB 리턴 손실에 의해 지배된다.
- [0081] 검출기에서, Γ_R 과 $\Gamma_D/5$ 를 가산한 결과 (대괄호에 있는 마지막 항에 의해) 더 회전되어 불확실한 위상으로 0.1 송신기 브레이크스루에 추가될 수 있다. 최종 전압은 $V(0.1 + |\Gamma_R| + |\Gamma_D/5|)$ 의 최대값과 0의 최소값 사이에 임의의 값을 취할 수 있고, 또는 이것이 0을 초과하는 경우 $V(0.1 - |\Gamma_R| - |\Gamma_D/5|)$ 를 취할 수 있다.
- [0082] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 전기수술 장치를 위한 아이슬레이팅 회로(200)의 개략도이다. 아이슬레이팅 회로(200)는 RF 신호 생성기(218)로부터 오는 RF EM 복사선과 마이크로파 신호 생성기(220)로부터 오는 마이크로파 복사선을 프로브로 전달하는 피드 구조물의 일부를 형성한다. 이 실시예에서, 프로브(미도시)는 하우징(226)에 제공된 출력 포트(228)에 연결가능하다. 피드 구조물은 RF EM 복사선을 전달하는 RF 신호 경로(212, 214)를 구비하는 RF 채널과, 마이크로파 EM 복사선을 전달하는 마이크로파 신호 경로(210)을 구비하는 마이크로파 채널을 포함한다. RF EM 복사선과 마이크로파 복사선을 위한 신호 경로는 서로 물리적으로 별개이다. RF 신호 생성기는 전압 변환기(216)를 통해 RF 신호 경로(212, 214)에 연결된다. (즉, 배열의 프로브측에 있는) 변환기(216)의 제2차 코일은 플로팅 상태에 있어서, 환자와 RF 신호 생성기(218) 사이에 직접 전류 경로는 없다. 이것은 RF 신호 경로(212, 214)의 신호 전도체(212)와 접지 전도체(214)가 플로팅 상태에 있다는 것을 의미한다.
- [0083] 결합 회로(206)는 RF 신호 경로(212, 214)에 연결되는 제1 입력(203)과, 마이크로파 신호 경로(210)에 연결되는 제2 입력(205)을 구비한다. 결합 회로(206)는 이들 경로를 공통 신호 경로(208)에 연결된 출력(207)에 결합시킨다. 가요성 케이블(예를 들어, 동축 케이블 등)을 포함할 수 있는 공통 신호 경로(208)는 RF EM 복사선과 마이크로파 EM 복사선을 프로브에 전달한다. 이 실시예에서 결합 회로(206)는 낮은 손실 마이크로파 유전체 기판(예를 들어, 로저스 코포레이션(Rogers Corporation)사에서 제조한 RT/두로이드(duroid)(등록상표) 기판의 적절한 유형)에 형성된 T-형상의 마이크로스트립 정선을 포함한다. T-형상의 마이크로스트립 정선으로부터 기판의 반대 측에 형성된 마이크로스트립 정선의 접지면은 RF 신호 경로(212, 214)의 접지 전도체(214)에 연결된다. 이것은 그리하여 플로팅 상태에 있다. T-형상의 마이크로스트립 정선은 RF 신호 경로의 신호 전도체(212)에 연결된 제1 입력(203)을 제공한다.
- [0084] 대역 저지 필터 222는 제1 입력(203)과 마이크로파 마이크로스트립 라인과의 정선(223) 사이에 마이크로스트립 라인에 분기로 3개의 스터브(224) 형태의 T-형상의 마이크로스트립 정선에 제공된다. 정선에 가장 가까운 스터

브는 이 정션으로부터 마이크로스트립에 의해 전달되는 마이크로파 EM 복사선의 1/4 파장의 훌수배만큼 이격된다. 후속 스터브들은 상기 파장의 절반만큼 서로 분리된다. 하나를 초파하는 스터브를 사용하면 필터의 유효성(effectiveness)을 증가시켜 마이크로파 EM 복사선이 RF 경로(212, 214)로 누출되는 것을 방지할 수 있다.

[0085] 아이솔레이팅 회로(200)는 마이크로파 신호 생성기(220)와 제2 입력(205) 사이에 마이크로파 신호 경로(210)에 직렬로 연결된 도파로 아이솔레이터(202)와 동축 아이솔레이터(204)(DC 차단기라고도 지칭됨)를 포함한다. 도파로 아이솔레이터(202)와 동축 아이솔레이터(204)는 고역 통과 필터로 작용하는 유효 커패시터이다. 이들에 의해 마이크로파 신호 생성기(220)로부터 오는 마이크로파 EM 복사선이 결합 회로(206)로 통과할 수 있지만, RF EM 복사선은 결합 회로(206)의 제2 입력(205)으로부터 마이크로파 신호 생성기(220)로 다시 누출되는 것을 방지할 수 있다.

[0086] 이 실시예에서, 마이크로파 채널은 마이크로스트립에 의해 전달되는 마이크로파 EM 복사선의 1/4 파장의 훌수배와 같은 길이를 가지는 접지된 스터브(221)를 더 포함하여, 마이크로파 전송 손실을 최소로 유지하면서 도파로 아이솔레이터와 동축 아이솔레이터를 통해 누출되는 임의의 잔류 RF EM 복사선을 차단한다(short out).

[0087] 도파로 아이솔레이터(202)는 마이크로파 신호 생성기(220)로부터 오는 마이크로파 EM 복사선을 도파로 아이솔레이터(202)의 도파로 공동에 결합시키도록 배열된 입력 포트(230)와, 도파로 공동으로부터 오는 마이크로파 EM 복사선을 동축 아이솔레이터(204)에 결합시키도록 배열된 출력 포트(232)를 포함한다. 동축 아이솔레이터(204) (및 그리하여 결합 회로(206))로 향하는 마이크로파 신호 경로(210)의 신호 전도체와 접지 전도체는 도파로 아이솔레이터(202)에 의해 플로팅 상태에 있게 된다.

[0088] 절연 슬리브(229)가 하우징의 출력 포트(228)에 제공되는 것에 의해, 하우징의 접지된 케이싱이 출력 포트(228)에 연결된 플로팅 부품에 연결되는 전류 경로를 방지할 수 있다. 출력 포트(228)는, 예를 들어, 상이한 프로브들을 하우징에 부착할 수 있는 N형 나사 나사산 또는 신속 분리 커넥터를 포함할 수 있다.

[0089] 도파로 아이솔레이터(202)는 마이크로파 EM 복사선을 결합 회로(206)로 전달하고, 충분한 레벨의 환자 보호를 제공하면서 낮은 손실로 프로브에 전달할 수 있다. 도파로 아이솔레이터(202) 그 자체는 제1 구획을 협력하는 제2 구획에 포개져 끼워지는(telescoping) 것에 의해 형성된 원통형 도파로 배열로 구성될 수 있다. 각 구획은 마이크로파 EM 복사선을 도파로 안으로 그리고 도파로 밖으로 결합시키는 커넥터를 구비할 수 있다. 예를 들어, 각 커넥터는 E-필드 프로브가 도파로 공동으로 연장되어 마이크로파 에너지를 공동으로 결합시키고 이 공동으로부터 결합시키는 N형 수용부 플러그(receptacle plug)를 포함할 수 있다.

[0090] 제1 구획과 제2 구획의 내부 표면들은 유전체 물질 층(이 실시예에서, 예를 들어, 캡톤(Kapton)으로 만들어진 절연 필름)에 의해 서로 분리된다. 외부 표면들은, 예를 들어, 멜린(등록상표) 플라스틱 또는 폴리비닐클로라이드(PVC)로 만들어진 강성의 절연 링에 의해 분리된다. 도파로 아이솔레이터(202)는 신호 전송 경로(즉, 내부 전도체들 사이)에 그리고 접지(즉, 외부) 전도체들 사이에 직렬 커패시터를 제공한다.

[0091] 원통형 도파로는 IEC(International Electrotechnical Commission) 표준 60601-1에 의해 설정된 연면 거리(creepage distance)와 공기 간극(air clearance)에 대해 엄격한 요구조건을 충족할 것을 요구받는다. 본 발명에서, 전력과 전압 레벨은 연면 거리가 적어도 21mm이고 공기 간극이 적어도 12mm일 것을 요구할 수 있다. 도파로의 기하학적 형상의 다른 측면은 다음과 같이 결정된다.

