

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H01J 37/32 (2006.01)		(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2006년07월14일 10-0602074 2006년07월10일
(21) 출원번호 (22) 출원일자 번역문 제출일자 (86) 국제출원번호 국제출원일자	10-2000-7010807 2000년09월28일 2000년09월28일 PCT/US1999/006495 1999년03월25일	(65) 공개번호 (43) 공개일자 (87) 국제공개번호 국제공개일자	10-2001-0042269 2001년05월25일 WO 1999/50885 1999년10월07일
(81) 지정국	국내특허 : 일본, 대한민국, EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 리히텐슈타인, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스,		
(30) 우선권주장	09/052,144	1998년03월31일	미국(US)
(73) 특허권자	램 리서치 코퍼레이션 미합중국, 캘리포니아 94538-6470, 프레몬트, 쿼텟 파크웨이 4650		
(72) 발명자	첸지안제이. 미국캘리포니아94536프레몬트하스팅스스트리트38680아파트먼트에이103 벨트롭로버트쥬. 미국아이다호83703-9503보이스엔.팔리세드즈웨이10224 위커토마스이. 미국네바다89511레노페어뷰로드4430		
(74) 대리인	리엔목특허법인		

심사관 : 최정권

(54) 트랜스포머 결합 평형 안테나를 가진 플라즈마 발생장치

요약

고주파 플라즈마 결합 시스템은 반응기 내에서 조절가능한 균일한 유도성 결합을 가능케 할 뿐만 아니라, 개별적으로 조절가능한 균일한 용량성 결합을 가능케 한다. 실시예에 따르면, 평형 결합 요소들의 집합이 플라즈마 챔버의 유전체 윈도우 상에 위치하여, 요소들 내의 고주파 전류가 공통 방향을 향해 흐르도록 강제하기 위해, 요소들의 위치 및/또는 요소들 사이

에 위치한 위상변환기 집합이 사용된다. 결과적으로, 요소들에 의해 생성된 유도 결합장은 강화되고, 반응기 내에서 높은 균일한 플라즈마를 유도한다. 더우기, 요소들의 전기적 특성은 반응기 내에서 구성부분들에 축적되는 폴리머를 방지하기 위해 독립적으로 조절가능하고 매우 균일한 용량성 결합이 제공되도록 되어 있다.

대표도

도 3

명세서

기술분야

본 발명은 반도체 기관과 같은 물질을 처리하기 위한 플라즈마 반응기에 관한 것이다. 보다 구체적으로, 본 발명은 챔버 내에서 플라즈마발생을 목적으로 유도성 및 용량성 결합된 고주파 에너지를 반응챔버로 유입하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

플라즈마의 발생은 예를 들어 플라즈마에 의해 증진된 식각 및 증착공정(plasma enhanced etching and deposition)과 같은 반도체 제조공정의 다양한 분야에 유용하다. 플라즈마는 일반적으로 저압의 가스로부터 전기장에 의한 이온화와 각각의 전자(electron)와 가스분자의 충돌에 의한 운동에너지의 전달을 통해 개개의 가스분자를 이온화시키는 자유전자의 생성에 의해 생산된다. 전자(electron)는 통상 전기장, 전형적으로는 고주파를 가지는 전기장 내에서 가속된다.

고주파 전기장 내에서 전자를 가속시키는 많은 기술들이 제안되어 왔다. 예를 들면, 미합중국 특허 제 4,948,458호는 챔버 내 반도체 웨이퍼가 처리되는 면에 평행하게 위치한 플레너 안테나 코일(planar antenna coil)을 사용하여 고주파장에서 여기된(excited) 전자를 가진 플라즈마 발생장치를 개시하고 있다. 도 1에 도시된 바와 같이, 플라즈마 발생장치(100)는 플레너 안테나 코일(110), 유전체 윈도우(dielectric window; 120), 가스분배판(gas distribution plate; 130), 처리될 웨이퍼(140), 진공챔버(150), 정전척(electrostatic chuck; 160) 및 하부전극(170)을 포함한다.

동작을 보면, 고주파 소스(미도시)는 전형적으로 고주파 매칭회로(matching circuit; 미도시)에 의해 고주파 전류를 플레너 코일(110)에 제공하는데 사용된다. 고주파 전류는 플레너 코일(110)을 통하여 동조(resonate)하여, 진공챔버(150) 내에서 플레너 자기장을 유도한다. 이와 동시에, 처리가스가 가스분배판(130)을 통해 진공챔버(150) 내로 유입되며, 유도된 전기장은 상기 처리가스를 이온화시켜 챔버(150)내에서 플라즈마를 생성한다. 플라즈마는 웨이퍼(정전척(160)에 의해 고정되어 있다; 140)에 충돌하여 상기 웨이퍼(140)를 원하는 대로 처리한다. 이온 충돌을 위한 음의 직류 바이어스 전압을 제공하기 위해 상기 안테나 코일에 인가된 것과는 다른 주파수인 또 하나의 고주파가 일반적으로 하부전극(170)에 인가된다.

도 2a 및 도 2b는 두개의 플레너 나선형 코일(110a, 110b)를 묘사하고 있다. 도 2a에 도시된 바와 같이, 제 1 플레너 코일(110a)는 평행 나선(planar spiral) 형상으로 된 단일한 전도성 요소로 구성되어 고주파회로와 연결을 위해 고주파 탭들(205, 215)에 연결된다. 도 2b에는, 내부 커넥터(inter-connector; 225)를 통해 차례로 연결된 복수개의 동심원형들(220)로 된 대체 가능한 플레너 코일(110b)이 구성되어 그 양단이 고주파 탭들(205, 215)에 결합된다.

종래기술에서 널리 알려진 바와 같이, 이상의 나선형 코일에 의한 원형 전류 패턴은 토로이드형의 플라즈마(toroidal shaped plasma)를 생성하는데, 이것은 웨이퍼(140)에서 반경방향으로 식각속도의 불균일성을 초래하게 된다. 이를 달리 설명하면, 플레너 코일 안테나(110)에 의해 유도 생성된 전기장은 일반적으로 방향각(azimuthal) 성분만을 가지며(반경방향의 성분 $E_r = 0$ 이고 방향각 성분 $E_\theta \neq 0$ 이다)이며, 중심에서는 영이다($E_r = 0$ 이고 $E_\theta = 0$). 그리하여, 코일 안테나(110)는 중심에서의 밀도가 낮은 토로이드형의 플라즈마를 생성하는데, 토로이드 중심에서의 합리적인 균일성을 제공하기 위해서는 플라즈마의 확산(즉, 전자와 이온의 중심으로의 확산)에 의존해야만 한다. 그러나, 특정한 응용분야에 있어서는 플라즈마의 확산에 의해 제공되는 균일성으로는 불충분하다.

더우기, 그러한 나선형 코일 안테나는 가스분배판(130)에 폴리머(식각공정의 부산물이다)가 축적되기 쉽게 만드는 경향이 있다. 이것은 통상 작동하는 고주파에서 상당한 전기적 길이(electrical length)를 갖는 플레너 안테나 코일을 구성하는데 사용된 결합라인(coupling lines)이 상대적으로 길기 때문이다. 결과적으로, 코일에는 정재파(standing wave)가 존재하여

전압과 전류가 코일의 길이방향을 따라 주기적으로 변한다. 만약 코일이 그 끝단에서 접지된다면, 끝단에서의 전류는 최대 값을 가지고, 끝단에서의 전압은 영이 된다. 입력부를 향해 코일을 따라 진행하면, 전기적 길이의 90°에서 전압이 최대가 되고 전류가 최소가 될 때까지, 전압은 증가하고 전류는 감소한다. 그러나, 그러한 변화의 정도는 아주 불균일한 플라스마를 초래하게 된다. 결과적으로, 플레너 코일은 일반적으로 코일 내의 전류가 코일의 양단에서는 유사하게 되고 코일의 중간부분에서 최대로 증가하도록 그 끝단이 용량성 요소로 끝나게 된다. 이렇게 하는 것이 위에서 설명한 바와 같이 합리적으로 균일한 플라스마 밀도를 제공한다.

그러나, 코일 내의 전류가 최대가 되는 지점에서, 전압은 최소가 되고 전압은 코일의 각 끝단에서 거의 동등한 값(극성은 반대)이 될 때까지 증가한다. 그 결과로써, 최소값에서의 전압은 상당히 낮고, 최소값 양쪽의 인접턴(turn)은 서로 상반된 극성을 가지기 때문에, 전기장의 일부분은 상기 인접지역에 갇히게 되고 나머지 부분만 플라스마를 투과하게 된다. 많은 응용분야에서 과도한 폴리머의 증착을 방지하기 위해 어떤 전압의 최소수준이 요구되므로, 이상에서 설명한 플레너 코일은 어떤 경우에 있어서는 부적당하다. 예를 들면, 웨이퍼(140)에서 포토레지스트에 대한 산화물의 식각선택비에 영향을 미치는 외에도, 폴리머의 축적은 공정 중에 웨이퍼 상으로 폴리머 조각이 떨어진다면 파티클 문제를 야기할 수도 있다.

비록 끝단의 정전용량값을 변하게 할 수도 있지만, 그렇게 하는 것은 코일을 따라 영(zero)전압의 위치를 변하게 만들뿐이라는 것에 주의해야 된다. 더우기, 비록 코일의 길이를 따라 같은 극성을 제공하기 위해 코일을 유도성 요소로 끝나게 할 수도 있지만, 영(zero)전류점이 코일의 중간지점 어딘가에 존재하게 되고(영전류점의 각 좌우측에 서로 반대방향으로 진행되는 전류를 가지는), 결과적인 플라스마 밀도는 받아들이기 어려울 정도로 낮고 불균일해질 것이다. 그리하여, 고주파 플라스마 결합시스템에서 플라스마를 생성하기 위한 개선된 방법과 장치가 요구된다.

발명의 상세한 설명

본 발명은 플라스마 반응기 내에서 제어가능하고 균일한 유도성 결합이 가능할 뿐만 아니라 상기 반응기 내에서 개별적으로 제어가능하고 균일한 용량성 결합이 가능한 고주파 플라스마 결합시스템을 제공함으로써 상기 언급한 문제점 및 다른 요구들을 만족시킨다. 본 발명에 따르면, 평행한 결합 요소의 집합(set)이 플라스마 챔버의 유전체창 상에 위치되고, 상기 요소들의 위치 및/또는 상기 요소들 사이에 배치된 위상반전기의 집합이 상기 요소들 사이를 흐르는 고주파 전류가 동일한 방향으로 흐르도록 강제하기 위하여 사용된다. 결과적으로, 상기 요소들에 의해 유도 생성된 전자기장은 균일하도록 강제되어, 원하는 바의 매우 균일한 플라스마가 얻어진다. 더우기, 상기 요소들의 전기적 특성은 독립적으로 제어가능하고 원하는 대로 폴리머의 축적을 방지하기 위한 매우 균일한 용량성 결합이 제공될 수 있다.

본 발명은 제 1 실시예에 따르면, 트랜스포머 결합 플라스마를 발생시키는 장치는 챔버 내로의 전자기장의 경로를 형성하는 윈도우를 가진 플라스마 반응 챔버를 포함하고 처리 가스를 상기 챔버 내로 유입하도록 배치된 처리가스 공급기를 가진다. 상기 실시예의 장치는 또한 상기 챔버의 윈도우 외부표면에 근접하여 배치된 최소한 두 안테나 세그먼트(segment)를 포함하는 고주파 안테나를 포함하고, 상기 안테나에 결합되고 상기 안테나 세그먼트 내의 고주파 전류를 동조시키도록 설계된 고주파 소스를 포함한다. 여기서, 상기 고주파 전류에 의해 유도된 전자기장은 처리가스를 여기시키고 이온화시키는 데 효과적인 것이므로 상기 챔버 내에서 플라스마를 생성하는데 효과적이다. 상기 실시예의 장치는 제 1 및 제 2 안테나 세그먼트를 연결하고 상기 제 1 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시 방향이 상기 제 2 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시 방향과 실질적으로 동일하도록 상기 안테나에서 고주파 전류의 흐름이 분포되게 배치된 위상변환기를 더 포함한다.

본 발명에 따른 트랜스포머 결합 플라스마를 생성하는 일 실시 방법은 플라스마 반응챔버 내로 처리가스를 유입하는 단계 및 최소한 두 개의 안테나 세그먼트를 포함하는 안테나로 고주파 전류를 인가하는 단계를 포함하며, 여기서 상기 챔버의 윈도우의 외부 표면에 근접하게 제 1 및 제 2 안테나 세그먼트가 위치하고 위상변환기를 통해 서로 연결된다. 상기 일 실시 방법에 따르면, 위상변환기는 상기 제 1 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시 방향이 상기 제 2 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시 방향과 실질적으로 동일하도록 상기 안테나에서 고주파 전류를 분배하는데 효과적이고, 상기 안테나에서의 상기 고주파 전류는 상기 처리가스를 여기시키고 이온화시키는 데 효과적이어서 상기 챔버 내에 플라스마를 생성하는데 효과적이다.

이하에서는 상기 언급된 바 및 본 발명의 다른 특징들과 이점을 첨부된 도면에 도시된 상술된 예를 참조하여 상세히 설명한다. 이 분야의 숙련자들은 기술된 실시예가 설명과 이해를 목적으로 제공되었고 이에 비추어 등가의 여러 실시예가 예측될 수 있음을 알 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

도 1은 종래의 플라즈마 반응을 도시한 것이다. 여기서 플레너 나선형 코일 안테나는 공정챔버 내로 고주파 에너지를 결합시키기 위해 사용된다.

도 2a 및 도 2b는 종래의 두 개의 플레너 나선형 코일 안테나를 도시한 것이다.

도 3은 본 발명에 따라 예시적인 플라즈마 반응기를 도시한 것이다. 여기서 복수개의 평행 안테나 요소는 공정챔버 내로 고주파 에너지를 결합시키기 위해 사용된다.

도 4 내지 도 7은 본 발명에 따라 예시적인 평행요소 안테나 배열을 도시한 것이다. 여기서 공정 챔버로 고주파 에너지의 균일한 용량성 결합을 제공하기 위해 각 요소 내에서 전류는 실질적으로 동일한 방향으로 흐른다.

도 8a는 본 발명에 따른 평행요소 안테나 배열을 도시한 것이다. 여기서 각 요소는 공정챔버로 고주파 에너지의 균일한 용량성 결합을 제공하기 위해 전도성 쉴드(shield)로 둘러싸여 있다.

