

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5907974号
(P5907974)

(45) 発行日 平成28年4月26日 (2016. 4. 26)

(24) 登録日 平成28年4月1日 (2016. 4. 1)

(51) Int. Cl. F I
 H03H 7/40 (2006.01) H03H 7/40
 H03F 1/56 (2006.01) H03F 1/56

請求項の数 25 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2013-532824 (P2013-532824)	(73) 特許権者	512095392
(86) (22) 出願日	平成23年9月22日 (2011. 9. 22)		コヒレント、 インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2013-539330 (P2013-539330A)		アメリカ合衆国 カリフォルニア 950
(43) 公表日	平成25年10月17日 (2013.10.17)		54, サンタ クララ, パトリック
(86) 国際出願番号	PCT/US2011/052740		ヘンリー ドライブ 5100
(87) 国際公開番号	W02012/047533	(74) 代理人	100078282
(87) 国際公開日	平成24年4月12日 (2012. 4. 12)		弁理士 山本 秀策
審査請求日	平成26年9月12日 (2014. 9. 12)	(74) 代理人	100113413
(31) 優先権主張番号	61/390, 516		弁理士 森下 夏樹
(32) 優先日	平成22年10月6日 (2010. 10. 6)	(74) 代理人	100181674
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 飯田 貴敏
(31) 優先権主張番号	13/029, 953	(74) 代理人	100181641
(32) 優先日	平成23年2月17日 (2011. 2. 17)		弁理士 石川 大輔
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	230113332
			弁護士 山本 健策

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 複数出力電源駆動式CO₂ガス放電レーザーのためのインピーダンス整合回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の高周波電源を負荷に接続するためのインピーダンス整合ネットワークであって、前記ネットワークは、入力インピーダンスおよび出力インピーダンスを有し、前記負荷は、負荷インピーダンスを有し、前記ネットワークは、源インピーダンスを有する前記複数の高周波電源と等数の複数の高周波伝送線を備え、各伝送線は、第1の高周波結合器を介して、前記負荷に接続される前記伝送線によって、前記電源のそれぞれの対応する1つに接続され、

各伝送線は、一対の直列に接続された伝送線区画を含み、前記対内の各区画は、前記電源の動作周波数において、波長の約1/12の電気長を有し、

一方の伝送線における前記伝送線区画間の直列接続は、少なくとも1つの他方の伝送線における前記伝送線区画間の直列接続に接続され、前記接続は、前記ネットワークの入力および出力インピーダンスの1つを前記源インピーダンスおよび前記負荷インピーダンスのそれぞれ1つに整合させるために、第1の所定の範囲内で調節可能なインピーダンスを有するデバイスを含む、インピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 2】

前記源インピーダンスは、固定値を有し、前記負荷インピーダンスは、第2の所定の範囲内の値を有し、前記調節可能なインピーダンスは、前記ネットワークの出力インピーダンスが、前記負荷インピーダンスの値に整合するように調節される、請求項1に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 3】

出力間に 180 度の位相差を伴う 2 つの高周波源が存在し、前記調節可能インピーダンスは、調節可能容量である、請求項 1 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 4】

前記第 1 の高周波結合器は、平衡不平衡変成器である、請求項 3 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 5】

前記負荷インピーダンスは、固定値を有し、前記源インピーダンスは、第 2 の所定の範囲内の値を有し、前記調節可能インピーダンスは、前記ネットワークの入力インピーダンスが、前記源インピーダンスの値に整合するように調節される、請求項 1 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

10

【請求項 6】

前記複数の高周波源の出力間の位相差は、ゼロであり、前記調節可能インピーダンスデバイスは、共通ノードにおいて、前記複数の高周波伝送線における 1 / 12 波伝送線対間の直列接続とともに接続するように配列される第 2 の高周波結合器を含み、前記共通ノードは、調節可能リアクタンスを介して、接地に短絡される、請求項 5 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 7】

略同一出力電力を有する 2 つの高周波電源と、2 つの伝送線とが存在し、前記第 2 の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において波長の約 1 / 20 の電気長を有する伝送線の第 1 の単一区画によって形成されるゼロ度 2 方向結合器であり、前記可変リアクタンスは、可変容量である、請求項 6 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

20

【請求項 8】

前記第 1 の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において波長の約 1 / 20 の電気長を有する伝送線の第 2 の単一区画によって形成されるゼロ度 2 方向結合器である、請求項 7 に記載のインピーダンス整合回路。