[0092] (접지된) 단부 벽과 E-필드 프로브의 중심 사이의 거리는 바람직하게는 마이크로파 복사선의 주파수의 1/4 파장이고, 즉 단락 상태(E-필드 없음)를 개방 회로(E-필드 최대)로 변환하는데 거리이다. 2개의 E-필드 프로브의 중심들 사이의 거리는 바람직하게는 마이크로파 복사선의 주파수에서 파장의 절반의 배수이고, 이에 의해 임피던스는 동일하다.

[0093] 원통형 도파로를 통해 (최저 삽입 손실을 나타내는) 신호 전파의 지배적인 모드(dominant mode)는 TE₁₁ 모드이다. 신호를 전파하는데 요구되는 도파로의 직경(D)은 다음 수식, 즉:

$$D = \frac{1.8412c}{\pi f \sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

[0094] 으로 주어지고, 여기서 c는 진공에서 광의 속력이고, f는 동작 주파수이고, μ_r 은 자기 부하 물질에 대한 상대 투자율(자기 부하 팩터)이고, ϵ_r 은 전기 부하 물질에 대한 상대 유전율(유전체 부하 팩터)이고, 그리고 팩터 1.8412는 지배적인 TE₁₁ 전파 모드를 지원하는 원통형 도파로에 대해 동작 주파수에서 최저 삽입 손실을 위한 차

단(cut-off) 주파수를 계산하는 베셀 함수의 해로부터 나온다.

[0096] 예를 들어, (최저 삽입 손실을 달성하는 것이 바람직하므로) 구조물에 부하가 없는 경우, 지배적인 모드가 5.8 GHz에서 전파하는 직경(D)은 30.3mm보다 더 크다. 사용되는 실제 직경은 더 큰 직경에서 전파할 수 있는 모드를 고려하거나 이 모드를 배제하도록 선택될 수 있다. 일 실시예에서, 이 직경은 40.3mm이다.

[0097] 원통형 도파로는 전술한 더 높은 보호 레벨을 달성하는데 이상적이다. 그러나, RF 신호 경로와 아이솔레이팅된 접지 사이에 결합된 RF 에너지의 양을 증가시켜, 환자에 전기 충격과 화상을 일으킬 가능성을 증가시킬 수 있는 아이솔레이팅된 접지(외부 전도체)들 양단에 훨씬 더 높은 커패시턴스가 일어나지 않는 것을 보장하는 조치가 필요하다.

[0098] 도 2에 도시된 배열에서 케이블의 원위 단부와 검출기 사이의 여러 반사 소스들이 있다. 이들 소스는,

■ 증폭기로부터 출력 커넥터,

■ 도파로 아이솔레이터(202),

■ 용량성 구조물(DC 차단기)(204),

■ 신호 결합기(다이플렉서)(203),

■ 상기 부품들 사이에 연결 구조물(예를 들어, 동축 조인트)(230, 232) 등,

■ 케이블과 생성기의 출력 사이에 연결(228),

■ 전기수술 도구의 근위 단부에 있는 연결, 및

■ 동축 케이블의 불완전성을 포함한다.

[0107] 반사 효과를 감소시키고, 측정으로부터 제거되어야 하는 신호를 최소화하기 위하여, 이들 개별 기여는 가능한 경우 감소되거나 최소화되어야 한다.

[0108] 증폭기로부터 출력 커넥터는 N-형 커넥터와 같은 표준 커넥터를 사용할 수 있다. N-형 커넥터는 약 26dB의 리턴 손실에 대응하는 1.1의 일반적인 VSWR을 구비한다. 이것은 용이하게 제어될 수 있고, 무한한 리턴 손실(완벽한)로부터 20dB에 이르는 범위에 걸쳐 변하는 것으로 예상될 수 있다.

[0109] 도파로 아이솔레이터(202)는 20dB에 근접한 리턴 손실을 가지는 것으로 예상될 수 있다. 이것은 입력 및/또는 출력에서 튜닝 나사를 사용하여 조절될 수 있으나, 훨씬 더 개선될 수 있을 것 같지는 않다. 이것은, 측정 불확실성의 한계로 인해 그리고 입력 커넥터와 출력 커넥터를 원래 상태로 돌리고 테스트 장비에 대해 리턴 손실을 조절하고 측정한 후 재-연결하여야 하기 때문에, 부분적이다.

[0110] DC 차단기(204)는 12dB 내지 14dB의 구역에서 리턴 손실을 나타낼 수 있다. 본 발명은 도파로 아이솔레이터(202)에 튜닝 나사(231)를 사용하거나 및/또는 RF 채널에 조절가능한 리액턴스를 사용하여 이 손실을 감소시키는 것을 추구한다. 대안적으로, 이 손실은 도파로 아이솔레이터(도 3 및 도 4 참조)의 일부로 DC 차단기를 제공하는 것에 의해 감소될 수 있다.

[0111] 다이플렉서는 20dB에 근접한 리턴 손실을 가진다. 이것은 상기 제시된 것과 유사한 이유로 신뢰성 있게 개선될 수 있을 것 같지 않다.

[0112] 연결 구조물은 상기 부품들 사이에 종래의 N-형 동축 엘보우 조인트(elbow joint)를 포함할 수 있다. 이러한 엘보우 조인트들은 1.2의 일반적인 VSWR을 가져서, 21dB에 근접한 리턴 손실을 각각 가지는 것으로 예상된다.

[0113] 생성기로부터의 출력에 있는 커넥터는 일반적으로 25dB의 리턴 손실을 가지는 것으로 지정된 Q-N 커넥터일 수 있다.

[0114] 도구의 근위 단부에 있는 커넥터는 일반적으로 25dB의 리턴 손실을 가지는 것으로 지정된 Q-MA 커넥터일 수 있다.

[0115] 예를 들어, 꼬임(kinking) 또는 웜푹 파임(denting)으로부터 발생하는 케이블의 약간의 손상으로 인해, 케이블 아래 방향 부분으로부터 20dB의 리턴 손실이 발생할 수 있다. 케이블 취급 시에 이 손실을 감소시키는 조치를 지원할 수 있다.

[0116] 표 1은 전술한 반사로부터 발생하는 리턴 손실의 일반적인 값의 결합된 효과를 표시한다.

표 1

	리턴 손실 (dB)	전력 반사 계수	전압 반사 계수	VSWR
커넥터	26	0.0025	0.050	1.11
UHF 아이솔레이터	20	0.0100	0.100	1.22
엘보우	21	0.0079	0.089	1.20
DC 차단기	12	0.0631	0.251	1.67
엘보우	21	0.0079	0.089	1.20
다이플렉서	20	0.0100	0.100	1.22
Q-N	25	0.0032	0.056	1.12
Q-MA	25	0.0032	0.056	1.12
'RMS'	9.673	0.1078	0.328	1.98
Max	3.565	0.4401	0.663	4.94

리턴 손실들이 결합된 효과

[0117]

[0118] 표 1은 연관된 전력 반사 계수, 전압 반사 계수 및 VSWR를 더 나타낸다. 각 반사 위상은 알려져 있지 않고 - 그리고 조립 시마다 변할 수 있으므로 - 총 리턴 손실은 불확실하다. 그러나 'RMS' 값과 최악의 (또는 최대) 값을 계산할 수 있다. 'RMS' 값은 전력 반사 계수를 추가하는 것에 의해 계산된다. 여러 반사들이 있고, 총계가 1보다 여전히 작은 경우, 이것은 가능한 값의 우수한 추정을 제공한다. 최대 값은 VSWR들의 곱(product)을 사용하여 계산된다. 이것은 정확하고, VSWR은 이 값을 초과할 수 없으나, 이 값에 드물게 도달할 수 있다.

[0119]

DC 차단기의 전력 반사 계수는 최종 총계의 60%를 넘어서는 것에 의해, 이것을 감소시키면 50%를 넘는 만큼 'RMS' 값을 감소시킬 수 있어서, 표 2에 표시된 바와 같이 -9.7dB로부터 -12.6dB로 리턴 손실을 개선시킬 수 있는 것을 볼 수 있다.