도 8b는 공정챔버로 고주파 에너지의 균일한 용량성 결합을 제공하기 위해, 도 8a의 전도성 쉴드 배열에 대한 대체물로써 사용될 수 있는 본 발명에 따른 패러데이 쉴드를 도시한 것이다.

도 9는 본 발명에 따라 예시적인 안테나 및 냉각시스템을 도시한 것이다.

도 10은 본 발명에 따른 평행요소 안테나 배열의 실제적인 수행예를 도시한 것이다.

도 11은 본 발명에 따라 예시적인 플레너, 평행요소 안테나 배열을 도시한 것이다.

도 12, 도 13a 및 도 14a는 도 11의 플레너, 평행요소 안테나 배열의 작동을 도시한 회로도이다.

도 13b 및 도 14b는 각각 도 13a 및 도 14a의 회로도 내에서의 복소 임피던스를 도시한 것이다.

도 15는 도 12의 회로도 내에서 복소 임피던스를 스미스 차트에 도시한 것이다.

도 16은 도 11의 플레너, 평행요소 안테나 배열의 변화에 따른 작동을 도시한 회로도이다.

도 17 및 도 18은 도 11의 플레너, 평행요소 안테나 배열로 고주파 에너지를 공급하는 선택적인 방법을 도시한 것이다.

도 19는 도 17의 플레너, 평행요소 안테나 배열의 실제적인 수행예를 도시한 것이다.

도 20은 도 18의 플레너, 평행요소 안테나 배열의 실제적인 수행예를 도시한 것이다.

도 21은 도 11의 플레너, 평행요소 안테나 배열에 대한 대체물로써 사각형 안테나 배열을 도시한 것이다.

실시예

도 3은 본 발명에 따른 예시적인 플라즈마 결합 시스템(300)을 도시한 것이다. 도시된 바와 같이, 유전체 윈도우(120), 가스 분배판(130), 웨이퍼(140), 진공 챔버(150), 정전척(160) 및 하부 전극(170)에 부가하여, 상기 예시적인 플라즈마 결합 시스템(300)은 평행결합 요소들(310)을 포함한다. 상기 평행결합 요소(310)는 플레너 고주파 결합 안테나를 제공하기 위하여 상기 유전체 윈도우(120)의 표면 상에 배열된다.

본 발명에 따르면, 상기 배열의 각 요소는 짧고 전기적 길이의 90°보다 작은 값을 가진다. 더구나, 후술하는 바와 같이, 상기 각 요소(310)의 전류량은 거의 동일한 값을 가지게 되고, 각 요소(310)에 대한 전류 벡터는 다른 각 요소(310)의 전류 벡터와 실질적으로 동일한 위상을 가지게 된다. 유리하게도, 상기 챔버(150) 내에서 제공되는 순 유도성 결합(net inductive coupling)은 상기 요소별 전류의 벡터합에 비례하기 때문에, 상기 본 발명의 결합 시스템(300)은 앞서 설명한 통상적인 시스템에 비해 매우 균일한 플라즈마를 생성한다.

본 발명에 따르면, 상기 평행 안테나 요소들(310)은 여러가지 방법으로 연결될 수 있다. 예를 들면, 도 4는 매칭 네트워크(matching network; 410)로부터 평행하게 공급되고 단락 회로 또는 지정된 리액턴스(reactance)로 끝나는 요소들(310)의 배열을 도시한 것이다. 기술분야의 숙련자들은 리액턴스가 전류를 감소시키고 전압을 증가시키는 반면, 단락 회로는 낮은 전압에서 높은 전류를 허용한다는 것을 알고 있을 것이다.

도 4에 도시된 바와 같이 병렬로 공급되는 상기 요소들(310)로 결합 플라즈마 임피던스의 실수부는 요소들의 수로 나누어져서, 결국 상대적으로 낮은 유효 입력저항과 이에 상응하는 높은 Q값을 가지게 된다. 그러므로, 대신에 상기 요소들(310)을 직렬로 연결하여 상기 각 요소로 결합되는 플라즈마 임피던스의 실수부가 직렬로 되어, 매칭 회로(410)을 통해 생성 임피던스로 보다 쉽게 변환될 수 있는 보다 합리적인 유효 입력저항값이 되는 것이 바람직하다.

그러나, 상기 언급한 이점을 달성하기 위하여, 각 요소(310)의 전류는 다른 각 요소들(310)의 전류와 위상이 거의 동등하게 되어야 한다. 유리하게도, 본 발명은 그렇게 하기 위한 많은 방법을 제공한다. 예를 들면, 높은 고주파에서 요소들(310)간의 적당한 전류위상은 도 5에 도시된 전송선로(510)의 연결 길이를 사용하여 얻어질 수 있다. 하나의 배열 요소(310)의 전기적 길이를 θ° 가 되게 하면, 연결 케이블(510)의 $(180-\theta)^\circ$ 인 전기적 길이는 연속되는 요소로 들어가는 전류의 위상이 첫 요소와 위상을 달리하게 된다. 그러나, 연속되는 요소가 이전 요소에 대하여 반대방향으로 연결되면, 결과적인 전류는 동일한 방향이 되고 유도장은 원하는 대로 강화된다.

낮은 고주파에서는, 도 6에 도시된 바와 같이 동조된 전류를 후속 배열 요소로 입력하는 위상변환 네트워크(610)를 사용하여 각 배열 요소(310)의 출력을 후속 요소의 입력으로 루프(loop)시키는 것이 보다 실용적일 수 있다. 검토를 위하여, 각 위상변환 네트워크(610)는 보편성의 손상없이 직렬 커패시터로 단순화될 수 있다. 먼저 배열 요소들(310)과 연결 루프(620)의 유효 특성 임피던스가 Z_0 이고, 루프의 총 전기적 길이가 θ 인 기본적인 예를 고려한다. 이러한 구성은 도 7에 도시되어 있다. 이러한 구성에 대한 종단 커패시터(terminating capacitor) C_t 는:

$$C_t = \frac{1}{2 * \pi * f * Z_0 * \tan(\frac{\theta}{2})}$$

그리고 각각의 내부 커패시터(internal capacitor) C_i 는 다음과 같이 주어진다.

$$C_i = \frac{1}{2 * \pi * f * Z_0 * \tan(\theta)}$$

각 배열 요소의 전류는 다른 각 요소 내의 전류와 동조(in-phase)되어 있어서, 플라즈마로의 유도성 결합을 최대화하게 된다.

도 5 및 도 6의 위상보정된 루프배열에서, 배열 요소의 각 끝단에서의 전압은 낮고 반대극성을 가지며, 중간에서는 전압이 최소값을 가진다는 점에 주목해야 한다. 그리하여, 고주파 전압이 상기 배열에 인가될 수 있기 위해서는, 각 배열 요소(310)는 도 8a에 도시된 바와 같이 종단되지 않은 쉘드(동축 전송선로와 유사; 810)에 둘러싸일 수 있다. 유리하게도, 그렇게 하는 것이 균일한 유도 결합을 방해하지 않게 되는데, 동일한 양의 고주파 전류가 각 쉘드(810)의 외면에 유도되기 때문에 대응하는 내부 도체(310)에 전류흐름이 있게 된다. 그리하여 고주파 전압의 소스는 배열의 각 요소(310)의 외부 쉘드(810) 중심에 인가될 수 있다. 달리 말하면, 각 배열 요소(310)는 인접한 요소와 실질적으로 동일한 전압 프로파일(profile)을 가지므로, 영전압점에서 쉘드들(810)을 연결하는 것은 앞서 설명한 유도 결합 특성에 거의 영향을 미치지 않는다. 쉘드(810)로 결합되는 전압은 가스 분배판(130) 상의 폴리머의 제거를 위한 충돌 전압을 제공한다.

도시된 바와 같이, 독립된 매칭 회로(820)는 생성부 임피던스로 결합되는 전압으로 인한 유효 플라즈마 임피던스를 변환하기 위해 사용될 수 있다. 전압 결합을 위해 사용된 생성부의 주파수는 유도 결합을 위해 사용된 생성부와 동일한 주파수를 가질 수 있는데, 이들은 회로 밸런스(circuit balance)로 인해 충분히 떨어져 있기 때문이다. 이를 대신하여, 다른 주파수를 가진 두 개의 생성부가 작동할 수도 있다.

또한, 배열의 입력부에서 각 쉘드(810)의 전압은 동일할 수 있기 때문에, 쉘드들(810)은 회로의 기능을 방해함이 없이 배열의 입력부에서 서로 전기적으로 연결될 수 있다는 점에 주목해야 한다. 이것은 출력부에서도 마찬가지이다. 그리하여,

배열과 필연적인 유전체 윈도우(120)를 냉각시키기 위하여, 도 9에 도시된 바와 같이 냉매가 튜브형의 연결배관(910)을 통해(유입 통로를 통해 평행하게 또는 각 쉘드(810)을 둘러싸면서) 흐르도록 하여 배열의 한 구석으로 유입되고, 상기 배열의 대각선 구석에서 유출될 수 있다.

만약 도 8a의 동축형의 안테나 요소가 단일의 완전한 전도체(즉, 만약 유전성 절연물질과 쉘드(810)가 제거된다면)로 대체된다면, 최대 유도 결합은 실현될 수 있다(왜냐하면 고주파 에너지는 유전성 절연물질을 통해 쉘드로 결합시킬 필요가 더 이상 없기 때문이다). 그러한 경우에 각 안테나 요소의 중심에서의 낮은 전압을 보상하기 위하여, 본 발명에 따른 도 8b에 도시된 바와 같은 패러데이 쉘드(830)가 유전체 윈도우(120)와 가스분배판(130) 사이에 삽입될 수 있다(여기서 패러데이 쉘드(830)의 중심축은 도 8a의 평행요소 수직인 방향으로 위치하는 것을 알 수 있다). 유리하게도, 평행요소 안테나를 구동시키기 위해 사용된 각각의 생성부 또는 동일한 소스로부터의 각각의 고주파 에너지는 도 8a와 관련하여 이상에서 설명한 것과 유사한 형태로 전압 결합을 제공하기 위해 패러데이 쉘드(830)에 동력을 공급하는데 사용되어 질 수 있다. 상기 각각의 고주파는 평행요소 안테나를 구동하는데 사용된 주파수와 같거나 다를 수 있다. 만약 같은 고주파 소스가 사용되면, 매칭 네트워크나 안테나 요소의 내부 중 하나의 고전압점이 패러데이 쉘드(830)에 동력을 공급하는데 채택될 수 있다. 이 분야의 숙련자들은 패러데이 쉘드(830)가 다양한 반응기 단면(예컨대, 원형외곽돌레)에 적합하도록 형상을 이룰 수 있다는 것을 알 것이다.

이상에서 설명한 평행요소 플라즈마 결합 시스템의 실제적인 수행예가 도 10에 도시되어 있다. 도 10의 시스템에서 평형 안테나 요소(310)는 직경이 0.325 인치이고 길이가 10 인치인 반강체인(semi-rigid) 케이블들로 구성되는데, 외부 전도체(요소 쉘드(810)의 역할을 한다)가 전원에 접속되지 않는 동안 각 케이블의 중심 전도체(안테나 요소(310)의 역할을 한다)는 고주파 에너지로 직접 연결된다. 도시된 바와 같이, 외부 전도체는 유전체 윈도우(120)에 직접 연결되고, 위에서 설명된 바와 같이, 중심 전도체로부터 전자기 결합은 외부 전도체 내에 유전체 윈도우 밑에서 플라즈마와 유도 결합될 가상 전류(imaging current)를 유도한다. 각 평형 안테나(310)는 외경(outer diameter) 3/16인치인 구리관(620)을 통해 다음 요소로 연결된다. 전체적인 구조는 예컨대, 울템(Ultem) 또는 테프론 글라스(teflon glass) G7(G7은 아마도 유전체를 통한 전호(arc)를 방지하는데 우수한 대체물질인 듯하다) 으로 만들어진 프레임(1010)에 의해 견고히 지지된다.

도시된 바와 같이, 도 10의 시스템 내에서 동조 커패시터들(C-4, C-1, C-2, C-3, ...)은 앞서 설명된 위상변환기(610)의 역할을 한다. 본 발명에 따르면, 동조 커패시터들(C-4, C-1, C-2, C-3, ...)은 각 평형 안테나 요소의 최소 전압값이 각 요소의 중심에 있도록 하고, 전류는 각 요소(중심부근에서 최대점을 가진다)의 양 끝에서 거의 동일하도록 맞추어져 있다. 이상에서 설명한 바와 같이 이와 같이 함으로써 보다 균일한 플라즈마를 제공한다.

커패시터(C-4, C-1, C-2, C-3, ...)를 계산하기 위해, 결과적인 플라즈마는 손실이 있는 전도성 매질인 것으로 다루어질 수 있고, 평행 안테나 요소들(310)과 플라즈마 사이의 결합은 손실성 전송선로(lossy transmission line)로 모형화될 수 있다. 예로써, 램(A. J. Lamm)씨의 J. Vac. Sci. Technol. (A15(5), 2615, Sep/Oct 1997)에 실린 "Observation of Standing Waves on an Inductive Plasma Coil Modeled as a Uniform Transmission Line"라는 제하의 논문을 보라. 그러한 손실성 선로에서는, 안테나 요소(310)는 고주파 에너지를 위한 하나의 경로를 제공하고, 플라즈마는 다른 경로를 제공한다. 손실성 전송선로를 따른 전압과 전류의 파동은 다음과 같이 주어진다:

수학식 1

$$V(s) = V^+ e^{(\alpha + j\beta)s} (1 + \Gamma(s))$$

$$I(s) = \frac{V^+ e^{(\alpha + j\beta)s}}{Z_0} (1 - \Gamma(s))$$

여기서, V^+ 와 V^- 는 양과 음의 방향으로 진행되는 진행파의 전압이고, s 는 부하(load)로부터(즉, C4로부터)의 거리이며, $\alpha + j\beta$ 는 복소 전파상수(complex propagation constant)이고, $\Gamma(s)$ 는 다음과 같이 주어지는 전압반사계수(voltage reflection coefficient)이다.