【請求項 9】

前記第 1 の高周波結合器は、第 1 および第 2 の伝送線区画を含み、前記第 1 および第 2 の伝送線区画のそれぞれは、前記高周波源の動作周波数において、約 1 / 2 波長の電気長を有し、第 1 の半波伝送線区画は、前記伝送線の一方における前記 1 / 12 波伝送線区画対と直列に接続され、第 2 の半波伝送線区画は、前記伝送線の他方における前記 1 / 12 波伝送線区画対と直列に接続され、前記第 1 および第 2 の半波伝送線区画は、共通ノードにおいて接続され、前記共通ノードは、前記負荷に接続される、請求項 7 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

30

【請求項 10】

略同一出力電力を有する 3 つの高周波電源と、3 つの伝送線とが存在し、前記第 2 の高周波結合器は、伝送線の第 1、第 2、および第 3 の区画によって形成されるゼロ度 3 方向結合器であり、前記第 1、第 2、および第 3 の区画のそれぞれは、前記高周波源の動作周波数において、波長の約 1 / 20 の電気長を有し、前記可変リアクタンスは、可変容量である、請求項 6 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

40

【請求項 11】

前記第 1 の高周波結合器は、第 1、第 2、および第 3 の伝送線区画を含み、前記第 1、第 2、および第 3 の伝送線区画のそれぞれは、前記高周波源の動作周波数において、約 1 / 2 波長の電気長を有し、第 1 の半波伝送線区画は、前記 3 つの伝送線のうちの第 1 の伝送線における前記 1 / 12 波伝送線区画対と直列に接続され、第 2 の半波伝送線区画は、前記 3 つの伝送線のうちの第 2 の伝送線における前記 1 / 12 波伝送線区画対と直列に接続され、前記第 1 の半波伝送線区画、前記第 2 の半波伝送線区画、および第 3 の半波伝送線区画は、共通ノードにおいて接続され、前記共通ノードは、前記負荷に接続される、請求項 10 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 12】

50

異なる出力電力を有する2つの高周波電源と、2つの伝送線とが存在し、前記2つの伝送線のうちの一方は、前記1/12波伝送線区画対と前記2つの高周波源のうちの第1の高周波源との間に接続される、前記高周波源の動作周波数において1/4波長の電気長を有する第1の伝送線区画を有し、前記2つの伝送線の他方は、前記1/12波伝送線区画対と前記第1の高周波結合器との間に接続される、前記高周波源の動作周波数において1/4波長の電気長を有する第2の伝送線区画を有し、前記第2の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において波長の約1/20の電気長を有する伝送線の第1の単一区画によって形成されるゼ口度2方向結合器であり、前記可変リアクタンスは、可変容量と並列であるインダクタを含む、請求項6に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項13】

前記第1の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において波長の約1/20の電気長を有する伝送線の第2の単一区画によって形成されるゼ口度2方向結合器である、請求項12に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項14】

高周波入力信号を第1および第2の高周波増幅器に接続し、前記増幅器の出力電力比を調節するためのインピーダンス整合ネットワークであって、前記ネットワークは、

入力高周波信号を第1および第2の信号部分に分割するように配列される高周波電力スプリッタと、

それぞれ前記第1および第2の信号部分をそれぞれ前記第1および第2の高周波増幅器に伝送するように配列される第1および第2の伝送線と

を備え、

各伝送線は、一对の直列に接続された伝送線区画を含み、前記対内の各区画は、高周波信号入力の周波数において、波長の約1/12の電気長を有し、

伝送線の第1および第2の伝送線区画はそれぞれ、前記高周波信号入力の周波数において、約1/4波長の電気長を有し、第1の1/4波長伝送線区画は、前記電力スプリッタと1/12波伝送線区画対との間の前記第1の伝送線において接続され、第2の1/4波長伝送線区画は、前記1/12波伝送線区画対と前記第2の高周波増幅器との間の前記第2の伝送線において接続され、

前記第1の伝送線における前記1/12波伝送線区画間の直列接続は、高周波電力結合器によって、前記第2の伝送線における前記1/12波伝送線区画間の直列接続に接続され、前記結合器の出力は、調節可能リアクタンスを有する回路によって、接地に短絡され、