표 2

	리턴 손실 (dB)	전력 반사 계수	전압 반사 계수	VSWR
커넥터	26	0.0025	0.050	1.11
UHF 아이솔레이터	20	0.0100	0.100	1.22
엘보우	21	0.0079	0.089	1.20
DC 차단기	20	0.0100	0.100	1.22
엘보우	21	0.0079	0.089	1.20
다이플렉서	20	0.0100	0.100	1.22
Q-N	25	0.0032	0.056	1.12
Q-MA	25	0.0032	0.056	1.12
'RMS'	12.618	0.0547	0.234	1.61
Max	4.935	0.3210	0.567	3.61

반사들의 결합 - DC 차단기의 개선

[0120]

[0121] 표 2에 표시된 개선을 달성하기 위하여, 도 2에 도시된 실시예는 도파로 아이솔레이터(202)에 병합된 튜닝 스터

브(231)의 세트(이 예에서 3개의 스터브)를 구비한다. 나아가, (부품의 라인업에 상이한 커패시턴스들을 나타내는) 동축 케이블의 상이한 길이들을 갖는 장치를 사용하기 위하여, RF 채널은 조절가능한 리액턴스(217)를 구비할 수 있다. 조절가능한 리액턴스는 마이크로프로세서로부터 제어 신호(C_1)에 의해 제어되는 스위칭되거나 또는 전자적으로 튜닝가능한 커패시터 또는 인더터를 포함할 수 있다.

[0122] 도 3은 전기수술 장치를 위한 아이솔레이팅 회로의 다른 실시예를 도시하는 개략도이다. 도 2의 실시예와 공통인 특징은 동일한 참조 부호로 제공되고 다시 설명되지 않는다. 이 실시예에서, 아이솔레이팅 회로는 RF 에너지의 주파수에서 절연 캡에 걸쳐 RF 에너지를 결합하는 것을 방지할만큼 충분히 높으면서 마이크로파 에너지의 주파수에서 이 절연 캡에서 마이크로파 에너지의 누설을 방지할만큼 충분히 낮은 용량성 리액턴스를 구비하면서 DC 아이솔레이션의 필요한 레벨을 제공하도록 구성된 절연 캡을 갖는 도파로 아이솔레이터(600)를 포함한다. 이 절연 캡의 구성은 도 4를 참조하여 상세히 설명된다. 캡은 0.6mm 이상, 예를 들어, 0.75mm일 수 있다. 이 구성은 도 2의 실시예에서 사용되는 동축 아이솔레이터가 필요치 않다는 것을 의미한다.

[0123] 나아가, 이 실시예에서 결합 회로는 도파로 아이솔레이터(600)와 통합된다. RF 신호를 전달하는 신호 전도체(212)와 접지 전도체(214)는 동축 RF 커넥터(602) (RF 피드)에 연결되고, 이 동축 RF 커넥터는 도파로 아이솔레이터(600)에 RF 신호를 도입하고, 이 도파로 아이솔레이터로부터 이 RF 신호가 출력 포트(232)로부터 프로브 쪽으로 전달된다. 아이솔레이팅 캡(603)은 RF 신호가 입력 포트(230)로 다시 결합되는 것을 방지하도록 배열된다. 마이크로파 에너지는 아래에 설명된 바와 같이 도파로 아이솔레이터 내에 내부 전도성 로드를 주의 깊게 배치하는 것에 의해 RF 커넥터(602)에 결합하는 것이 방지된다. RF 에너지와 마이크로파 에너지를 도파로 아이솔레이터에 결합하면 별개의 결합 회로의 요구를 제거할 수 있어, 아이솔레이팅 회로에 요구되는 부품의 수를 감소시키고 아이솔레이팅 회로를 보다 콤팩트한 유닛으로 제공할 수 있다.

[0124] 튜닝 유닛은 아래에 설명된 바와 같이 부품의 라인업의 리턴 손실을 감소시키기 위하여 도파로 아이솔레이터(600)에 병합된다. 이 실시예에서, 튜닝 유닛은, 공동의 몸체에 조절가능하게 삽입될 수 있는, 예를 들어, 나사 결합될 수 있는 3개의 스터브(231)를 포함한다.

[0125] 나아가, 도 2와 유사하게, RF 채널은 마이크로프로세서로부터 제어 신호(C_1)의 제어 하에 생성기에 사용되는 케이블의 상이한 길이로부터 발생하는 커패시턴스의 변화를 수용(예를 들어, 보상)하도록 동작가능한 조절가능한 리액턴스(217)를 구비한다. 조절가능한 리액턴스(217)는 RF 채널과 분기로 또는 직렬로 연결된 스위칭되거나 또는 전자적으로 튜닝가능한 커패시터 또는 인더터 중 하나 이상을 포함할 수 있다. 아이솔레이터(600) 앞에 조절 가능한 리액턴스가 위치하는 것이 바람직한데, 그 이유는 리액턴스가 아이솔레이터 후에 있는 경우 RF 커패시턴스가 마이크로파 임피던스를 변화시키는 것을 방지하기 위해 추가적인 마이크로파 초크를 형성할 필요가 있기 때문이다.

[0126] 도 4는 도 3의 아이솔레이팅 회로에 사용되는 적응된 도파로 아이솔레이터(600)의 측단면도를 도시한다. 도파로 아이솔레이터(600)는 2개의 맞물림 부분 (mating part)으로 구성된 원통형 몸체를 구비한다. 이 실시예에서, 입력 구획(604)은 협력하는 수 형상 부품(male component)을 구비하는 출력 구획(606)을 수용하는 개구를 구비하는 암 형상 부품(female component)이다. 입력 포트(230)와 출력 포트(232)는 입력 구획(604)과 출력 구획(606)에 각각 장착된다. 이 실시예에서, 튜닝 나사(231)는 입력 구획(604)에 있다.

[0127] 실제로 튜닝 구획은 입력 커넥터/프로브로부터 도파로를 따라 위치될 수 있다. 도 4는 튜닝 나사가 입력 프로브의 반대쪽에 있는 배열을 도시하지만, 내부에 다른 부품이 없는 도파로의 짧은 구획에 이 튜닝 나사를 가지는 것이 바람직할 수 있다. 실제로, 다른 부품이 도파로의 길이를 따라 튜닝 나사로부터 30mm 이상 떨어져 있는 경우, 이를 부품과 튜닝 나사 사이에 임의의 잡재적인 상호 작용이 회피될 수 있다.

[0128] 튜닝 나사는 도파로의 출력 구획에 제공될 수 있다. 그러나, 본 실시예에서 출력 구획은 TM₀₁ 모드를 전파할 수 있도록 선택된 직경을 구비한다. 이 경우에 출력 구획에 튜닝 나사가 위치되는 것을 회피하여 이 모드가 우연히 여기(excited)되지 않는 것을 보장하는 것이 바람직하다.

[0129] 출력 구획(606)으로부터 입력 구획(604)을 절연시키는 DC 캡은 다수의 부품 부분(component part)들을 포함한다. 부품 부분들은 모두 원통형 몸체의 축 주위에 회전 대칭을 가진다. 제1 부품 부분은 출력 구획(606)의 수 형상 부품을 둘러싸고 입력 구획(604)과 출력 구획(606)의 외부 표면들을 분리(및 전기적으로 아이솔레이팅)하는, 예를 들어, 멜린(등록상표) 플라스틱 또는 폴리비닐클로라이드(PVC)와 같은 강성의 물질로 만들어진 제1차 절연 링(608)이다.