수학식 2

$$\Gamma(s) = \frac{V^-}{V^+} e^{-2\alpha s - j2\beta s} = \Gamma_0 e^{-2\alpha s - j2\beta s}$$

이며, 상기 z_0 는 다음과 같이 주어지는 전송선로의 특성 임피던스(characteristic impedance)이다.

$$\text{수학식 3} \\ z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

여기서 R과 L은 단위길이당 직렬 저항과 인덕턴스(inductance), G와 C는 단위길이당 션트 컨덕턴스(shunt conductance) 및 션트 정전용량(shunt capacitance)이고, $\omega = 2\pi f$ (여기서 f는 주파수이다)이다.

손실성 전송선로의 변수는, 램씨의 상기 언급한 논문에서 설명된 바와 같이 플레너 나선형 코일의 입력단과 출력단에서의 V와 I의 진폭과 위상으로부터 도출될 수 있다. 식각공정의 예로써, 플레너 나선형 코일의 고주파 전력이 13.56MHz 1600W이고, 바닥 전력이 4MHz 750W이다. CHF₃의 압력은 4 mTorr에서 유지되고, CHF₃의 유량은 100 sccm이다. 이 공정에 대한 결과는 다음과 같다:

$$\text{수학식 4} \\ \alpha = 0.018 \text{ m}^{-1}$$

$$\beta = 0.55 \text{ rad/m}$$

$$R = 0.15 \text{ } \Omega/\text{m}$$

$$L = 0.77 \text{ } \mu\text{H/m}$$

$$G = 0.30 \text{ } \mu\Omega^{-1}/\text{m}$$

$$C = 54 \text{ pF/m}$$

그리하여, (3)과 (4)식을 사용하여, 이 전송선로의 특성 임피던스는 다음의 값으로 계산된다.

$$\text{수학식 5} \\ z_0 = 119.5 - j3.9 = 119.6 e^{-j1.87^\circ}$$

유리하게도, 두 평행 안테나 요소들 사이의 구리 튜브를 사용한 배선은 무손실 전송선로로 다루어질 수 있다. 상기 무손실 전송선로(lossless transmission line)는 다음과 같이 됨으로써 손실성 전송선로부터 쉽게 추론될 수 있다.

$$\text{수학식 6} \\ \alpha \rightarrow 0$$

$$\beta \rightarrow k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

여기서 λ 는 파장이다.

알아야 될 유일한 변수는 특성 임피던스 z_0 이다. 구리 와이어의 각 부분은 봉합체(enclosure; 즉, 접지된 벽) 및 가까운 다른 구리 와이어와 상호작용하기 때문에 실제로 정확한 특성 임피던스를 구하는 것은 어렵다. 그러나, 좋은 1차 근사값(first-order approximation)을 구하기 위하여, 두 개의 인접한 구리 와이어와의 결합과 한 와이어와 인접한 접지벽과의 결합만이 고려될 필요가 있다. 이것은 상기 문제를 상당히 단순화하고 구리 와이어의 다양한 위치에 대한 z_0 를 예측하는 것을 가능하게 한다.

수직 또는 수평 와이어에 대하여, 첫번째 또는 최종와이어에 대해서는 봉합체의 두 면과의 상호작용이 고려된다. 중간에 있는 나머지 모든 와이어들에 대해서는 두 인접한 와이어들 간의 짝수 모드(even-mode) 상호작용과 벽의 한 면과의 상호작용만이 고려된다. 그러므로, 첫번째 또는 최종 와이어의 임피던스는 중간 와이어들의 임피던스와 달라야 한다. 왼쪽과 오른쪽의 수직 와이어들에 대하여도 같은 취급을 할 수 있다.

도 10의 실시예로써, 안테나 봉합체(enclosure)는 15"×15"×5"(H), 구리 와이어의 간격은 1인치, 수직 와이어의 중심으로부터 인접한 측벽까지의 거리는 2인치이고, 첫번째 또는 최종 수직 와이어에 대하여, 상기 와이어의 정면 및 배면 벽까지의 거리는 약 3인치이다. 다른 크기에 대해서는 도 10에 도시되어 있다. 특성 임피던스 z_0 의 추정치는 아래의 표 1에 실려 있다.

[표 1]
구리 와이어의 다른 위치에 대한 특성 임피던스

와이어의 위치	특성 임피던스 z_0 (Ω)
첫번째 또는 최종 수직 와이어	228.2
중간 수직 와이어	298
첫번째 또는 최종 상부 수평 와이어	177
중간 상부 수평 와이어	154.4

손실성 전송선로와 무손실 전송선로 사이의 계면에서,

수학식 7

$$z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = z_{10} \frac{1 + \Gamma_1(s)}{1 - \Gamma_1(s)} \Big|_{s\text{-interface}} = z_{20} \frac{1 + \Gamma_2(s)}{1 - \Gamma_2(s)} \Big|_{s\text{-interface}}$$

여기서 $z(s)$ 는 계면에서의 전송선로 임피던스, z_{10} 과 Γ_1 은 각각 계면에서의 제 1 전송선로에 대한 특성 임피던스와 반사계수이며, 반면 z_{20} 및 Γ_2 는 각각 계면에서 제 2 전송선로에 대한 특성 임피던스와 반사계수이다. 제 1 전송선로에서 제 2 전송선로로 진행하기 위해서, 주어진 z_{10} , Γ_1 및 z_{20} 에 대해 계면에서 Γ_2 를 계산하기 위해 수학식 7을 이용할 수 있다.

동조(tuning) 커패시터에서,

수학식 8

$$z_{after} = z_{before} + \frac{1}{j\omega C}$$

이것은 각 커패시터를 따라 Γ 를 계산하는 사용되어질 수 있다. 유리하게도, 주어진 수학식 2, 수학식 4 내지 수학식 8 및 표 1로부터, 전 전송선로의 어떤 위치로도 파동을 전파시킬 수 있다.

예를 들면, 부하 C4로부터 전송선로 분석을 시작하여 제 1 평행 안테나 요소의 중심을 향해 가면, C4의 함수로 제 1 요소의 중심에서 전압반사계수(수학식 2에서 Γ)를 계산할 수 있다. 어떤 C4 값에 대하여, Γ 의 위상각은 180° , 즉 $\Gamma = |\Gamma_0| e^{180^\circ}$ 가 됨을 알 수 있다. 수학식 1로부터, 전압 $V \sim (1 - |\Gamma_0|)$ 이고 V 는 최소값을 가진다. 일단 $\Gamma = |\Gamma_0| e^{180^\circ}$ 인 C4 값을 찾으면, 이 안테나 요소의 중심으로부터 연결된 구리 와이어 및 동조 커패시터 C-1을 통과하여 다음의 인접한 안테나 요소의 중심까지 전송선로분석을 계속할 수 있다. C-1 값을 변화시킴으로써, 제 2 요소의 중심에서 Γ 의 위상각이 180° 인 값을 찾을 수 있다. 이 과정은 나머지 안테나 요소, C-2, C-3, ..., 및 C-9(총 안테나 요소의 수가 10이라고 가정할 때)에 대해 반복하여 수행될 수 있다. 루프가 고주파 입력단에서 종료되기 때문에 최종 커패시터 C-10은 불필요하다. 유리하게도, 이상의 전송선로분석을 수행하고 각 안테나 요소의 중심에서 Γ 이 위상각이 180° 가 되도록 C4, C-1, C-2, ..., 및 C-9의 정전용량을 결정하기 위한 C 프로그램이 만들어졌다. 그 결과는 아래 표 2에 실려 있다.

[표 2]

정전용량 C4, C-1, C-2....., 및 C-9, 각 안테나 요소의 중심에서의 반사계수 Γ 의 진폭 및 위상, 그리고 정규화된 (normalized) 임피던스(손실성 전송선로 Z0에 대하여)

정전용량(pF)	반사계수(진폭)	반사계수(위상)	정규화된 실수부	허수부
C4=1402	0.990913	179.999	0.00456421	5.93E-06
C-1=300.8	0.972984	180.003	0.0136928	-2.29E-05
C-2=291.4	0.955388	179.994	0.228148	4.83E-05
C-3=291.4	0.938108	179.996	0.0319343	3.09E-05
C-4=291.5	0.921145	180	0.0410458	3.42E-06
C-5=291.7	0.904499	179.995	0.0501451	4.41E-05
C-6=291.8	0.888156	180	0.0592344	4.11E-06
C-7=292	0.872119	180.004	0.0683079	-3.80E-05
C-8=292.3	0.856387	180	0.0773617	-3.98E-06
C-9=320.1	0.799074	179.997	0.111683	2.36E-05

도 4 내지 도 10과 관련하여 이상에서 설명한 실시예에 부가하여, 본 발명은 또한 몇가지 2차원적인 평행요소 안테나 구성을 제공한다. 2차원적인 실시예는 구성 및 전기적 배선이 보다 적은 손실을 가지게 하기 위해 최소길이의 구성 성분(component)을 사용하기가 상대적으로 용이하다.

도 11은 첫번째 예시적인 2차원적 실시예를 보여준다. 도시된 바와 같이, 상기 예시적인 플레너 안테나는 여섯번째 요소의 한쪽 끝에 고주파 입력단을 가지고 첫번째 요소의 한쪽 끝에 고주파 출력단을 가지고 직렬로 연결된 여섯개의 안테나 요소(310)(1에서 6까지 번호가 붙여져 있다)를 포함한다. 동작은 원리는 도 5 내지 도 10의 3차원적인 실시예에 관련하여 앞에서 설명한 것과 유사하다. 구체적으로는, 각 요소(310)에 의해 유도된 전기장은 구동 요소(driving element)에 수직인 축을 가진 폐쇄된 루프(closed loop)이다. 유전체 원도우 근처에서는 유도된 전기장(E-field)이 구동 요소에 거의 평행하고, 각 요소의 하부에 영상전류(image current; $J=0E$)를 발생시킨다(도 3을 보라). 더우기, 각 요소는 위상변환기($\phi_1-\phi_5$)를 통해 다음 요소로 연결되어 한 요소의 전류는 다른 요소의 전류와 실질적으로 위상이 동일하다. 각각의 동위상전류(in-phase current)에 의해 생성된 자기장(B-field)은 플라스마 내에서 상호 협력하여 보다 강한 자기장이 되어 결과적으로 보다 강한 전기장이 유도된다. 앞에서 설명한 바와 같이, 이것은 균일하고 유도 결합된 플라스마를 생성하는 효과적인 방법이다. 그 결과로서, 도 11의 안테나는 상기 안테나의 전 영역에 걸쳐 균일하고 큰 고주파 전기장을 발생시킬 수 있다.

도 11의 안테나 구성이 원형의 단면을 가진 플라스마 챔버에 응용될 수 있고 상기 요소 길이는 원 상에 놓여진 끝점을 가질 수 있다는 것을 주목해야 한다. 이 실시예는 본 발명의 안테나 설계가 하나의 배열 내에서 다양한 요소 길이에 적용될 수 있고 여전히 적합하게 동작한다는 것을 증명한다. 이 때문에, 전체적인 안테나 구성은 정사각형, 직사각형 및 원형을 포함하여 다양한 2차원적인 형상을 가질 수 있다. 게다가, 길이가 좀더 긴 요소가 쉽게 사용될 수 있기 때문에, 본 발명의 평형 요소 안테나가 평판표시소자(flat panel display)와 같은 넓은 영역의 플라스마 처리 및 300mm 및 그보다 큰 사이즈의 웨이퍼를 목적으로 하는 것과 같은 보다 큰 크기의 원형 반응기에 더할 나위없이 적합하게 된다.

또한 비록 도 11의 실시예의 평행 안테나 요소(310)가 일직선이고 2차원적인 평면 상에 있지만, 본 발명은 평면적인 구조에 한정되지 않는다. 예를 들면, 각 요소는 구부러지거나 다른 모양(예컨대, 직선형의 요소보다는 곡선형의 요소)으로 형성될 수 있고, 전 안테나 구성은 비평면적일 수 있다(예를 들면, 유전체 원도우(120)의 면상에 돔(dome)을 형성하는 것). 유리하게도, 이상에서 설명한 원리는 이러한 대체 형상에 쉽게 적용될 수 있고, 그러한 시스템은 순수하게 2차원적인 구성에 의해 제공된 것과 유사한 결과를 얻는데 사용될 수 있다.

도 11의 구성을 가진 요소들(310)에 동 위상의 전류를 공급하기 위해, 선트형의 위상변환기(1110)가 도시된 바와 같이 인접 요소들(310)의 각 쌍 사이에 위치한다. 도 11의 안테나 구성을 분석하기 위하여, 안테나는 개념적으로 펼쳐서 도 12에 도시된 바와 같이 1차원 손실성 전송선로로 근사할 수 있다. 도 12에서, 안테나로부터의 고주파 출력(RF out)은 커패시터 C_T 로 중단된다. 두 인접한 요소 사이의 각 연결점에서(즉, 각각의 노드에서), 위상변환기(1110)는 전류의 위상을 약 180° 변환시켜서 두 인접한 안테나 요소(310)의 전류가 연결점을 향해 서로 반대 방향으로 흐른다. 그러므로, 안테나가 도 11과 같이 구성되었을 때, 인접한 안테나(310)의 전류는 같은 방향으로 흐른다.

입력 임피던스의 능동 소자가 용량성인 곳에서는, 셉트 인덕터가 전류의 위상변환기(1110)로 사용될 수 있다. 도 13a 및 도 13b는 입력전압 V_1 , 전류 I_1 , 및 임피던스 z_1 과 출력전압 V_2 , 전류 I_2 및 임피던스 z_2 를 가진 셉트 위상변환기를 보여준다. z_1 의 저항과 용량성 리액턴스를 R_1 과 $-X_1$ ($X_1 > 0$)로 두면, $Z_1 = R_1 - jX_1$ 이 된다. 도 13b에 도시된 바와 같이, z_1 은 복소 R-X면에서 X축에 대하여 $\theta = \tan^{-1}(R_1/X_1)$ 의 각을 가진 벡터로 표현될 수 있다.