前記可変リアクタンスを調節することは、前記増幅器間の出力電力比を調節する、インピーダンス整合ネットワーク。

【請求項15】

前記高周波電力スプリッタは、RF信号入力の周波数において波長の約1/20の電気長を有する伝送線の単一区画によって形成されるゼ口度2方向電力スプリッタである、請求項14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項16】

前記高周波電力結合器は、RF信号入力の周波数において波長の約1/20の電気長を有する伝送線の単一区画によって形成されるゼ口度2方向電力結合器である、請求項14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項17】

前記第1および第2の高周波増幅器は、それぞれ、第1および第2のCO₂レーザを駆動する、請求項14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項18】

前記第1および第2の高周波増幅器は、それぞれ、CO₂レーザ内の第1および第2の対の放電電極を駆動する、請求項14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項19】

高周波信号入力からの第1および第2の要素を有するダイポールアンテナを駆動するた

10

20

30

40

50

めのインピーダンス整合ネットワークであって、前記ネットワークは、

入力高周波信号を第 1 および第 2 の信号部分に分割するように配列される、高周波電力スプリッタにおいて前記高周波信号を分割するように配列される不平衡平衡変成器であって、前記第 1 の信号部分と前記第 2 の信号部分とは、180 度位相差を有する、不平衡平衡変成器と、

それぞれ前記第 1 および第 2 の信号部分をそれぞれ第 1 および第 2 のダイポール要素に伝送するように配列される第 1 および第 2 の伝送線と

を備え、

各伝送線は、一对の直列に接続された伝送線区画を含み、前記対内の各区画は、前記高周波信号入力の周波数において、波長の約 1 / 12 の電気長を有し、前記 1 / 12 波対間の直列接続は、調節可能インピーダンスを有するデバイスによって接続され、

可変インピーダンスデバイスのインピーダンスを調節することは、前記ダイポールアンテナに連結される電力を最適化するために、前記ダイポール要素において、前記ネットワークの出力インピーダンスを調節する、インピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 20】

前記調節可能インピーダンスデバイスは、調節可能キャパシタである、請求項 19 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 21】

前記ネットワークの特性を監視するための 1 つ以上のセンサと、

前記 1 つ以上のセンサの出力を監視し、かつ、前記出力に応答して前記調節可能インピーダンスデバイスのインピーダンスを調節するための論理モジュールと

をさらに備える、請求項 1 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 22】

前記 1 つ以上のセンサは、前記ネットワークへの入力電圧および電流と、前記ネットワークの出力電力とを監視する、請求項 21 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 23】

前記インピーダンスを調節するための前記デバイスは、並列で選択的に接続されているキャパシタのアレイである、請求項 21 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【請求項 24】

複数の高周波電源を負荷に接続するためのインピーダンス整合ネットワークを動作させる方法であって、前記ネットワークは、入力インピーダンスおよび出力インピーダンスを有し、前記負荷は、負荷インピーダンスを有し、前記ネットワークは、源インピーダンスを有する前記複数の高周波電源と等数の複数の高周波伝送線を含み、各伝送線は、第 1 の高周波結合器を介して、前記負荷に接続される前記伝送線によって、前記電源のそれぞれの対応する 1 つに接続され、各伝送線は、一对の直列に接続された伝送線区画を含み、前記対内の各区画は、前記電源の動作周波数において、波長の約 1 / 12 の電気長を有し、前記方法は、

一方の伝送線における前記伝送線区画間の直列接続と少なくとも 1 つの他方の伝送線における前記伝送線区画間の直列接続とをブリッジングする調節可能インピーダンスを提供するステップと、

前記源インピーダンスを前記負荷インピーダンスに整合するように前記インピーダンスを調節するステップと

を含む、方法。

【請求項 25】

前記ネットワークへの前記入力電圧および電流と、前記ネットワークの出力電力とを監視するステップと、

監視された値に応答して前記インピーダンスを調節するステップと

をさらに含む、請求項 24 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般に、高周波電力供給源（RFPS）を高周波（RF）駆動式CO₂ガス放電レーザにおいて、放電電極および関連構成要素によって提供される負荷にインピーダンス整合するステップに関する。本発明は、特に、複数の出力を有するRFPS、または複数のRFPSを負荷にインピーダンス整合するステップに関する。