- [0130] 절연 링(608)의 축방향 길이는 출력 구획(606)의 수 형상 부품보다 더 짧아서, 수 형상 부품의 길이는 절연 링(608)의 원위 단부를 넘어 연장된다. 수 형상 부품의 이 구획은 입력 구획(604)의 암 형상 부품의 원위 단부와 오버랩된다. DC 캡의 제2 부품 부분은 수 형상 부품과 암 형상 부품의 원위 단부들 사이에 방사방향 절연을 제공하는 (제1차 절연 링(608)과 하나의 부재로 형성될 수 있는) 제2차 절연 링(612)이다.
- [0131] DC 캡의 제3 부품 부분은 출력 구획(606)의 원위 단부를 넘어 축방향 길이에 대해 입력 구획(604)의 내측 표면을 커버하는 절연 필름(610)(예를 들어, 하나 이상의 캡톤(등록상표) 테이프 층)이다. 절연 필름은 출력 구획(606)의 원위 단부에 있는 임의의 프린징 필드(fringing field)로부터 입력 구획을 아이솔레이팅할 수 있다.
- [0132] DC 캡의 제4 부품 부분은 입력 구획(604)의 원위 단부에서 좁은 환형 채널인 공기로 충전된 마이크로파 초크(614)이다. 마이크로파 초크(614)가 존재하면 마이크로파 에너지의 주파수에서 용량성 리액턴스를 낮추는 것에 의해 DC 캡에서 마이크로파 에너지가 누설(예를 들어, 복사)되는 것을 방지할 수 있다.
- [0133] 이 실시예에서 DC 캡 구성의 복잡성이 증가되면 입력 구획과 출력 구획 사이에 '평균' 캡을 확장하는 것에 의해 RF 에너지의 주파수에서 용량성 리액턴스가 증가될 수 있다. 한편 마이크로파 초크(614)가 존재하면 공진 효과를 사용하는 것에 의해 마이크로파 에너지의 주파수에서 용량성 리액턴스가 캡으로부터 마이크로파 에너지가 누설되는 것을 회피할만큼 충분히 낮은 것이 보장될 수 있다.
- [0134] 이 실시예에서, 도파로 아이솔레이터는 결합 회로로도 작용한다. RF 커넥터(602)는 도파로 아이솔레이터로 돌출하는 내부 전도성 로드(616)를 구비하고, 여기서 내부 전도성 로드는 내부 전도체(618)의 단부로부터 이격된 지점에서 동축 출력 프로브(출력 포트(232))의 내부 전도체(618)와 만난다. 내부 전도성 로드의 위치는, 도파로 아이솔레이터에서 마이크로파 에너지의 등전위와 실질적으로 평행하게 (즉, 평균적으로, 아이솔레이터에서 필드라인에 수직으로) 놓여 임의의 상당한 마이크로파 전력과 결합하지 않도록 선택된다. 이 위치는 알려진 시뮬레이션 기술에 의해 결정될 수 있다. 전도성 로드(616)가 마이크로파 에너지에 의해 구동되지 않아서 마이크로파 전류를 전혀 전달하지 않는다면, 그 두께는 부정적인 영향 없이 선택될 수 있다. 내부 전도체(618)와 유사한 간단한 와이어가 적절하다.
- [0135] 간극이 크기 때문에 전압 스탠드 오프(voltage stand-off)는 높은 것으로 예상된다. 따라서, 내부 전도체(618)와 전도성 로드(616)가 아이솔레이터(600)의 벽을 통과할 때 내부 전도체와 전도성 로드를 각각 둘러싸는 유전체 물질(예를 들어, PTFE 슬리브(620, 622))은 공동으로 일정 거리 연장되도록 배열된다. 이 배열은 프로브가 공동(RF 피드와 마이크로파 피드)으로 들어가는 지점에 걸쳐 주격하는 거리를 증가시킬 수 있으므로, 항복 전압을 증가시키는 효과적인 방식이다.
- [0136] 나아가, 마이크로파 초크(624)는 RF 피드의 외측에 제공되어 마이크로파 에너지의 임의의 누설을 감소시킬 수 있다. 이것은 부가물(add-on)이거나 또는 빌트인(built in)으로 형성될 수 있다. 마이크로파 초크(624)는 이 실시예에서 RF 피드의 외부 벽에 원통형 요소로 도시된다. 그러나 방사방향 초크는 동일하게 잘 동작할 수 있다.
- [0137] 도파로 아이솔레이터(600)에서 스터브(231)는 디바이스를 테스트하고 있을 때, 라인에 있는 모든 부품으로부터 전반사를 최대 -20dB 아래로 감소시키도록 조절될 수 있다. 이 효과는 아래 표 3에 표시된다. 'RMS' 리턴 손실은 -17.2dB이고, 최악의 경우는 -11.8dB일 수 있다.

표 3

	리턴 손실 (dB)	전력 반사 계수	전압 반사 계수	VSWR
커넥터	26	0.0025	0.050	1.11
통합된 아이솔레이터	20	0.0100	0.100	1.22
Q-N	25	0.0032	0.056	1.12
Q-MA	25	0.0032	0.056	1.12
'RMS'	17.25	0.0188	0.137	1.32
Max	11.7954	0.0661	0.257	1.69

반사들의 결합 - 통합된 아이솔레이터

[0138]

[0139] 역방향 전력 검출기를 사용하여 리턴 손실을 모니터링하는 동안, 튜너를 제 자리에서 사용한 경우, 조립이 우수한 부하로 종료되었다면, 즉 30dB보다 상당히 더 우수한 리턴 손실을 갖는 부호로 종료되었다면, 모든 연결된 부품에 대한 리턴 손실과 커플러 브레이크스루의 결합된 효과를 20dB 아래로 감소시켜야 한다. 이것은 QN 커넥터와 QMA 커넥터로부터 원치 않는 반사와 케이블의 불완전성만을 남긴다. 이들 부품으로부터 나머지 일반적인 VSWR과 리턴 손실은 표 4에 표시된다.

표 4

	리턴 손실 (dB)	전력 반사 계수	전압 반사 계수	VSWR
Q-N	25	0.0032	0.056	1.12
Q-MA	25	0.0032	0.056	1.12
'RMS'	21.9897	0.0063	0.080	1.17
Max	19.00682	0.0126	0.112	1.25

반사들의 결합 - 제 자리에서 튜닝됨

[0140]

[0141] 이 보정은 튜너를 포함하는 상당한 반사와 또한 커플러 브레이크스루 사이의 지연 거리에 의해 결정된 대역폭에 걸쳐 효과적일 수 있다. 사용된 부하가, 예를 들어, Q-MA 커넥터의 원격 측(far side)에 있는 손실 케이블이었다면, Q-MA 커넥터에서 반사와 커플러 브레이크스루 사이의 지연 거리는 (생성기 라인업의 일반적인 길이, 케이블, 및 케이블 내 유전 상수를 고려하여) 약 2m일 수 있다. 반사들 사이의 간섭을 위하여 이것은 하나의 전체 사이클에 걸쳐 멀리 떨어져 있고, 주파수는 750MHz만큼 변할 필요가 있다. 이 대역폭의 1/12에서 이 상쇄는 6dB 일 수 있고, 이 상쇄는 대역폭의 매 절반 동안 6dB 증가할 수 있다. 15MHz에서 18dB의 대역폭 상쇄를 달성하여야 한다. 2개의 부품에 대해 원래의 결합된 리턴 손실이 17dB 이하인 것으로 예상되기 때문에, 이것은 15MHz 대역폭에 걸쳐 35dB 아래로 감소되어야 한다.

[0142]

예를 들어, 측정되는 리턴 손실이 14dB 내지 24dB의 구역에 있고 원치 않는 총 신호는 35dB 아래에 유지될 수 있는 경우, 이것은 약 14dB +/- 0.8dB과 약 24dB +/- 2.5dB의 불확실성을 초래할 수 있다.

[0143]

도 1에 대해 전술한 바와 같이, 마이크로파 채널은 전력 증폭기(412)를 포함한다. 다음 설명은 본 명세서에서 설명된 본 발명의 독립적인 측면을 형성할 수 있는 전력 증폭기와 그 연관된 부품들에 대한 개선을 설명한다.

[0144]

전술한 전기수술 생성기에서 사용하기 위해 전력 증폭기(412)와 그 연관된 순방향 검출기 및 역방향(reverse)

검출기(414, 418)의 성능과 거동이 다음 여러 영역들에서 최적화될 수 있다:

[0145] - 더 높은 전력 출력;

[0146] - 순방향 검출기와 역방향 검출기의 감도;

[0147] - 전력 증폭기로부터 출력되는 모니터링 신호에서 생성기 잡음의 감소.