$R_1 \ll X_1$ 의 경우, θ 는 작고, z_2 가 z_1 의 켤레 복소수(complex conjugate), 즉 $z_2 = z_1^*$ 가 되도록 인덕턴스(L)을 선택할 수 있다. 이 조건이 되기 위해, z_2 와 z_1 사이의 위상각은 $180^\circ - 2\theta \approx 180^\circ$ 이다(도 13b를 보라). $I_1 = V_1/z_1$ 이고 $V_1 = V_2$ 이기 때문에, 따라서

$$I_2 = \frac{V_2}{z_2} = \frac{V_1}{z_1 e^{j(180-2\theta)}} = I_1 e^{-j(180-2\theta)} \approx I_1 \text{ (as } \theta \rightarrow 0)$$

I_2 의 위상은 따라서 I_1 으로부터 180° 이동하여, 위상변환기를 따라 전류는 그 방향이 역으로 된다. 인덕터를 통해 흐르는 전류는 I_1 과 I_2 량의 합이고, 셉트 인덕턴스(L)은 다음으로부터 계산될 수 있다.

$$\frac{1}{z_2} = \frac{1}{z_1} + \frac{1}{j\omega L}$$

$R_1 \ll X_1$ 및 $z_2 = z_1^*$ 인 조건에 대해,

$$\omega L \approx \frac{X_1}{2}$$

이 된다.

이를 대체하여, 만약 입력 임피던스의 능동소자가 유도성일 때, 셉트 C가 전류에 대해 위상변환기(1110)로서 사용될 수 있다. 도 14a는 셉트(C) 위상변환기를 보여준다. 분석은 앞선 셉트 L 위상변환기와 유사하다. 예를 들면, 이 Z_1 의 저항과 용량성 리액턴스를 R_1 과 X_1 ($X_1 > 0$)로 두면, $z_1 = R_1 + jX_1$ 이 된다.

$R_1 \ll X_1$ 의 경우에, θ 는 작고, z_2 가 z_1 의 켤레 복소수, 즉 $z_2 = z_1^*$ 가 되도록 정전용량을 선택할 수 있다.

$$\frac{1}{\omega C} \approx \frac{X_1}{2}$$

이러한 조건에 대해, I_2 의 위상은 I_1 으로부터 $\sim 180^\circ$ 이동하는데, 즉 전류는 거의 역방향이다.

일 수행예로써, 2인치 간격으로 떨어진 여섯개의 평형 요소(310)가 직경 11인치의 원안에 놓인다. 앞서 설명한 바와 같이, 코일 안테나의 입력단과 출력단에서 전압과 전류 파형 측정치로부터 플레너 코일 안테나에 대한 복소 전파상수(complex propagation constant; $k = \alpha + j\beta$)가 유도될 수 있다. 검토를 위해, α , β 및 유효 특성 임피던스 z_0 가 동일하다고 가정된다. 표 3에 $C_T = 60$ pF에 대한 α , β 및 z_0 , 요소 1 내지 요소 6의 실제 길이와 이에 상응하는 전기적 길이 l_1 내지 l_6 가 실려 있다.

[표 3]

$\alpha = -6.89 \times 10^{-4}/^\circ$	$\beta = 1.145^\circ / \text{in}$	$C_T = 60 \text{ pF}$	$z_0 = 110 \Omega$
--	-----------------------------------	-----------------------	--------------------

요소	#1	#2	#3	#4	#5	#6
실제 길이(in)	3.58	8.77	10.4	10.4	8.77	3.58
전기적 길이 $l_i(^{\circ})$	4.1	10.0	11.9	11.9	10.0	4.1

도 12를 참조하면, 종단 커패시터 C_T 로부터 출발하여 전개된 손실성 전송선로를 분석하기 위해 스미스 차트를 사용할 수 있다. 단순화를 위해, 이하의 논의에서 모든 임피던스는 일일이 지정될 필요가 없도록 z_0 에 대해 정규화된다.

고주파 입력단으로부터 종단 커패시터 C_T 쪽으로 볼 때의 요소 1 내지 요소 6의 입력 임피던스를 z_1 내지 z_6 로 두고, 고주파 입력단으로부터 종단 커패시터 C_T 로 볼 때의 요소 1 내지 요소 6의 출력 임피던스를 z_1 내지 z_6 로 나타낸다. 그런 뒤에, 13.56MHz에서 C_T 를 따라 임피던스 $z_1' = -j1.78$ 이다. 이에 더 나아가서, 전기적 길이 $l_1 = 4.1^{\circ}$ 인 전송선로의 첫번째 세그먼트를 따라, 만약 손실이 없다면, 반사계수 $\Gamma_1 = 1.0 @ -66.9^{\circ}$ 이 될 것이다. 손실을 고려하면, $\Gamma_1 \rightarrow \Gamma_1 \exp(-2\alpha l_1) = 0.094 @ -66.9^{\circ}$ 이 되고 이에 상응하는 $z_1 = 0.01 - j1.51$ 이다. $z_2' = z_1^* = 0.01 + j1.51$ 이 되도록 셉트 $L_1 = 976\text{nH}$ 를 선택한다. 동일한 과정이 나머지 전송선로와 위상변환기에 대해 행해진다. 결과적인 임피던스들 z_1', z_1 내지 z_6' 이 도 15의 스미스 차트에 표시되어 있다. 표 4는 $C_T = 60\text{pF}$ 에 대한 정규화된 임피던스 z_1', z_1 내지 z_6', z_6 , 반사계수 Γ_1', Γ_1 내지 Γ_6', Γ_6 및 위상변환기를 나열하고 있다.

【표 4】

요소 i	1	2	3	4	5	6
출력 Γ_i	$1 @ -58.7^{\circ}$	$0.99 @ 67^{\circ}$	$0.98 @ -47^{\circ}$	$0.96 @ 70.6^{\circ}$	$0.95 @ -46.8^{\circ}$	$0.94 @ 66.8^{\circ}$
입력 Γ_i	$0.994 @ -66.9^{\circ}$	$0.98 @ 47^{\circ}$	$0.964 @ 47^{\circ}$	$0.948 @ -70.8^{\circ}$	$0.935 @ -66.8^{\circ}$	$0.93 @ 58.6^{\circ}$
출력 z_i'	$0 - j1.78$	$0.01 + j1.51$	$0.06 - j2.3$	$0.05 + j1.41$	$0.17 - j2.3$	$0.11 + j1.51$
입력 z_i	$0.01 - j1.51$	$0.06 + j2.3$	$0.03 - j1.41$	$0.17 + j2.3$	$0.11 - j1.51$	$0.15 + j1.77$
셉트 L(nH) 또는 C(pF)	$L_1 = 976$	$C_2 = 92.8$	$L_3 = 910$	$C_4 = 92.3$	$L_5 = 981$	

이상에서 언급한 바와 같이, 도 11의 2차원 구성의 이점은 300mm 웨이퍼 및 평판 표시소자에의 응용과 같은 넓은 면적에 축적가능한 것(scalability)이다. 표 4에서 알 수 있듯이, 위상변환기(1110)는 셉트 L과 셉트 C를 교번하여 변화한다. 그 결과로, 각 안테나 요소(310)의 전기적 길이에 기인한 임피던스 변화가 후속하는 위상변환기(1110)에 의해 보정되기 쉽다. 그러므로, 이 안테나 배열의 전 임피던스는 안테나 요소(310)의 수가 증가하거나 각 요소(310)의 길이가 변화함에 따라 약간만 변하게 된다.

유리하게도, 도 11의 실시예는 배열의 요소들(310) 내에서 임의의 원하는 전류와 전압의 크기 및 위상을 얻기 위해 변형되거나 최적화될 수 있다. 본 발명의 목적은 인접한 두 요소 사이에 180° 에 가까운 위상차가 나는 전류를 얻는 것 뿐만 아니라 배열을 따라 균일하게 높은 전류와 전압의 크기를 유지하기 위한 것도 있다. 배열을 따라 균일하게 큰 값을 가지는 동위상의 전류는 효과적인 유도결합 플라즈마를 생성할 수 있다. 이상적으로 전압의 크기는 가스분배판(130) 상의 폴리머를 제거하기 위해 충분히 높은 수준에서 유지되어야 한다. 전력은 전압(V)과 전류(I) 간의 위상차(ϕ)에 의해서도 결정되기 때문에, 주어진 총 고주파 입력 전력에 대하여 동시에 상대적으로 큰 전류와 전압치를 가지는 것이 가능하다. 전력은 $P = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos\phi$ 에 의해 주어진다. 여기서 V_{rms} 및 I_{rms} 는 각각 제곱평균(root mean square) 전압 및 전류이다. ϕ 를 90° 에 가깝게 유지함으로써, V_{max} 와 I_{max} 가 커질 수 있다.

실제로, 리액턴스의 크기는 배열의 임피던스가 그 주위로 진동하는 회전점으로 선택될 수 있고, 셉트 리액턴스의 값은 그것이 연속된 각 배열 요소의 중심에서 회로 임피던스의 크기가 되도록 선택될 수 있다. 예를 들어, 주어진 $z_0=110\Omega$ 에 대하여, 정규화된 리액턴스는 첫번째 요소의 중심에서 -1이 되고, 두번째 요소의 중심에서 +1이 되며, 전 배열을 통해 이를 계속 반복하도록 선택될 수 있다.

본 발명의 실시예에 따르면, 13.56MHz에서 안테나는 각 요소의 중심에서의 임피던스가 $R \pm j110 \Omega$ (여기서 R은 저항이다)이 되도록 설계된다. 도 16에 도시된 바와 같이 도 12의 위상변환기 ϕ_1 내지 ϕ_5 에 더하여, 위상변환기 ϕ_6 (셉트 커패시터 C_6)가 고주파 입력 노드(node)에 삽입된다. 그러므로, 매칭 네트워크로부터 고주파가 ϕ_6 의 입력노드 7에 전달되고, 그 밖에 모든 것은 도 12에 도시된 것과 동일하며, 배열의 최종 요소는 C_T 에 의해 종단되는 요소 1이다. 이런식으로 설계되면, 요소의 길이가 배열의 중심에 대해 대칭적일 때, 셉트 요소도 또한 대칭적이라는 것에 주목해야 한다. 여기서 α , β 및 유효 특성 임피던스 z_0 가 표 4에서와 동일하게 취해질 수 있다. 주어진 $C_T = 99.3\text{pF}$ 에 대한, $z_0 = 110\Omega$ 에 대해 정규화된 z_1' , z_1 내지 z_6' , z_6 및 z_7 값과 위상변환기 ϕ_1 , 내지 ϕ_6 가 표 5에 나열되어 있다.

【표 5】

요소 i	1	2	3	4	5	6	노드 7
입력 z_i	0.0053 -j0.931	0.0028 j1.192	0.0296 -j0.811	0.066 +j1.235	0.0545 -j0.834	0.0841 +j1.071	13.696 -j0.455
출력 z_i'	0 -j1.075	0.0043 +j0.840	0.0243 -j1.233	0.0298 +j0.813	0.0608 -j0.813	0.0677 +j0.929	
L(nH) 또는 C(pF)	$L_1=570$	$C_2=176$	$L_3=525$	$C_4=176$	$L_5=570$	$C_6=99.3$	

I_i 를 요소 $i(i=1, 2, \dots, 6)$ 및 노드 7의 입력단(고주파 입력부에 더 가까운)에서의 전류로 두고, I_i' 를 요소 i 의 출력단(C_T 에 더 가까운)에서의 전류로 두고, V_i' 를 요소 $i(i=1, 2, \dots, 6)$ 와 노드 7의 출력단에서의 전압으로, 입력단에서의 전압 $V_i = V_{i+1}'$ 로 두어, 표 6에 표 5에서 기술된 조건 및 입력 전력 1000W에 대해 각 요소 $i(i=1, 2, \dots, 6)$ 및 노드 7에 대한 I_i , I_i' 및 V_i' 의 크기 및 위상각을 나열하였다.

【표 6】

요소 i	$(I_i)_{\text{rms}}$ (A)	각 (I_i)	$(I_i')_{\text{rms}}$ (A)	각 (I_i')	$(V_i')_{\text{r,s}}$ (V)	각 (V_i')
노드 7	0.81	+0.0 °	0.81	-0.0 °	1228	-1.9 °
6	10.40	-87.4 °	11.16	-87.9 °	1143	-2.0 °
5	12.43	+84.2 °	10.44	+84.0 °	1362	-3.0 °
4	10.02	-90.0 °	12.35	-91.0 °	1106	-3.1 °
3	12.39	+84.8 °	10.05	+85.0 °	1363	-3.9 °
2	10.39	-92.8 °	12.38	-93.3 °	1143	-3.6 °
1	11.16	+86.1 °	10.39	+86.2 °	1228	-3.8 °

다양한 요소들에서의 전류의 크기 및 위상의 일치는 선로 길이와 회로의 Q값의 함수이다. 위의 표에서 전류의 절대 위상(absolute phase)은 각 노드의 전후(즉, 두 인접 요소의 각 접점을 따라)약 +90°와 -90°의 사이에서 변화한다. 예를 들면, 위상변환기 ϕ_1 의 노드 1에서 입력 전류는 -93.3°의 위상을 가진 I_2' 이고, 반면에 출력 전류 I_1 은 +86.1°로 위상이 변화한

다. 상기 위상의 변화는 $\pm 90^\circ$ 로부터 $+2.6^\circ$ 와 -6° 사이에 있다. 인접한 두 요소 간의 전류 위상차는 평균값이 175.82° 이고 표준편차는 2.6° 이다. 그러므로, 이러한 동 위상의 전류에 의해 형성된 자기장은 전류 위상 에러로 인한 1% 이내의 불확실성을 가지고 있는 거의 완전한 동 위상이다.

본 실시예의 다른 이점은 배열에 전영역에서 전압이 균일하게 높다는 것으로, 전압은 23%의 변화(variation)를 가지고 1106V(rms)에서 1363V(rms)까지 변화한다. 높은 고주파 전압은 가스분배판(130) 상의 폴리머를 제거하는데 사용된다. 각 노드에서 셉트 요소가 사용되기 때문에, $V_i = V_{i+1}$ 이다. 전압은 각 요소를 따라 거의 선형으로 변화할 것이다. 예를 들면, 요소 3에 있어서, 양 단에서의 전압은 각각 $V_3' = 1363V(rms)$ 및 $V_3 = V_4' = 1106V(rms)$ 이다. 위 표에서 알 수 있듯이, I_1 (또는 I_1')와 V_1' 간의 위상차(ψ)는 $+90^\circ$ 또는 -90° 에 가깝다. 따라서, 동시에 매우 큰 V_{rms} 와 I_{rms} 를 가질 수 있다. C_6 는 요소 6의 입력단에서 전압을 증가시키는데 사용된다는 점에 주목해야 한다. 그렇지 않다면 V_6 는 상당히 더 낮은 값이 될 것이다.