【背景技術】

【0002】

RFPSから負荷への最適電力伝達のために、インピーダンス整合回路が、要求されることは、公知である。CO₂ガス放電レーザの出力電力は、放電体積の増加に正比例して増加する。レーザのRF入力（負荷）インピーダンスは、出力電力に反比例して変動し、放電の面積に比例して減少する。負荷インピーダンスは、放電ガス圧力における変動、電極間の間隔、および他の要因のため、同一モデル系内のレーザ間でも変動し得る。このため、固定出力インピーダンスを有する電力供給源が、その系のための予想範囲内のいずれかに負荷インピーダンスを有する、レーザ系の任意の1つに精密に整合され得るように、選択的可変インピーダンスを有する、インピーダンス整合回路を有することが望ましい。

10

【0003】

本発明の譲受人に譲渡され、その完全開示が、参照することによって本明細書に組み込まれる、Hauerらの米国特許出願第12/786,199号は、RF電力供給源のインピーダンスを負荷に整合するために、ある2つの直列に接続された長さの伝送線を備え、そのそれぞれが、回路の動作周波数において、約1/12波長の電気長を有する、インピーダンス整合回路について説明している。回路のインピーダンスは、接地への可変インピーダンス短絡を2つの伝送線長間のノードに接続することによって、選択的に、可変であるようにされる。可変インピーダンス短絡は、可変レジスタ、可変キャパシタ、または可変インダクタであることができる。本配列は、負荷インピーダンスの範囲が、共通伝送線長によって対応することができるという利点を有する。これは、あるレーザ系に対する製造プロセスにおいて、部品の在庫を削減する。

20

【0004】

前述のHauerらの配列の不利点は、シングルエンド電力供給源のインピーダンスを負荷に整合することのみをもたらすことである。高電力レーザを駆動の際、電力供給源において、それぞれ、電力供給源の別個の出力（終端）である、複数のRF増幅器の出力と併用することが望ましい場合がある。これは、RF増幅器の電力出力が、電力トランジスタ等の増幅器構成要素の電力処理能力によって制限され得るためである。マルチエンド電力供給源を負荷に接続可能である一方、依然として、Hauerらの配列の利点を保存する、インピーダンス整合回路の必要性が存在する。

30

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0005】

本発明は、複数の高周波電源を負荷に接続するためのインピーダンス整合ネットワークを対象とする。ネットワークは、入力インピーダンスおよび出力インピーダンスを有し、負荷は、負荷インピーダンスを有する。

40

【0006】

本発明のネットワークの一側面は、源インピーダンスを有する、複数の高周波電源と等数の複数の高周波伝送線を備える。各伝送線は、電源のそれぞれの対応する1つに接続され、伝送線は、第1の高周波結合器を介して、負荷に接続される。各伝送線は、一对の直列に接続された伝送線区画を含み、対内の各区画は、電源の動作周波数において、波長の約1/12の電気長を有する。その一方の対内の伝送線区画間の直列接続は、ネットワークの入力および出力インピーダンスの一方をそれぞれ源インピーダンスおよび負荷インピーダンスの一方に整合するために、第1の所定の範囲内で調節可能なインピーダンスを有するデバイスによって、少なくとも1つの他方の伝送線におけるその対内の第1および第

50

2の伝送線区画間の直列接続に接続される。
本願明細書は、例えば、以下の項目も提供する。

(項目1)

複数の高周波電源を負荷に接続するためのインピーダンス整合ネットワークであって、前記ネットワークは、入力インピーダンスおよび出力インピーダンスを有し、前記負荷は、負荷インピーダンスを有し、

源インピーダンスを有する、前記複数の高周波電源と等数の複数の高周波伝送線であって、それぞれ、第1の高周波結合器を介して、前記負荷に接続される前記伝送線によって、前記電源のそれぞれの対応する1つに接続される、伝送線を備え、

各伝送線は、一対の直列に接続された伝送線区画を含み、前記対内の各区画は、前記電源の動作周波数において、波長の約 $1/12$ の電気長を有し、

一方の伝送線における前記伝送線区画間の直列接続は、少なくとも1つの他方の伝送線における前記伝送線区画間の直列接続に接続され、前記接続は、前記ネットワークの入力および出力インピーダンスの1つを前記源インピーダンスおよび前記負荷インピーダンスのそれぞれ1つに整合させるために、第1の所定の範囲内で調節可能なインピーダンスを有するデバイスを含む、