[0148] 더 고전력을 취득하기 위해 더 많은 증폭기 칩을 사용하거나 또는 각 칩의 전력을 증가시키는 것이 필요하다. 도 1에 도시된 알려진 배열에서, 전력 증폭기(412)는 각각 약 25W를 제공하는 전력 출력 스테이지에서 병렬로 4개의 트랜지스터를 구동하는 하나의 초기 트랜지스터를 포함한다. 이 구성이 유지되는 경우, 이들 트랜지스터 각각에서 40W를 초과하는 전력을 생성하는 것이 바람직할 수 있다. 트랜지스터의 수를 증가시키려면, 분할기 설계를 변화시키고 여분의 부품(들)을 위한 더 많은 보드 공간을 사용하는 것이 요구된다.

[0149] 마이크로파 에너지의 주파수가 5.8GHz인 것이 바람직하다. 이 주파수에서, 온도 변동으로 인해 정격-저하된 경우에 대해 여분의 성능을 가지게 120W를 생성기의 출력에 전달할 수 있는 것이 바람직하다. 다음 분석에 의해 제시된 바와 같이 이득과 포화된 전력 출력에 기초하여 트랜지스터를 주의 깊게 선택하는 것이 필요하다.

[0150] 아래 표 5는 5.8GHz에서 사용하기에 적절한 일부 마이크로파 전력 트랜지스터의 일부 성능 파라미터를 표시한다.

표 5

		이득 dB 1dB	dBm 1dB	이득 dB	dBm 3dB	이득 dB	dBm		
도시바 (Toshiba)	TIM5359-60SL	8	47						
인테그라 (Integra)	IGN5259M80					12.8	50	Not CW	300ms
						12.8	47	CW	
미쓰비시	MGFC50G5867			10	50				
미쓰비시	MGFC47G5867			10	47				

일부 GaAs 트랜지스터의 파라미터

[0151] 사용될 수 있는 트랜지스터가 어느 것인지를 결정하기 위해 간단한 스프레드시트(spreadsheet) 모델이 구성되었다. 요구되는 출력 전력은 120W로 설정되었다. 표 6에 있는 파라미터에 대해 이 모델은 표 7에 표시된 결과를 제공한다.

표 6

트랜지스터 전력	75	W
트랜지스터 이득	10	dB
분할기	-3.5	dB
결합기	2.5	dB
서큘레이터	-0.5	dB
DC 차단기	-0.5	dB

간단한 전력 출력 스테이지에 대한 상수

[0153]

표 7

스테이지의 이득 출력 (dB)	스테이지의 전력 출력 (dBm)	스테이지의 전력 출력 (W)	
0	35.75061	3.758904	요구되는 입력 전력
10	45.75061	37.58904	제1 트랜지스터의 전력 출력
6.5	42.25061	16.79041	2-방향 분할 후 전력
3	38.75061	7.5	제2 2-방향 분할 후 전력
13	48.75061	75	하나의 트랜지스터로부터의 전력
15.5	51.25061	133.371	제1 결합기 뒤의 전력
18	53.75061	237.1708	제2 결합기 뒤의 전력
17.5	53.25061	211.3787	서클레이터 뒤 전력
17	52.75061	188.3915	DC 차단기 뒤 전력

간단한 결합기 회로와 출력 스테이지를 통한 전력

[0154]

[0155] 이 모델은 약 3.75W의 입력 전력에 대해 5개의 트랜지스터를 사용하여 - 여기서 하나의 트랜지스터는 전치 증폭기로서 사용되고 이후 4개의 트랜지스터는 병렬로 배열된다 - 약 188W의 출력 전력이 예상될 수 있다는 것을 도시한다. 이것은, 2개의 2-방향 분할기 각각에 대해, 2개의 2-방향 결합기 각각에 대해, 및 서클레이터 및 출력 DC 차단기에 대해 0.5dB의 손실이 허용되어 총 손실이 3dB를 만들 수 있기 때문에 증폭기로부터 예상되는 20dB 보다 더 적은 이득이다.

[0156]

75W의 트랜지스터 전력과 10dB의 이득이 사용되었는데, 이것은 예를 들어 정격-저하된 미쓰비시 MGFC50G5867에 대응할 수 있다. 이것은 포화된 출력 전력의 열적 열화에 대해 1dB를 바로 초과하는 헤드룸을 허용된다. 이 정격-저하에서도, 188W의 모델링된 출력 전력은 120W의 타깃에서 거의 2dB를 초과한다. 50W의 출력 전력을 갖는 4개의 트랜지스터들이 결합되어 125W의 출력이 제공될 수 있으나, 열적 정격-저하에 대해서는 (또는 다른 비-최적인 성능에 대해서는) 단지 0.2dB의 헤드룸만이 있다. 이것은 너무 낮고, 아마도 고온에서 또는 본 증폭기에서 본 것과 유사하게 오래 사용한 후에는 전력 안정성 문제를 야기할 수 있다.

[0157]

[0157] 이 분석은 새로운 보드 레이아웃을 요구함이 없이 또는 추가적인 트랜지스터 부품의 비용을 요구함이 없이 여러분의 전력이 달성될 수 있는 방식을 입증한다.

[0158]

[0158] 이제 순방향 검출기와 역방향 검출기 구성을 참조하면, 본 명세서에서 제안된 개선은 다음 3개의 문제를 해결하는 것을 추구한다:

[0159]

(1) 커플러의 불량한 지향성;

[0160]

(2) 케이블에 의해 프로브로부터 반사된 신호의 상당한 감쇠. 이 감쇠에 의해 신호는 커넥터와 전송 라인에 있는 다른 부품으로부터 반사된 다른 작은 신호와 비교가능하고, 또한 서클레이터를 통한 순방향 신호의 브레이크스루와도 비교가능하다. 또한 커플러 지향성이 불량하기 때문에 역방향 신호 라인이 종묘한 부분으로부터 오는 반사로부터 브레이크스루가 있을 수 있다. 이것에 의해 간단한 전력 검출기를 사용하여 프로브로부터 신호를 정확히 측정하는 것이 매우 곤란하다.

[0161]

(3) 서클레이터로부터 반사에 의해 그리고 서클레이터를 통한 역방향 신호의 브레이크스루에 의해 순방향 검출기 신호가 오염되는 것, 이들 오염에 의해 이들 신호는 모두 순방향 신호보다 단 15dB 아래에 있을 수 있다. 이것은 검출기 커플러의 지향성 불량에 의해 악화된다.

[0162]

순방향 검출기 성능은 다음 방식으로 개선될 수 있다.

[0163]

첫째, 순방향 검출기 커플러의 지향성은, 적절한 모델링 및 설계를 통해, 즉 기관, 임피던스, 결합 팩터 및 기하학적 형상을 고려하여, 20dB 이상 개선될 수 있다. 조립 후 커플러를 튜닝하여 원하는 다이오드 전력을 달성하는 시도를 하는 것은 이것이 종종 지향성에 악영향을 가지고 있어서 바람직하지 않다. 역방향 검출기의 성능은 유사한 방식으로 개선될 수 있다.

[0164]

둘째, 서클레이터의 아이솔레이션과 리턴 손실은 20dB 이상으로 개선될 수 있다. 이것은 4-포트 서클레이터를 사용하여 수행될 수 있다. 이렇게 하면 또한 역방향 검출기 성능을 개선할 수 있다.

[0165] 상당한 개선은 (제곱 법칙 검출기인) 역방향 검출기 대신에 직교 혼합기를 사용하는 것에 의해 획득될 수 있고, 이에 의해 원치 않는 신호의 벡터 합계가 첨단으로부터 오는 반사를 포함하는 총 신호의 벡터 합계로부터 측정되고 나서 감산될 수 있다.

[0166] 이 방법을 사용하여 원치 않는 신호를 20dB 상쇄하는 것이 가능하다. 직교 혼합기는 기준 신호가 측정되는 신호, 즉 동일한 클록 신호를 사용하여 생성된 신호와 코하런트(coherent)할 것을 요구한다. 이 기준 신호(100 mW)는 전력 증폭 스테이지 전이나 후로부터 취해질(결합될) 수 있다.

[0167] 제곱 법칙 검출기에 비해 직교 혼합기에 의해 제공되는 개선은 다음 분석에 의해 입증된다.