임피던스는 요소를 따라 셉트 커패시터로부터 생성기로 이동함에 따라 감소한다. 임피던스가 감소함에 따라, 전류는 증가하고 전압은 감소한다. 예를 들면, 요소 3을 따라 $|z_3'| > |z_3|$ (표 5), $(I_3')_{rms} < (I_3)_{rms}$ 이고, $(V_3')_{rms} > (V_3)_{rms} = (V_4')_{rms}$ (표 6). 이와는 반대로, 그 다음 요소를 따라 임피던스는 셉트 인덕터로부터 생성기쪽으로 이동함에 따라 증가하고, 전류는 감소하고 전압은 증가한다. 즉, 요소 4를 따라, $|z_4'| > |z_4|$, $(I_4')_{rms} > (I_4)_{rms}$ 이고, $(V_4')_{rms} < (V_4)_{rms} = (V_5')_{rms}$ 이다. 배열이 접혀있으므로(folded), 모든 셉트 커패시터는 배열의 한쪽에 있고 모든 셉트 인덕터는 그 반대쪽에 있다. 결과적으로, 배열을 따라 전류의 크기에 일관된 점감(漸減; taper)이 존재하게 된다. 그러므로 플라즈마로의 유도 결합은 인덕터쪽으로부터 커패시터쪽으로 약간 약해지게 된다.

이 예에 있어서, 전류와 그로 말미암은 자기장은 커패시터측보다 배열의 인덕터측에서 20~25% 더 강하다. 고주파 전압은 반대로, 인덕터측에 비해 커패시터측에서 20~25% 높게 된다. 보다 높은 전압으로 인해 플라즈마에 대한 보다 높은 용량성 결합이 발생한다. 이것은 전송선로 상의 정재파의 정상적인 거동에 해당된다. 그러나, 이것을 보상하는 데에는 다양한 방법들이 있다. 요소의 크기와 이에 따른 특성 임피던스는 요소들이 배열의 커패시터측에서 더 낮은 임피던스를 갖도록 테이퍼(taper)지게 할 수 있다. 이를 대신하여, 배열 상의 접지면(ground plane)은 커패시터측에서 배열에 더 가깝도록 경사지게 할 수 있다. 이러한 접근 방식 또는 양자의 결합 중 어느 방식이나 고주파 전류 뿐 아니라 전압을 동등하게 하기에 용이하다. 배열이 어느 정도 사다리꼴 형이 되도록 인덕터측에서 배열의 간격이 증가될 수 있다. 이것은 전기장이 아니라 자기장을 동등하게 하기 쉽다.

본 발명의 다른 관점에 따르면, 안테나 구성의 평행축(parallel axis)의 좌측 및 우측에 대칭적으로 위치한 요소의 한 쌍이 서로 연결되고 고주파 전력이 공급된다. 도 17 및 도 18은 그러한 실시예로써 두개의 배열예를 보여준다. 요소들과 위상변환기는 평행축에 대해 대칭이 되도록 선택되기 때문에, 안테나 요소를 따라 결과적인 전류와 전압은 평행축에 대해 대칭이다. 하나의 위상변환기가 덜 요구되고, 따라서 위상변환기와 관련된 복잡성과 손실이 감소된다. 더우기, 요소들 간의 전류 및 전압의 근소한 차이 때문에, 서로 다른 요소 쌍으로 고주파 전류를 공급함에 의해, 예컨대 도 17에서 #1(I_1) 쌍 및 도 18에서 #3(I_3) 쌍으로 고주파 에너지를 공급함으로써 전류와 전압은 대칭이 되게 조정될 수 있다. 이를 대신하여 고주파 에너지는 #2 쌍으로 공급될 수 있다. 이 능력은 어떤 상황에서, 예컨대 챔버가 웨이퍼 전달을 위한 개구부 및 가열된 라이너(heated liner)의 개구부로 인해 비대칭성을 가질 때(이 경우에 플라즈마 밀도는 챔버 벽 근처에서 감소하게 된다), 특별히 설계될 수 있다. 유리하게도, 안테나 배열 전영역에서 전류와 전압분포를 조종함으로써, 그러한 비대칭성이 보상될 수 있다.

도 17과 도 18의 배열에 있어서, 고주파의 동조(tuning)는 앞서 기술된 실시예들과 비교할 때 상당히 다르다. 예를 들면, 각 요소 쌍이 전기적으로 평행상태이기 때문에 전 안테나 임피던스는 거의 절반이 된다.

본 발명에 따른 다른 실시예가 도 19에 도시되었는데, 전 평행요소 안테나 어셈블리(assembly)는 인접 요소들(310) 사이의 원형(circular) 연결을 제공하기 위해(예를 들면, 플라즈마 반응기의 원형 대칭을 맞추기 위해) 형성된 단일 전도편(conducting piece)를 사용하여 구성된다. 도 19의 안테나 어셈블리는 단일하고, 속이 비지 않은 금속 또는 그 내부를 냉매가 흐를 수 있도록 속이 빈 금속(도 19에 도시된 단면을 가진) 중의 하나일 수 있다. 속이 빈 금속의 경우에, 안테나는 단일한 사각형의 튜브 또는 땀납(brazed or soldered)되거나 다른 기계적 및 전기적으로 결합된 두 부분일 수 있다. 각 셉트 위상변환기(1110)은 각 노드로부터 접지(ground)로 연결된다. 고주파 에너지가 공급되는 중심 노드를 제외하고, 다른 노

드들은 두 요소 간의 연결 중심으로부터 떨어져 있다. 예를 들면, 노드 1(또는 노드 2')은 요소 1과 요소 2 사이 연결 배선의 중심에 있지 않고, 오히려 요소 2에 가깝다. 이러한 방식으로, 각 안테나 요소의 여분의 원형 연결 배선으로 인한 더 많은 고주파 에너지가 플라즈마에 결합될 수 있다.

도 19에는, 우측 제 1 요소로부터 시작되는 총 여덟개의 평행요소(310)이 있다. 노드 i ($i=1$ 내지 8)를 고주파 입력단으로부터 종단 커패시터 C_T 를 향해 볼 때 요소 i 의 입력단으로 두고, i' 이 고주파 입력단으로부터 C_T 를 향해 볼 때 출력단을 나타내도록 한다. 고주파 에너지는 평행축(y 축)의 왼쪽에 위치한 요소들이 오른쪽에 위치한 요소들과 대칭이 되도록 중심 노드 4로 공급되고 노드 1'에서 C_T 에 의해 종단된다. 이 대칭성으로 인해, 전 안테나의 완전한 이해를 위해 안테나의 한 쪽의 분석만이 요구된다. 다음의 분석에는 오른쪽 요소들이 사용되었다.

l_i 를 요소 i 를 따라 노드 i 로부터 x 축까지의 길이로 두고, 반면 l_i' 은 요소를 따라 노드 i' 으로부터 x 축까지의 길이를 나타낸다. 앞에서와 같이, 플래너 코일 안테나에 대한 복소 전파상수($k=\alpha+j\beta$)는 코일 안테나의 입력과 출력에서의 전류와 전압의 파형을 측정하여 추론할 수 있다. 검토를 위해, α , β , 유효 특성 임피던스 z_0 는 여기서 동일한 것으로 가정된다. 표 7은 α , β , z_0 , 전기적 길이 l_1 내지 l_4 및 l_1' 내지 l_4' 을 나열하고 있다.

[표 7]

$\alpha=6.89 \times 10^\circ$			$\beta=1.145^\circ/\text{인치}$			$z_0=110\Omega$		
요소	#1		#2		#3		#4	
전기적 길이	l_1'	l_1	l_2'	l_2	l_3'	l_3	l_4'	l_4
(인치)	2.7"	4.45"	4.05"	5.40"	4.83"	6.28"	5.30"	6.1"
($^\circ$)	3.1°	5.1°	4.64°	6.2°	5.53°	7.2°	6.07°	7.0°

z_i 를 고주파 입력단에서 종단 커패시터 C_T 로 볼 때의 노드에서 대응되는 위상변환기를 배제한, 노드 i 에서 요소 i 의 입력 임피던스로 두고, z_i' 은 고주파 입력단에서 종단 커패시터 C_T 로 볼 때의 노드에서 대응하는 위상변환기를 배제한 노드 i' 에서의 요소 i' 의 출력 임피던스를 나타낸다. 그리고 표 8은 정규화된 임피던스 z_1' , z_1 내지 z_4' , z_4 (z_0 에 대해 정규화된다), C_T 및 이에 대응되는 위상변환기의 값을 나열하고 있다.

[표 8]

요소 i	1	2	3	4
입력 z_i	$0.1-j0.84$	$0.03+j1.24$	$0.04-j0.78$	$0.09+j1.28$
출력 z_i	$0-j1.12$	$0.01+j0.85$	$0.03-j1.21$	$0.04+j0.81$
L (nH) 또는 C (pF)	$C_T=95.5$	$L_1=545$	$C_2=174$	$l_3=512$

일단 우측 요소들이 분석되면, 좌측 요소들은 동일한 위상변환기를 가지고 우측 요소들에 대해 대칭적이다. 즉, 노드 8에서 C_T 로부터 시작하여 중심(node 4)방향으로 움직여서 상기 표와 동일한 결과를 얻을 수 있다. 더우기, y 축 좌측의 노드 8은 대칭인 대응물인 우측의 노드 1에 직접 연결될 수 있고, 따라서, 만약 두 개의 노드가 분리된다면 두 개의 C_T 로 되는, 단일한 공통(common) 커패시터 $C_T=2 \times 95.5=191\text{pF}$ 에 의해 종단될 수 있다. 전 입력 임피던스(overall input impedance)는 z_0 에 대해 정규화된 $z_4/2=0.045+j0.64$ 또는 $4.95+j70.4\Omega$ (정규화되지 않았을 때)와 같게 된다.

도 20은 도 19에 도시된 동일한 안테나 어셈블리를 사용하여 직렬로 안테나에 고주파를 공급하는 것을 도시한 것이다. 도 20에서, 고주파 에너지는 노드 8에서 안테나 요소 8에 공급되어, 각 요소를 통해 순차적으로 전파하여, 제 1 노드 1'에서 커패시터 C_T 에 의해 중단된다. 정규화된 임피던스 z_1' , z_1 내지 z_8' , z_8 (z_0 에 대해 정규화된), C_T 및 대응 위상변환기가 아래의 표 9에 나열되어 있다.

[표 9]

요소 i	1	2	3	4	5	6	7	8
입력 z_i	0.01-j0.84	0.03+j1.24	0.04-j0.78	0.09+j1.28	0.07-j0.81	0.12+j1.21	0.10-j0.85	0.14+j1.11
출력 z_i'	0-j1.12	0.01+j0.85	0.03-j1.21	0.04+j0.81	0.09-j1.28	0.07+j0.77	0.13-j1.24	0.10+j0.83
L(nH) 또는 C(pF)	$C_T=95.5$	$L_1=545$	$C_2=174$	$L_3=512$	$C_4=166$	$L_5=514$	$C_6=172$	$L_7=550$

커패시터 C_T 와 첫 3개의 위상변환기는 표 8에서 보여준 것과 동일하다. 중심에서의 위상변환기를 제외하고, y축 좌측의 위상변환기들은 우측의 위상변환기들과 거의 대칭적이다. 더구나, 모든 인덕턴스와 정전용량의 변화는, 인덕턴스에 대하여 최고 7.4%, 정전용량에 대하여 최고 4.8%로 상대적으로 작다. 실제적인 관점으로부터 주목할 만한 편차(deviation)나 에러를 도입하지 않고 모든 인덕터 또는 커패시터에 대해 하나의 고정값을 단순하게 사용하는 것이 가능하다. 게다가, 절대 인덕턴스 및 정전용량이 상대적으로 작아서, 본 발명의 안테나 시스템은 제조하기가 쉽다. 전 입력 임피던스는 $z_8=0.14+j1.11$ (z_0 에 대해 정규화된)이거나 $15.4+j122.1\Omega$ 과 같다.

병렬 RF 공급(parallel RF feeding) 방법(예컨대, 도 19에 도시된 것과 같이)을 직렬 공급(series feeding) 방법(예컨대, 도 20에 도시된 것과 같이)과 비교하면, 병렬 공급방법은 낮은 임피던스와 높은 Q를 갖는 반면, 직렬 공급방법은 높은 임피던스와 낮은 Q값을 갖는다. 전자의 경우에 전 리액턴스는 후자의 약 반절인 반면, Q 인자는 거의 두배가 되어야 한다. 낮은 임피던스 안테나는 평판 표시소자와 같은 넓은 영역의 플라즈마 공정에 바람직하다. 그러나, 높은 Q 값을 갖는 회로는 매칭 네트워크가 플라즈마 임피던스에 정합하기 곤란하게 만든다.

이 두 경우의 전압과 전류를 분석하기 위해, 전력 P_{load} 가 부하에 전달되는 상황을 고려한다. 부하 임피던스는

$$z = |z| e^{j\theta} = R + jX$$

로 가정하면,

P_{load} 는 다음과 같이 주어진다.

$$P_{load} = \frac{1}{2} V_0 I_0 \cos\phi = \frac{1}{2} I_0^2 |z| \cos\phi = \frac{1}{2} I_0^2 R$$

여기서, V_0 와 I_0 는 각각 전압(V)과 전류(I)의 피크 진폭(peak amplitude)을 나타내며, ϕ 는 V와 I의 위상차이다(그리고 또한 $V = I \cdot z$ 이고 $V_0 = I_0 |z|$ 이다). 동일한 입력 전력 P_{load} 가 주어지면, 전자의 경우 안테나 입력단에서 전류는 전자의 저항 R이 후자에 비해 3배 작으므로 후자의 전류에 비해 약 1.8배(3의 제곱근)이다. 그러나, 전자의 경우 전류는 평행하게 분기된 두 부분으로 흐르기 때문에 전자의 경우 각 요소로 흐르는 실제전류는 후자의 것 보다 작은 약 0.9배이다. 그러므로, 직렬공급의 경우 플라즈마에의 유도 결합은 병렬 공급시의 전류보다 약간 많게 된다.

병렬 공급방법의 하나의 이점은 안테나 요소를 따라 결과적인 전류와 전압이 평행축(y축)에 대해 대칭적이라는 것이고, 위상변환기가 하나 덜 필요하여 위상변환기와 관련된 복잡성과 손실을 줄일 수 있다는 것이다. 그리하여 특정 응용분야에 따라 둘 중 하나의 공급방법이 사용될 수 있다.