[0168] 제곱 법칙 검출기는 입력에서의 전압의 제곱에 비례하는 출력 신호를 제공한다. 이것은 제곱 공정에 의해 생성된 주파수의 배수를 포함할 수 있으나, 이들은 느리게 변하는 신호만이 출력되도록, 즉 마이크로파 주파수보다 훨씬 더 낮은 주파수에서 출력되도록 저역 통과 필터에 의해 필터링된다. 다수의 신호들이 검출기에 동시에 도달하는 경우, 출력은 모든 신호로부터 오는 전압의 합계의 제곱이다.

$$\begin{aligned} V_{SUM} &= \sum_n v_n = \sum_n \operatorname{real}[a_n \exp(j(\omega_n t + \phi_n))] = \operatorname{real} \left[\sum_n a_n \exp(j(\omega_n t + \phi_n)) \right] \\ &= \sum_n a_n [\exp(j(\omega_n t + \phi_n)) + \exp(-j(\omega_n t + \phi_n))] \\ V_{SUM}^2 &= \left\{ \sum_n v_n \right\}^2 = \left\{ \sum_n a_n [\exp(j(\omega_n t + \phi_n)) + \exp(-j(\omega_n t + \phi_n))] \right\}^2 \\ &= \sum_m \sum_n a_m a_n \left[\exp(j((\omega_m + \omega_n)t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(j((\omega_m - \omega_n)t + \phi_m - \phi_n)) \right. \\ &\quad \left. + \exp(-j((\omega_m + \omega_n)t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(-j((\omega_m - \omega_n)t + \phi_m - \phi_n)) \right] \end{aligned}$$

[0169]

[0170] 이들 부품은 모두 주파수 ($\omega_m + \omega_n$) 또는 $|\omega_m - \omega_n|$ 를 가지고 있다. $m=n$ 인 경우 $|\omega_m - \omega_n| = 0$ 이고 이것은 DC 항이어서, 저역 통과 필터를 사용하여 선택될 수 있다.

$$V_{DC}^2 = 2 \sum_n a_n^2$$

[0171] 신호들이 모두 상이한 주파수에 있는 경우, 결과적인 DC 신호는 a_n^2 이다.

[0172] 신호들이 동일한 주파수에 있는 경우, 전압들의 합계의 제곱은

$$\begin{aligned} V_{SUM}^2 &= \left\{ \sum_n v_n \right\}^2 = \left\{ \sum_n a_n [\exp(j(\omega t + \phi_n)) + \exp(-j(\omega t + \phi_n))] \right\}^2 \\ &= \sum_m \sum_n a_m a_n \left[\exp(j(2\omega t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(j(\phi_m - \phi_n)) \right. \\ &\quad \left. + \exp(-j(2\omega t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(-j(\phi_m - \phi_n)) \right] \end{aligned}$$

[0173]

[0174] 이다. 이것의 DC 성분은,

$$\begin{aligned} V_{DC}^2 &= \sum_m \sum_n a_m a_n [\exp(j(\phi_m - \phi_n)) + \exp(-j(\phi_m - \phi_n))] \\ &= 2 \sum_m \sum_n a_m a_n \cos(\phi_m - \phi_n) \end{aligned}$$

[0175]

[0176] 이다. 이것에 따른 문제는 코사인의 괄호 안에 있는 2개의 위상의 차이에 따라 양이거나 음일 수 있고, 일부 경우에 합계가 0일 수 있다는 것이다.

[0177] 이것은, 하나의 신호로 또는 상이한 주파수에 있는 다수의 신호로, 제곱 법칙 검출기로 총 전력을 측정할 수 있으나, 동일한 주파수의 2개의 이상의 신호로는 종종 전력을 측정하지 못할 수 있어서, 통상적으로 총 전력을 측정하지 못한다는 것을 의미한다.

[0178] (즉, 본 발명자들이 찾고 있는 신호가 스위치오프된 경우) 하나 더 적은 신호로 측정이 이루어지고, 신호가 추가된 후(즉, 다시 스위치온된 후) 다른 측정이 이루어진 경우, 차이는

$$\begin{aligned}\Delta V_{DC}^2 &= 2 \sum_N \sum_n a_m a_n \cos(\phi_m - \phi_n) - 2 \sum_{N-1} \sum_{N-1} a_m a_n \cos(\phi_m - \phi_n) \\ &= 2a_N \sum_{N-1} \{a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N^2 = a_N \left(2 \sum_{N-1} \{a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N^2 \right)\end{aligned}$$

[0179]

[0180] 이다. 그래서 이 차이는 여분의 신호의 전력과 바로 동일한 것은 아니나, 양이나 음일 수 있는 많은 다른 항들의 합계를 수반한다.

[0181]

하나의 신호의 전력은, 모든 여분의 항들의 위상이 독립적으로 변할 수 없는 한, 또는 합계에서 코사인 항이 제거될 수 있도록 결정되는 신호의 위상이 독립적으로 변할 수 없는 한, 동일한 주파수의 다른 신호들이 또한 제곱 법칙 검출기에 존재하는지를 결정할 수 없다. 이것은, 예를 들어, 측정되는 신호의 위상이 180도 변하였으나, 모든 다른 신호의 위상은 변치 않는 2개의 측정을 하는 것에 의해 수행될 수 있다. 2개의 차이 신호의 합계는 함께 추가된 경우 서로 상쇄될 수 있으나, 원하는 신호가 추가될 수 있다.

[0182]

$$\left[2a_N \sum_{N-1} \{a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N^2 \right] + \left[2a_N \sum_{N-1} \{-a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N^2 \right] = 2a_N^2$$

[0183]

원하는 신호의 위상이 원치 않는 신호의 위상을 변화시킴이 없이 변화될 수 있는 방식, 또는 다른 신호의 위상이 원하는 신호의 위상을 변화시킴이 없이 변화될 수 있는 방식은 분명치 않다, 이것이 수행될 수 없는 경우 제곱 법칙 검출기는 다른 원치 않는 신호들이 동일한 주파수(즉, 반사와 브레이크스루)에 존재할 때 원하는 신호의 전력을 측정할 수 없다.

[0184]

직교 검출기는 다음 3개의 방식으로 제곱 법칙 검출기와는 상당히 상이하다:

[0185]

- 이 직교 검출기는 2개의 입력, 즉 측정되는 신호와 기준 신호를 요구한다.

[0186]

- 이 직교 검출기는 90도(기준 신호의 주파수의 사이클의 1/4)만큼 위상이 어긋난 2개의 출력을 구비한다.

[0187]

- 출력 신호들 각각은 전력이 아니라 총 입력 전압에 비례한다.

[0188]

2개의 출력 채널은 일반적으로 "I"와 "Q", "코사인"과 "사인" 또는 "동위상"과 "직교 위상"이라고 지칭된다. 이들은 총 입력 전압에 비례하고, 총 신호의 위상의 코사인과 사인에 비례한다.

[0189]

2개의 신호는 $I = A|V_{TOT}| \cos(\phi_{TOT} - \phi_{REF})$ 와 $Q = A|V_{TOT}| \sin(\phi_{TOT} - \phi_{REF})$ 이다.

[0190]

이후 I 신호와 Q 신호로부터 $A|V_{TOT}|$ 와 $(\phi_{TOT} - \phi_{REF})$ 를 결정할 수 있는데, 여기서 A는 혼합기의 전압 이득이다(통상 dB 단위의 변환 손실로 표시된다).

$$V_{TOT} = |V_{TOT}| \exp(j\phi_{TOT}) = \sum_n |V_n| \exp(j\phi_n)$$

[0191]

[0192] 측정되는 신호가 존재하지 않는 경우(그러나 모든 간접 신호가 여전히 거기에 있는 경우)

$$V_{NOT} = |V_{NOT}| \exp(j\phi_{NOT}) = \sum_{N-1} |V_n| \exp(j\phi_n) = V_{TOT} - |V_N| \exp(j\phi_N)$$

[0193]

[0194] 이다. 원하는 신호는 2개의 측정 사이의 차이에 의해 식별될 수 있다.

$$AV_N = A(V_{TOT} - V_{NOT}) = A \left(\sum_N |V_n| \exp(j\phi_n) - \sum_{N-1} |V_n| \exp(j\phi_n) \right) = A|V_N| \exp(j\phi_N)$$

[0195]

[0196] 직교 혼합기는 칩 또는 IC, 예를 들어, 히타이트(Hittite) HMC525로 가져올 수 있다.

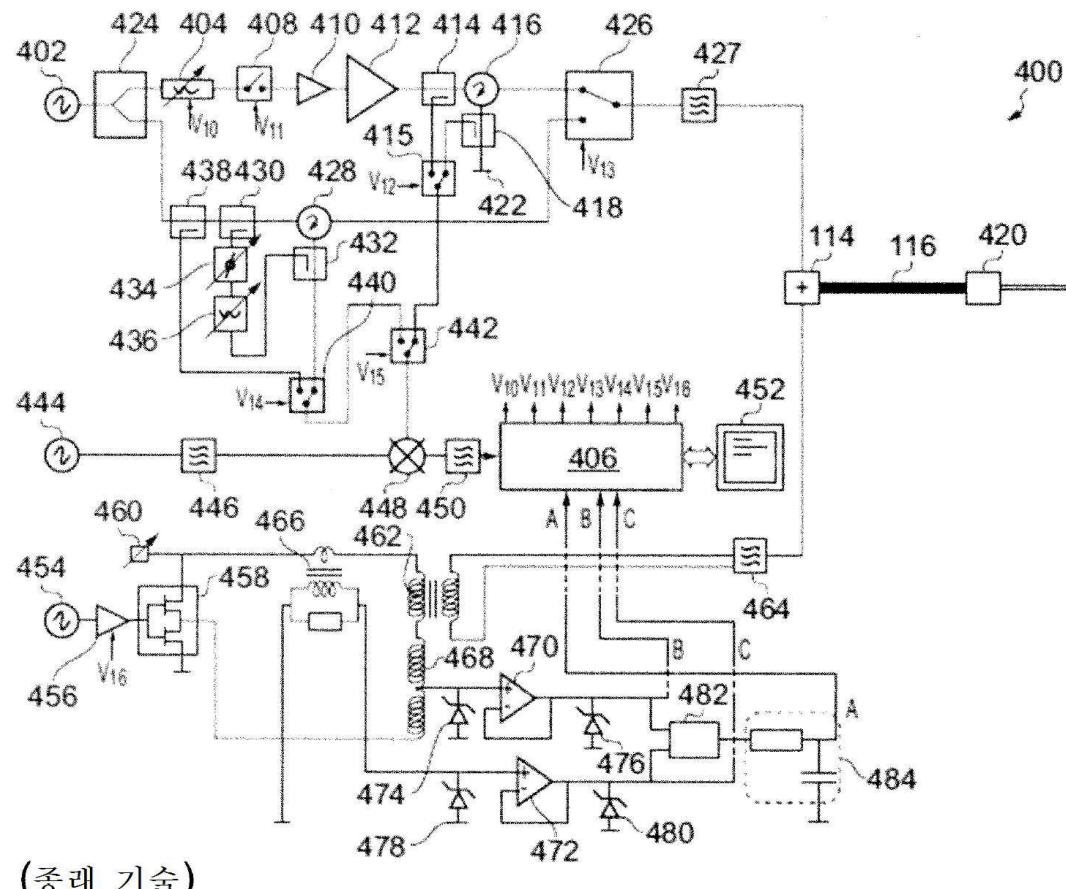
[0197]

[0197] 직교 검출기는 검출되는 신호와 공정적으로 동일한 주파수에서 기준 신호를 사용하거나, 또는 직교 검출기는 상이한 주파수를 갖는 기준 신호를 사용할 수 있다. 임의의 차이는 검출기의 IF 대역폭 미만이어야 한다.

- [0198] 제1 경우에 검출된 신호는 DC로 (DC 부근 작은 대역으로) 다운-변환된다. 제2 경우에 신호는 중간 주파수(IF)로 다운-변환된다. 이 신호는 이후 2개의 제2차 혼합기(각 채널에 하나씩)에서 DC로 다운-변환될 수 있다.
- [0199] 다운-변환된 신호에 (요구되는) 위상 정보를 보존하기 위해, 모든 기준 신호는 신호 주파수 기준으로부터 유도되는 것이 필요하다. 최종 결과가 DC에 있도록 하기 위해 2개의 기준 주파수는 정확히 신호 주파수 기준에까지 추가되어야 한다(또는 이 신호 주파수 기만만큼 상이해야 한다).
- [0200] 도 5a는 기저대역(DC)으로 직접 다운-변환을 수행하는 직교 혼합기의 간략화된 레이아웃을 도시한다. 이 회로는 여러 곳에서 사용될 수 있는 임의의 필터, 감쇠기 또는 위상 시프터를 보여주지 않는다.
- [0201] 도 5b는 중간 주파수로 초기 다운-변환이 수행되는 보다 복잡한 형태를 도시한다. 이것은, 신호가 저주파수 잡음이 문제되지 않는 주파수에 여전히 있는 동안 신호를 증폭하는 것이 필요할 때 대부분 종종 수행되지만, 여기서 증폭기와 필터를 형성하는 것이 더 용이하다. 이것은 또한 기준 신호와 IF 신호가 간섭(피드백 또는 누화) 문제 없이 보드의 다른 부분에 연결될 수 있도록 사용될 수도 있다 - 이들 신호 중 그 어느 것도 메인 신호의 주파수에 있지 않다.
- [0202] 내부 레이아웃은, 2개의 내부 혼합기(702, 704) 사이에 신호를 균일하게 분할하되, 두 부분에 대해 경로 길이가 동일하고, 중간 혼합기(706)로부터 내부 혼합기(702, 704)로의 각 기준 경로는 1/4 파장의 차이를 가지도록 설계된다. 이 경로 차이에 의해 출력 신호들은 직교하고 - 이 출력 신호들 중 하나의 출력 신호는 기준 주파수에서 코사인 전압과 비교되고, 다른 출력 신호는 기준 주파수에서 사인 전압과 비교된다.
- [0203] 이제 출력 신호에 대한 잡음을 감소시키는 것을 설명하면, 2개의 가능한 잡음 소스가 있다.
- [0204] 첫째, 증폭기의 접지는 증폭기 전력 스테이지를 구동하는데 고전류가 요구되는 것으로 인해 새시 접지에 있지 않아서, 전력 공급원의 접지(earth)와 증폭기의 접지 사이에 상당히 두꺼운 와이어들을 사용하는 경우에도 전압 강하를 초래한다.
- [0205] 둘째, 생성기 내 전력 공급원이 펄스화된 경우, 이 전력 공급원은 모니터링 신호들을 디지털화하는 생성기 보드의 전력 증폭기 리드와 트랙에 연결되어 많은 잡음을 생성한다. 많은 잡음은 샘플링 주파수와 필적하거나 이보다 더 높은 주파수에 있다. 고주파수 잡음이 낮은 샘플링율에서 디지털화되는 경우 이 고주파수 잡음은 열라이언스(aliased)되어서, 디지털화된 신호에서 저주파수의 잡음 레벨을 증가시킨다.
- [0206] 이 잡음은 다음 방식으로 감소될 수 있다.
- [0207] 첫째, 열라이언스로 인해 증가된 잡음은, 나이키스트 기준(Nyquist criterion)에 따라, 즉 샘플링이 일어나기 전에 아날로그 필터 대역폭(저역 통과 필터의 상부 주파수)이 디지털 샘플링 주파수의 절반이어야 하는 기준에 따라, 아날로그 필터 대역폭을 샘플링 주파수에 적절히 매칭하는 것에 의해 제거될 수 있다. 샘플링 주파수를 변경하는 것이 요구되는 경우 올바른 대역폭이 요구되는 대로 선택될 수 있도록 필터를 변경하거나, 또는 다수의 필터를 포함하여야 한다.
- [0208] 둘째, 전력 증폭기에 디지털 프로세서를 포함하고, 측정된 신호들이 증폭기 모듈로부터 출력되기 전에 모든 측정된 신호를 디지털화하는 것에 의해 측정된 신호에서 잡음을 감소시킬 수 있다. 디지털 프로세서가 전력 증폭기 모듈에 포함되어야 하는 경우 이 디지털 프로세서는 다른 전력 증폭기 제어 기능을 위해 사용될 수 있다.