안테나의 동조특성(tuneability)을 분석하기 위해, 먼저 안테나 어셈블리가 하나의 특정 임피던스에서, 예컨대 하나의 공정 조건집합에 대하여 $z_0=110\Omega$, 작동하도록 설계되었다고 가정하고, 모든 섀트 위상변환기가 이 특정 임피던스에 대해 섀트된다. 일단 위상변환기가 결정되면, 위상변환기들은 다른 공정을 위해 고정되는 것이 바람직하다. 공정이 변화할 때, 예컨대 불화탄소(fluoro carbon)계의 화학 식각공정에서 폴리머의 산소 세정공정(oxygen cleaning)으로 변화되면, 플라즈마 밀도와 쉬쓰 두께(sheath thickness)가 변화되고, 이것은 구동 안테나로부터 플라즈마로의 전기적 결합에 영향을 미친다. 더 중대한 것으로, 두 인접한 평형 요소간의 위상관계가 변화될 수 있다.

안테나와 플라즈마 시스템은 RF를 전도하는 안테나 및 접지경로로서의 플라즈마를 가진 손실성 전송선로인 것으로 간주될 수 있다. 두 전도체 사이에는, 유전체 윈도우(120), 가스분배판(130) 및 플라즈마 쉬쓰가 있다. 전송선로는 유전체 윈도우, 가스분배판 및 플라즈마 쉬쓰를 통해 안테나와 플라즈마 사이에 분포된 섀트 정전용량을 가진다. 두 평행판 사이의 정전용량은

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d}$$

여기서, ϵ_r 은 두 평판 사이에 있는 물질의 유전상수(dielectric constant), ϵ_0 는 진공의 유전율(permittivity), A는 판의 면적 및 d는 판의 간격이다. 현재의 산화물 에처(etcher)에서, 윈도우는 약 0.5" 두께이고 유전 상수 $\epsilon_r = 0$ 인 질화 알루미늄(AlN)으로 만들어진다. 가스 분배판은 약 0.25" 두께이고 $\epsilon_r = 9$ 인 질화규소(SiN)으로 만들어진다. 쉬쓰의 두께가 d_{sheath} 이고 $\epsilon_r \approx 1$ 으로 가정하면, 전 정전용량(overall capacitance) C_{tot} 은 안테나와 플라즈마 사이의 직렬로 된 모든 정전용량의 합이다.

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_{Window}} + \frac{1}{C_{GDP}} + \frac{1}{C_{Sheath}} = \left[\frac{0.75inch}{9} + d_{sheath} \right] / \epsilon_0 A = \frac{0.75inch}{\epsilon_{eff} \epsilon_0 A}$$

여기서 C_{window} , C_{GDP} 및 C_{sheath} 는 각각 유전체 윈도우, 가스분배판 및 플라즈마 쉬쓰의 정전용량이다. 또한 ϵ_{eff} 는 플라즈마가 존재할 때의 유효 유전상수이다. 전형적인 유도성 플라즈마의 경우, $d_{sheath} \sim 0.2mm$ (예를 들어, 리버만(Michael A. Lieberman)씨와 리첸버그(Allan J. Lichtenberg)씨의 "Priciples of Plasma Discharge and Materials Processing"(p 395, A Wiley-Interscience Publication, New York, 1964)라는 제하의 논문을 보라)이고, 따라서 쉬쓰에 의한 C_{tot} 에의 기여는 훨씬 작고 C_{tot} 은 C_{window} 와 C_{GDP} 에 의해 지배된다. 단순화하기 위해, 유효 유전상수(ϵ_{eff})의 변화시킴에 따라 C_{tot} 에 대한 d_{sheath} 의 영향을 생각할 수 있다. d_{sheath} 가 증가할 때, ϵ_{eff} 은 감소하고, C_{tot} 가 감소한다.

전송선로는 주로 복소 전파상수($k=\alpha+j\beta$)와 특성 임피던스 z_0 에 의해 특징지어진다. 위상상수 β 는 위상속도(phase velocity) V_{phase} 에 의해 결정된다.

$$\beta = \frac{\omega}{V_{phase}} \approx \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

여기서 $\omega=2\pi f$ 이고 f는 RF 주파수이며, c는 빛의 속도이다. 1차 근사(first order approximation)를 위해, V_{phase} 는 주로 유전체(윈도우와 가스분배판)에 의해 결정되고, 따라서 플라즈마 쉬쓰는 β 에 상대적으로 작은 영향을 미친다. 저손실 전송선로에 대해, 특성 임피던스 z_0 는 다음과 같이 주어진다.

$$z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \propto \frac{1}{\sqrt{C_{tot}}} \propto \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

여기서 L은 단위 길이당 직렬 인덕턴스, C는 단위 길이당 섀트 정전용량을 나타낸다. 쉬쓰 두께가 증가함에 따라, 안테나와 플라즈마 간의 용량성 결합은 감소한다. 즉, C_{tot} 가 감소하고, 그에 따라 z_0 가 증가한다. 그러나, z_0 의 변화량은 상대적으로 작다. 예를 들면, 만약 $d_{sheath} = 0.2mm$, $\beta = 1.145^\circ/\text{인치}$ 및 $z_0 = 110\Omega$ 이면, ϵ_{eff} 은 8.22이다. d_{sheath} 가 0.5mm로 2.5배 증가하면, ϵ_{eff} 는 7.28로 변하며, β 는 $1.078^\circ/\text{인치}$ 로 6% 감소하고, z_0 는 117Ω 으로 6% 증가한다.

13.56MHz에서, 두 인접한 요소의 두 중심점 간의 위상변화가 180° 가 되도록 $d_{\text{sheath}} = 0.2 \text{ mm}$, $\beta = 1.145^\circ/\text{인치}$ 및 $z_0 = 110\Omega$ 이 처음에 선택된다. d_{sheath} 가 0.5mm로 증가할 때, 두 인접한 중심점 간의 전류 위상차는 186° 가 되는데, 이것은 벡터합시 단지 0.5%의 편차(deviation)만을 유발한다. 이러한 의미에서, 플라즈마가 변화할 때, 안테나는 꽤 좋은 위상관계를 유지할 수 있다.

β 와 z_0 가 반대방향으로 변하기 때문에, 특히 많은 요소들이 직렬로 연결되었을 때, 모든 안테나 요소의 중심점을 따라 위상각과 리액턴스는 조화되지 않거나 왜곡되기 쉽다. 예를 들면, 중심점에서의 리액턴스는 초기 $\beta = 1.145^\circ/\text{인치}$ 이고 $z_0 = 110\Omega$ 에 대하여 $-j110\Omega$ 과 $+j110\Omega$ 사이에서 택일적으로 변한다. d_{sheath} 가 0.5mm까지 증가될 때, 직렬 고주파 공급(도 20)에 대한 중심점에서의 비정규화된 리액턴스는 요소 1 내지 8에 대하여 각각 $-j111\Omega$, $+j108\Omega$, $-j116\Omega$, $+j103\Omega$, $-j123\Omega$, $+j99.5\Omega$, $-j130\Omega$ 및 $+96\Omega$ 이다. 요소 1에서 8로 이동해 감에 따라, 다른 각 요소에서의 유도성 리액턴스는 감소하는 경향이 있는 반면에 용량성 리액턴스는 증가하는 경향이 있는데, 이것은 마지막 몇 요소에서 왜곡 효과(skewing effect)의 증폭을 초래한다. 전류 크기의 실질적인 변화를 초래할 수 있다.

이러한 왜곡을 보상하는 방법의 하나는 고주파의 주파수를 변화시키는 것이다. 주파수가 변할 때, 셉트 인덕터의 리액턴스는 셉트 커패시터의 리액턴스와는 반대방식으로 변하는데, 이것은 리액턴스에 유사한 왜곡효과를 발생시킬 수 있다. 만약 주파수가 적당한 방향으로 변화된다면, 플라즈마 변화에 기인한 효과를 상쇄시킬 수 있다. 상기 예에서, 주파수가 증가하면, 각 셉트 인덕터 다음의 리액턴스는 증가하고 각 셉트 커패시터 다음의 리액턴스는 감소한다. 특히, d_{sheath} 가 0.5mm로 증가되었을 때, 주파수를 13.56MHz로부터 13.70MHz로 약간 조절하면, β 는 주파수에 비례하기 때문에 β 는 $1.089^\circ/\text{인치}$ 로 약간 변하여, 두 인접한 중심점 사이의 위상차는 여전히 평균 186.3° 이고, 직렬 RF 공급(도 20)에 대한 중심점에서의 비정규화된 리액턴스는 요소 1 내지 8에 대하여 각각 $-j110\Omega$, $+j111\Omega$, $-j109\Omega$, $+j112\Omega$, $-j110\Omega$, $+j112\Omega$, $-j110\Omega$ 및 $+j112\Omega$ 가 되고, 결국 모든 요소를 따라 매우 균일한 리액턴스를 나타낸다. 그러므로, 모든 요소들 사이의 전류는 균일하게 조절될 수 있다.

도 21은 본 발명에 따른 직사각형 대칭을 가진 반응기에 사용될 수 있는 직사각형의 평형 안테나 배열을 보여준다. 평판 표시소자와 같은 직사각형(또는 정사각형)의 물건을 처리하기 위하여 직사각형(또는 정사각형)의 챔버를 사용하는 것이 가능하다. 각 요소는 동일한 길이를 가지고 전 어셈블리는 쉽게 구성될 수 있다. 이상에서(도 11 및 도 20과 관련하여) 논의한 동일한 구성원리가 도 21의 안테나에도 다시 적용될 수 있다. 노드 10에서 10번째 안테나 요소 10에 공급되는 고주파 에너지는 각 요소를 순차 진행하여 노드 1'에서 커패시터 C_T 에 의해 최종적으로 종단된다.

전술한 것은 본 발명의 원리, 바람직한 실시예 및 동작 모드에 대해 기술하였다. 그러나, 본 발명은 검토된 특수한 실시예에 한정되는 것으로 해석되어서는 안될 것이다. 그리하여, 이상 기술된 실시예는 한정적이라기 보다는 예시적인 것으로 간주되어야 하며, 기술분야의 숙련자들에 의해 다음의 청구항에 의해 한정되는 본 발명의 범위를 벗어남이 없이 이상의 실시예들에 변경이 가해질 수 있음이 인식될 수 있을 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

챔버 내로 전자기장의 경로를 형성하는 윈도우를 가진 플라즈마 반응챔버 및 상기 챔버 내로 처리가스를 유입하도록 배치된 처리 가스 공급기;

최소한 두 개의 안테나 세그먼트를 포함하고 상기 최소한 두 개의 안테나 세그먼트가 서로에 대하여 인접하면서 평행한 위치에 위치하고 또한 서로 전기적으로 직렬연결되고, 상기 챔버의 윈도우 외부표면에 근접하여 위치한 고주파 안테나;

상기 안테나에 결합되고, 상기 안테나 세그먼트 내에 상기 처리가스를 여기시키고 이온화하는데 효과적인 전자기장을 유도하여 상기 챔버 내에 플라즈마를 생성시키기 위한, 고주파 전류를 동조시키기 위해 배치된 고주파 소스;

제 1 및 제 2 안테나 세그먼트를 상호 연결하고 상기 제 1 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시방향이 상기 제 2 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시방향과 동일하도록 안테나에서의 고주파 전류흐름을 분포시키기 위하여 배치된 위상변환기를 포함하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 2.

제 1 항에 있어서, 상기 생성 플라즈마의 밀도는 상기 최소한 두 안테나 세그먼트에 의해 걸쳐진 영역 내에서 균일한 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 3.

제 1 항에서 있어서, 상기 위상변환기는 커패시터를 포함하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 4.

제 1 항에 있어서, 상기 위상변환기는 인덕터를 포함하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 5.

제 1 항에 있어서, 상기 위상변환기는 고주파 전류가 접지로 셉트되도록 배치된 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 6.

제 1 항에 있어서, 상기 위상변환기는 고주파 전류와 직렬로 배치된 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 7.

제 1 항에 있어서, 상기 최소한 두 개의 안테나 세그먼트는 동일 평면상에 있는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 8.

제 1 항에 있어서, 상기 제1 및 제2 안테나 세그먼트는 직선인 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 9.

제 1 항에 있어서, 상기 제1 및 제2 안테나 세그먼트가 매끈하며 만곡된 표면에 놓인 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 10.

제 9 항에 있어서, 상기 만곡된 표면은 돔형인 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 11.

제 9 항에 있어서, 상기 만곡된 표면은 반구형인 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 12.

제 9 항에 있어서, 상기 만곡된 표면은 반쪽의 실린더형인 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 13.

제 1 항에 있어서, 상기 안테나는 상기 반응챔버의 단면적에 적합한 형상이 되는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 14.

제 1 항에 있어서, 상기 최소한 두 개의 안테나 세그먼트는 단일 전도요소가 분할된 것임을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 15.

제 1 항에 있어서, 상기 안테나는 셋 또는 그 이상의 안테나 세그먼트를 포함하고, 각 안테나 세그먼트는 위상변환기를 통해 최소한 하나의 다른 안테나 세그먼트에 연결되고, 위상변환기는 안테나에서 고주파 전류의 흐름을 분포시키는데 효과적어서 각 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시 방향이 동일한 것을 특징으로 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 16.

제 1 항에 있어서, 상기 최소한 두 개의 안테나 세그먼트는 단일한 고주파 전력소스에 의해 동력이 공급되는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 17.

삭제

청구항 18.

제 1 항에 있어서, 두 개의 인접한 안테나 세그먼트는, 상기 두 인접한 안테나 세그먼트 중 하나의 세그먼트의 첫 끝단이 상기 두 개의 인접한 안테나 세그먼트의 다른 한쪽 세그먼트의 가장 가까운 끝단에 결합하도록 상호연결된 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 19.

제 1 항에 있어서, 상기 두 인접한 안테나 세그먼트는, 상기 두 인접한 안테나 세그먼트 중 하나의 세그먼트의 첫 끝단이 상기 두 개의 인접한 안테나 세그먼트의 다른 한쪽 세그먼트의 반대쪽 끝단에 결합하도록 상호연결된 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 20.

제 1 항에 있어서, 상기 최소한 두 개의 안테나 세그먼트는 고주파 전류가 각 연속적인 안테나 세그먼트를 순차적으로 통과하도록 직렬로 공급되는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 21.