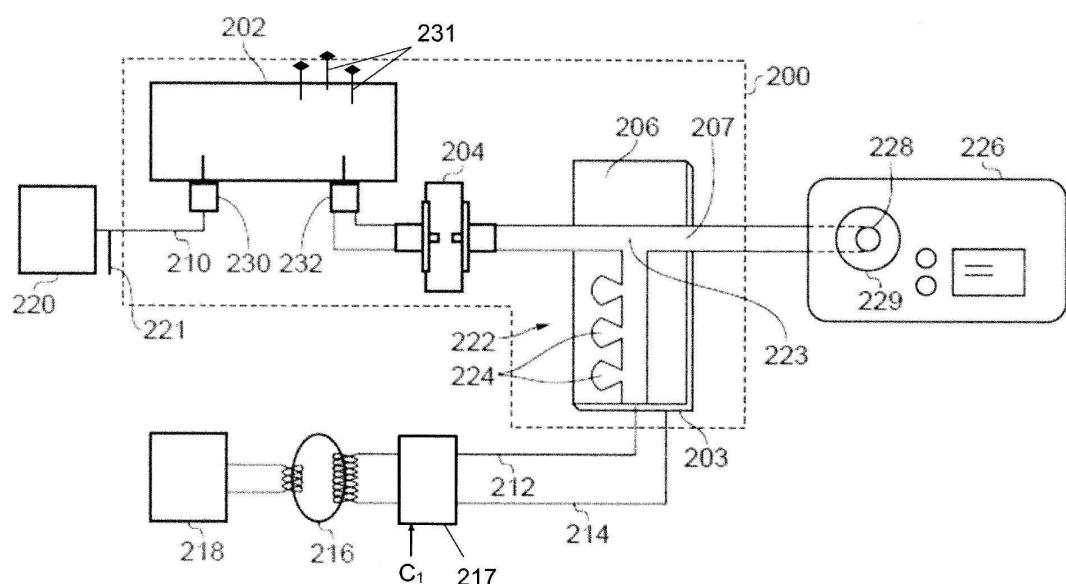
도면

도면1

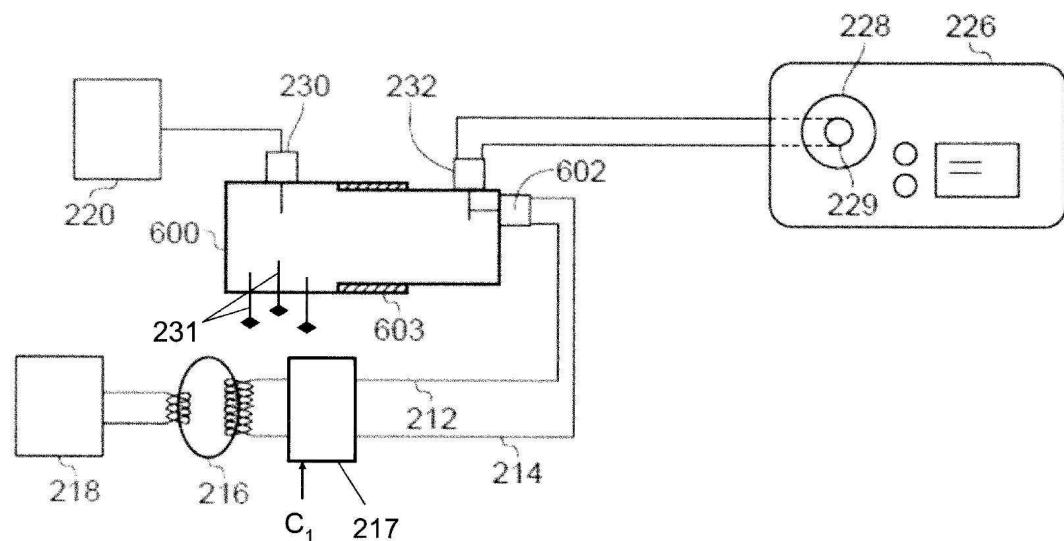


(종래 기술)

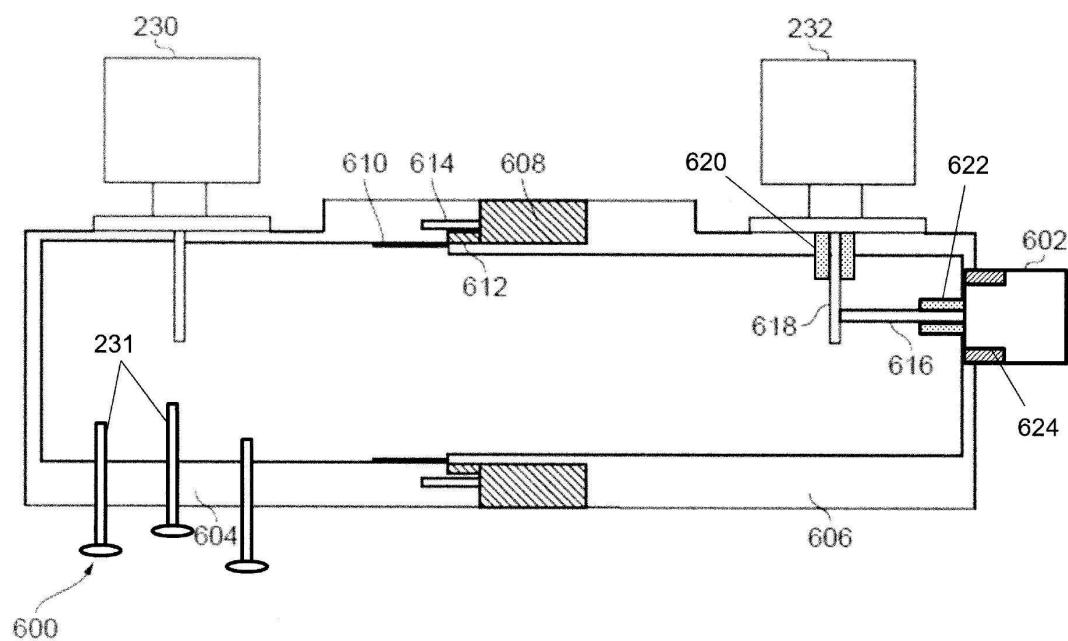
도면2



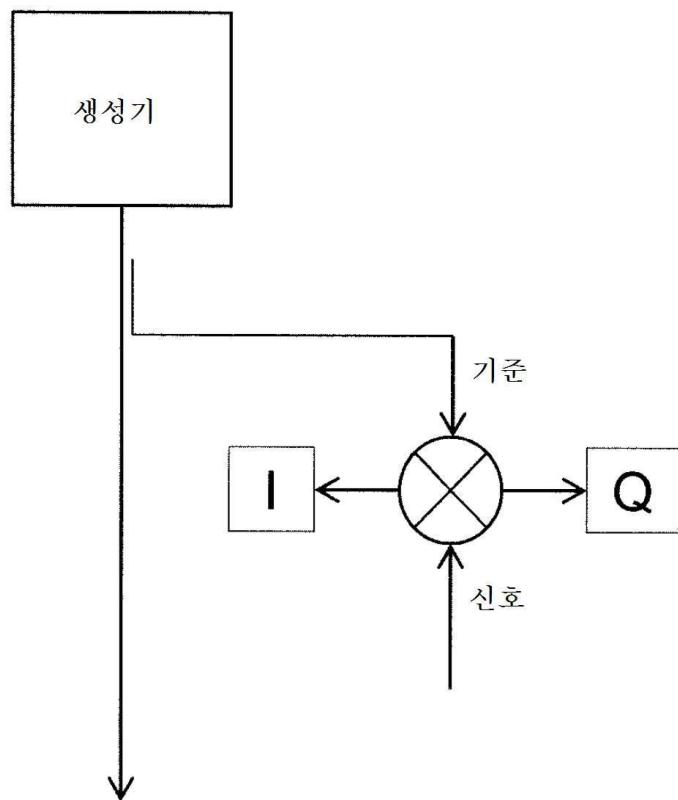
도면3



도면4



도면5a



도면5b