제 1 항에 있어서, 상기 고주파 안테나는 최소한 부분적으로는 병렬로 공급되는 최소한 하나의 안테나 세그먼트 대칭쌍을 더 포함하고, 상기 최소한 하나의 안테나 세그먼트 대칭쌍에 고주파 전류가 동시에 가해지는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 22.

제 1 항에 있어서, 각 안테나 세그먼트는 중심 전도체 및 전기적으로 격리된 외부 전도층을 포함하여, 제 2 고주파 소스가 상기 각 전도층에 결합되고 안테나로 고주파 전압을 제공하도록 배치되어, 고주파 전압이 플라즈마에 독립적인 용량성 결합을 제공하는데 효과적인 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 23.

제 1 항에 있어서, 각 안테나 세그먼트의 크기와 이에 따른 각 안테나 세그먼트의 특성 임피던스는 상기 안테나 전역에서의 불균형을 보상할 수 있게 조정되어 안테나의 전역에서 고주파 전압 및 전류를 동등하게 하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 24.

제 1 항에 있어서, 안테나에 근접하여 위치한 접지면을 더 포함하고, 상기 접지면은 상기 접지면의 제 1 부분이 상기 접지면의 제 2 부분보다 더 안테나에 가깝도록 위치되어, 접지면의 위치가 안테나 전역에서의 불균형을 보상하는데 효과적이고 따라서 안테나 전역에서 고주파 전압과 전류를 동등하게 하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마 발생장치.

청구항 25.

처리가스를 플라즈마 반응챔버로 유입하는 단계; 및

서로에 대하여 인접하면서 평행한 위치에 위치하고 또한 서로 전기적으로 직렬연결되는 최소한 두 개의 안테나 세그먼트를 포함하는 안테나에 고주파 전류를 인가하여, 제 1 및 제 2 안테나 세그먼트는 상기 챔버의 윈도우 외부 표면에 근접하여 배치되고 위상변환기를 통해 상호 연결되며, 상기 위상변환기는 상기 제 1 안테나 세그먼트에서의 고주파 전류의 순시방향이 상기 제 2 안테나에서의 고주파 전류의 순시방향과 동일하여 상기 안테나에서 고주파 전류 흐름을 분포시키는데 효과적이고, 상기 안테나에서의 고주파 전류는 상기 처리가스를 여기시키고 이온화시키는데 효과적이므로 이에 의해 챔버 내에서 플라즈마를 생성시키는 단계를 포함하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 26.

제 25 항에 있어서, 생성된 플라즈마의 밀도는 상기 최소한 두 안테나 세그먼트에 의해 걸쳐진 영역에서 균일한 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 27.

제 25 항에 있어서, 상기 위상변환기는 커패시터를 포함하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 28.

제 25 항에 있어서, 상기 위상변환기는 인덕터를 포함하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 29.

제 25 항에 있어서, 상기 위상변환기는 고주파 전류를 접지에 선트하도록 배치된 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 30.

제 25 항에 있어서, 상기 위상변환기는 고주파 전류에 대해 직렬로 배치된 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 31.

제 25 항에 있어서, 상기 플라즈마는 기관 또는 상기 기관 상에 증착된 박막을 식각함에 의해 반도체 기관을 처리하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 32.

제 25 항에 있어서, 상기 반도체 기관은 300mm 반도체 기관과 평판 표시소자 중 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

청구항 33.

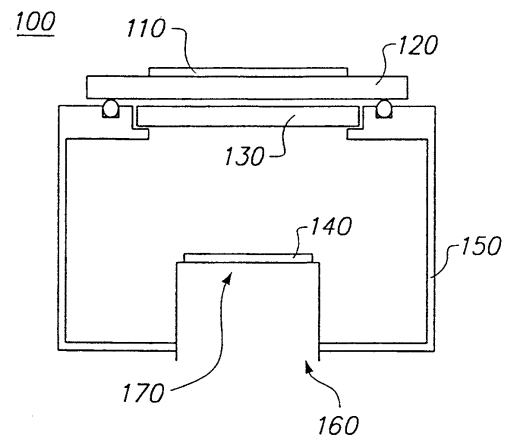
삭제

청구항 34.

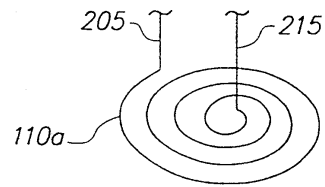
제 25 항에 있어서, 안테나 세그먼트 각각은 전도셀드에 의해 둘러싸여 있고, 상기 방법은 상기 전도셀드에 고주파 전력을 인가하는 단계를 포함하여 이에 의해 플라즈마에 독립된 용량성 결합을 제공하는 것을 특징으로 하는 트랜스포머 결합 플라즈마를 생성하는 방법.

도면

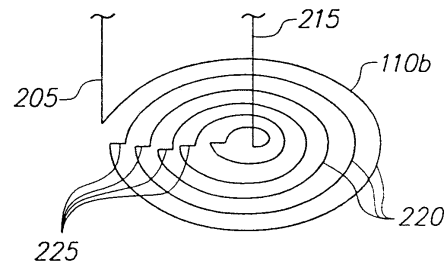
도면1



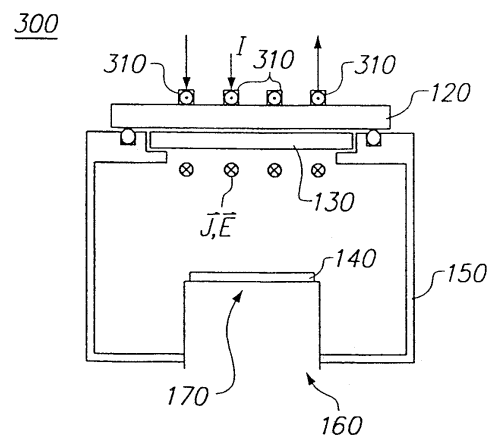
도면2a



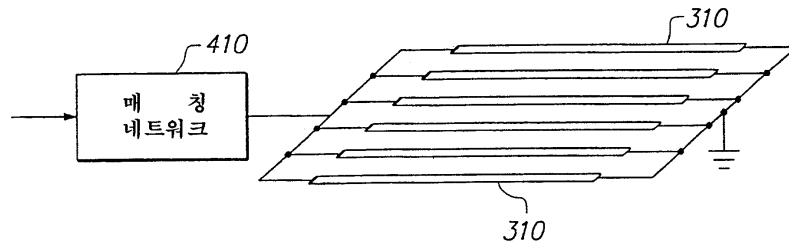
도면2b



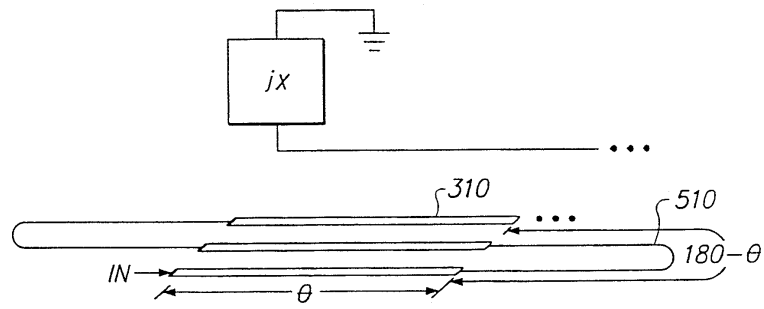
도면3



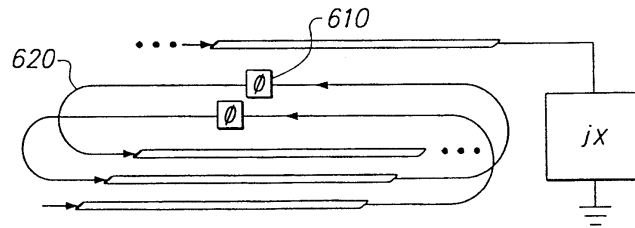
도면4



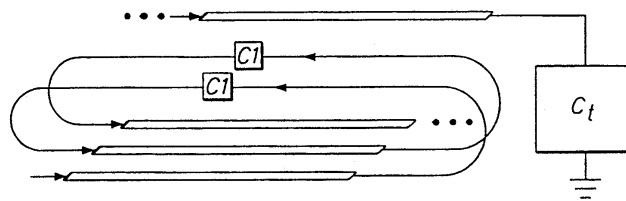
도면5



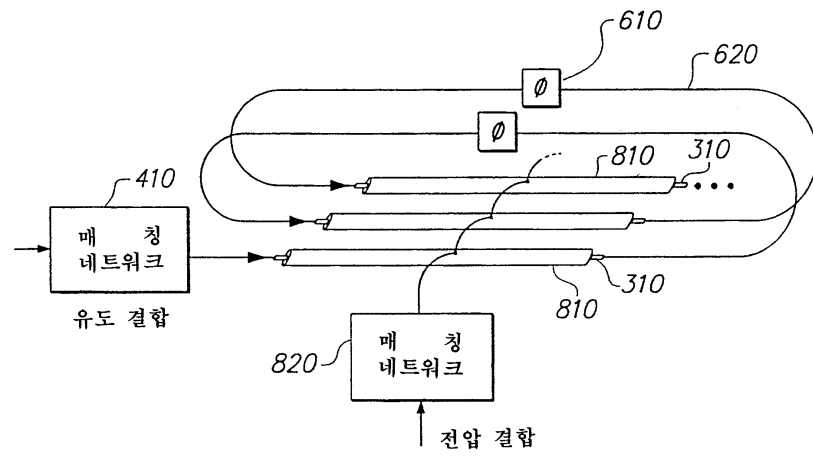
도면6



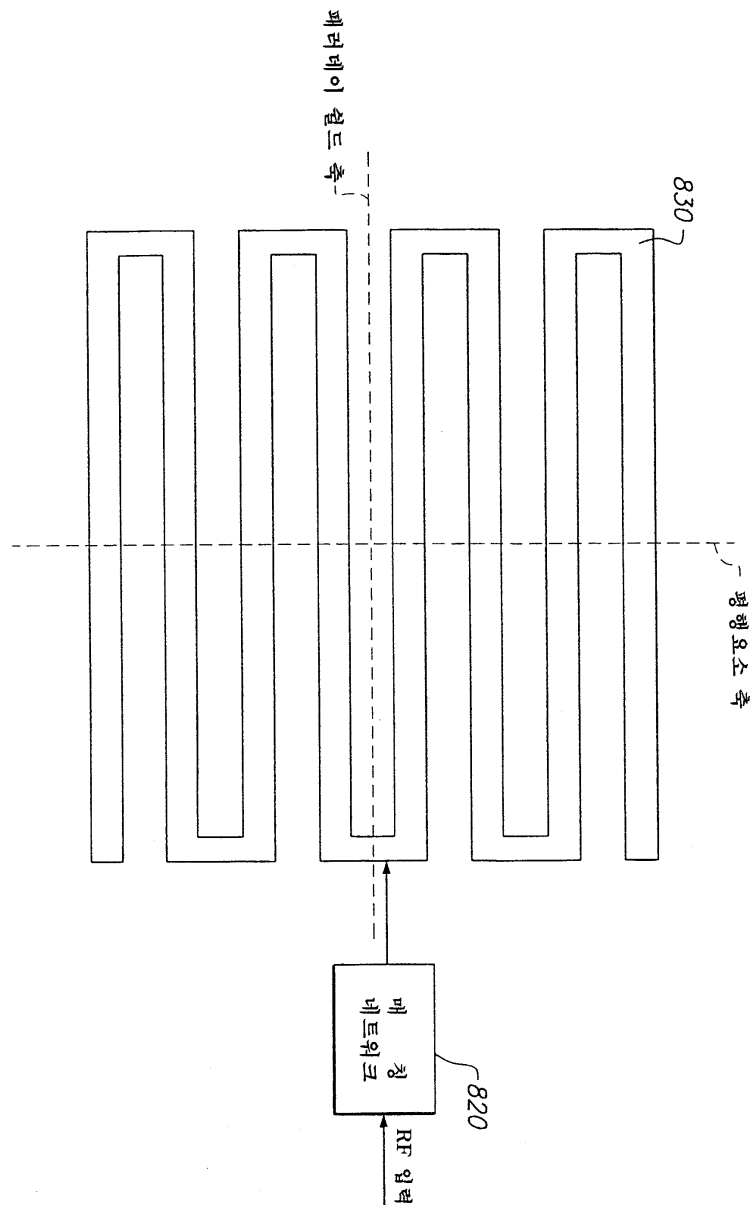
도면7



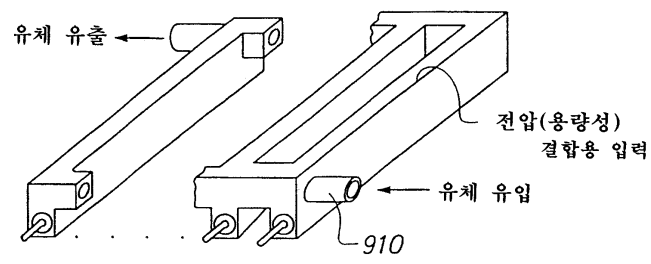
도면8a



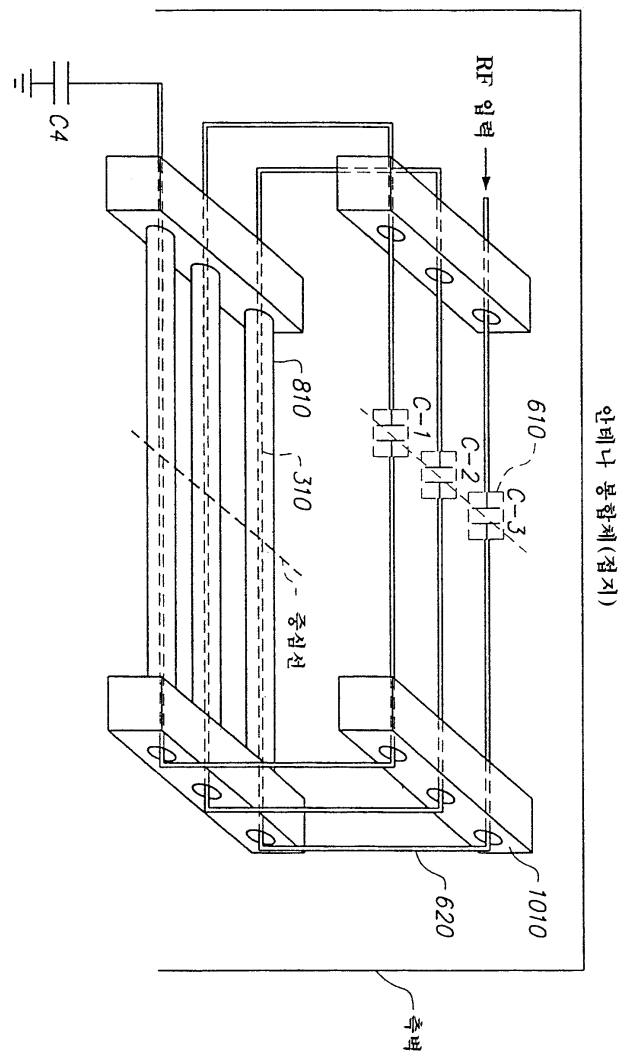
도면8b



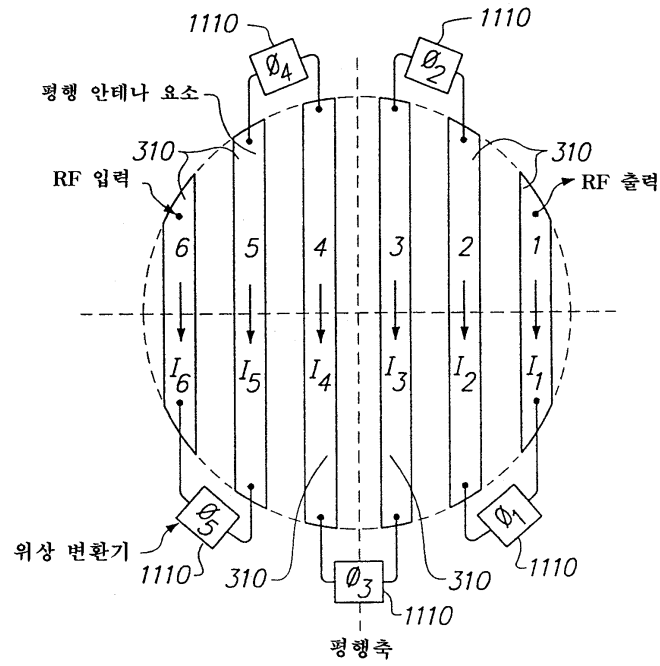
도면9



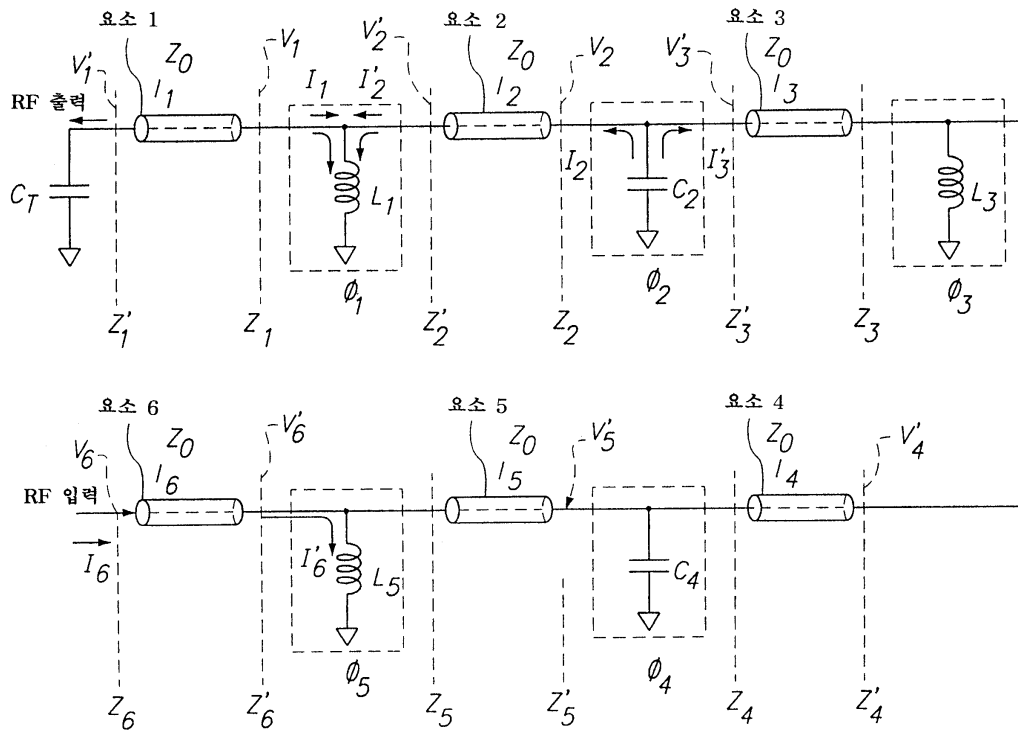
도면10



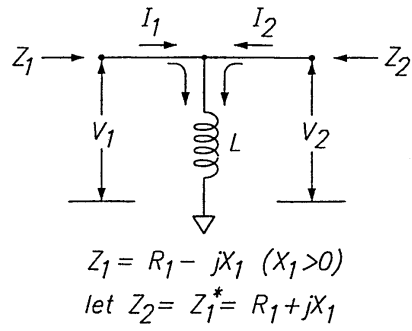
도면11



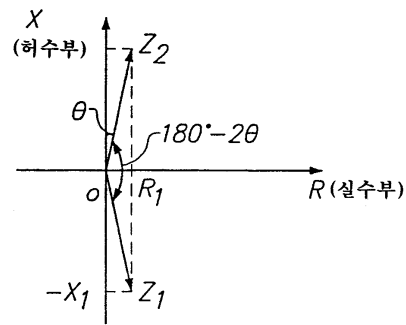
도면12



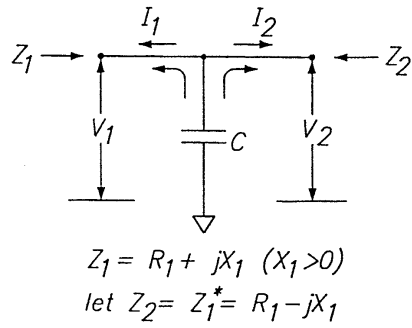
도면13a



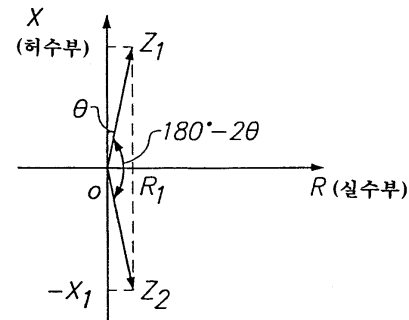
도면13b



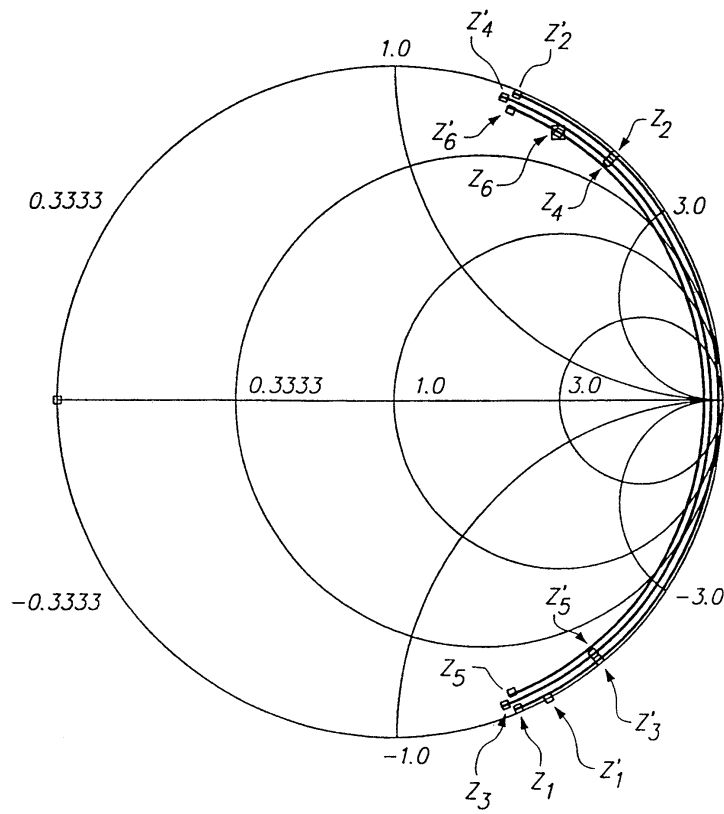
도면14a



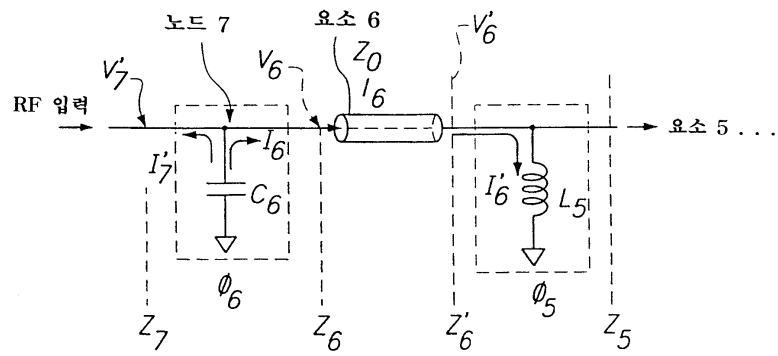
도면14b



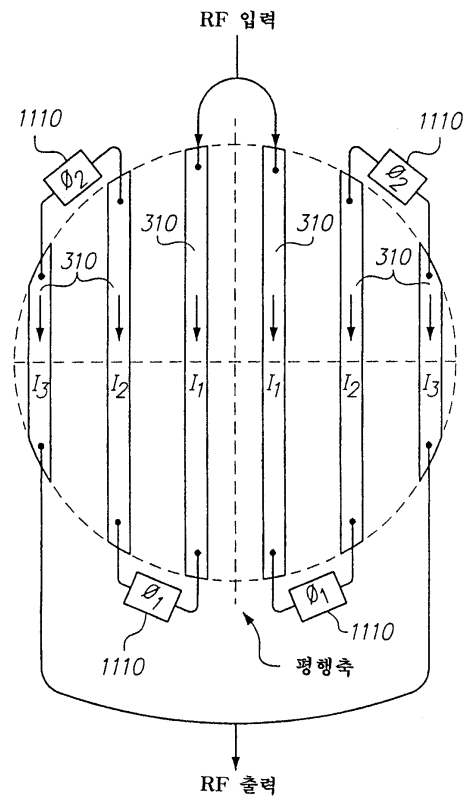
도면15



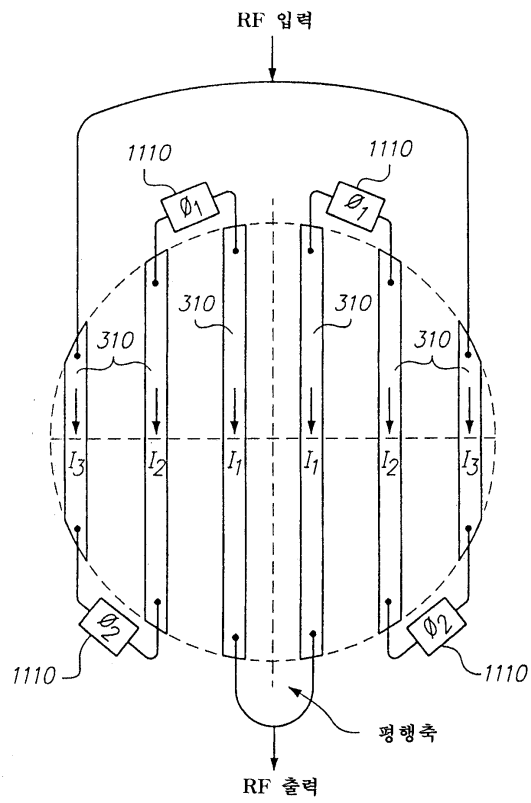
도면16



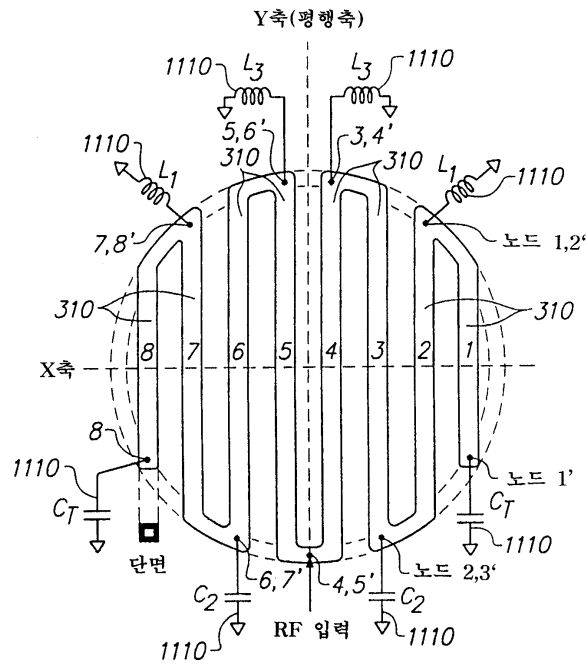
도면17



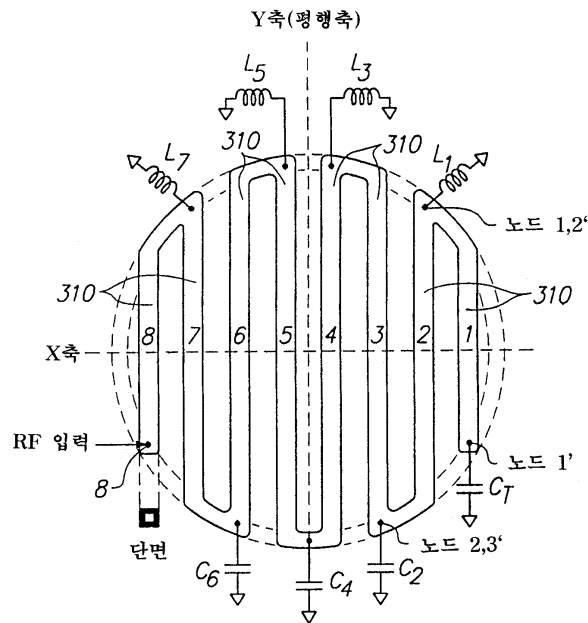
도면18



도면19



도면20



도면21