ネットワーク。

(項目2)

前記源インピーダンスは、固定値を有し、前記負荷インピーダンスは、第2の所定の範囲内のある値を有し、前記調節可能インピーダンスは、前記ネットワークの出力インピーダンスが、前記負荷インピーダンスの値に整合するように調節される、項目1に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目3)

その出力間に 180 度の位相差を伴う、2つの高周波源が存在し、前記調節可能インピーダンスは、調節可能容量である、項目1に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目4)

前記第1の高周波結合器は、平衡不平衡変成器である、項目3に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目5)

前記負荷インピーダンスは、固定値を有し、前記源インピーダンスは、第2の所定の範囲内の値を有し、前記調節可能インピーダンスは、前記ネットワークの入力インピーダンスが、前記源インピーダンスの値に整合するように調節される、項目1に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目6)

前記複数の高周波源の出力間の位相差は、ゼロであって、前記調節可能インピーダンスデバイスは、共通ノードにおいて、それらの複数における $1/12$ 波伝送線対間の直列接続をともに接続するように配列される、第2の高周波結合器を含み、前記共通ノードは、調節可能リアクタンスを介して、接地に短絡される、項目5に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目7)

略同一出力電力を有する、2つの高周波電源と、2つの伝送線とが存在し、前記第2の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において、波長の約 $1/12$ の電気長を有する、伝送線の第1の単一区画によって形成される、ゼロ度2方向結合器であり、前記可変リアクタンスは、可変容量である、項目6に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目8)

前記第1の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において、波長の約 $1/12$ の電気長を有する、伝送線の第2の単一区画によって形成される、ゼロ度2方向結合器である、項目7に記載のインピーダンス整合回路。

(項目9)

前記第1の高周波結合器は、第1および第2の伝送線区画を含み、それぞれ、前記高周

10

20

30

40

50

波源の動作周波数において、約 1 / 2 波長の電気長を有し、第 1 の半波伝送線区画は、前記伝送線の一方における前記 1 / 1 2 波伝送線区画対と直列に接続され、第 2 の半波伝送線区画は、前記伝送線の他方における前記 1 / 1 2 波伝送線区画対と直接に接続され、前記第 1 および第 2 の半波伝送線区画は、共通ノードにおいて接続され、前記共通ノードは、前記負荷に接続される、項目 7 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目 10)

略同一出力電力を有する、3つの高周波電源と、3つの伝送線とが存在し、前記第 2 の高周波結合器は、伝送線の第 1、第 2、および第 3 の区画によって形成される、ゼロ度 3 方向結合器であり、それぞれ、前記高周波源の動作周波数において、波長の約 1 / 1 2 の電気長を有し、前記可変リアクタンスは、可変容量である、項目 6 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

10

(項目 11)

前記第 1 の高周波結合器は、第 1、第 2、および第 3 の伝送線区画を含み、それぞれ、前記高周波源の動作周波数において、約 1 / 2 波長の電気長を有し、第 1 の半波伝送線区画は、前記 3 つの伝送線のうちの第 1 のものにおける前記 1 / 1 2 波伝送線区画対と直列に接続され、第 2 の半波伝送線区画は、前記 3 つの伝送線のうちの第 2 のものにおける前記 1 / 1 2 波伝送線区画対と直列に接続され、前記第 1、第 2、および第 3 の半波伝送線区画は、共通ノードにおいて接続され、前記共通ノードは、前記負荷に接続される、項目 10 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目 12)

異なる出力電力を有する、2つの高周波電源と、2つの伝送線とが存在し、前記 2 つの伝送線のうちの一方は、前記 1 / 1 2 波伝送線区画対と前記 2 つの高周波源のうちの第 1 のものとの間に接続される、前記高周波源の動作周波数において、1 / 4 波長の電気長を有する、第 1 の伝送線区画を有し、前記 2 つの伝送線の他方は、前記 1 / 1 2 波伝送線区画対と前記第 1 の高周波結合器との間に接続される、前記高周波源の動作周波数において、1 / 4 波長の電気長を有する、第 2 の伝送線区画を有し、前記第 2 の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において、波長の約 1 / 1 2 の電気長を有する、伝送線の第 1 の単一区画によって形成される、ゼロ度 2 方向結合器であり、前記可変リアクタンスは、可変容量と並列であるインダクタを含む、項目 6 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

20

30

(項目 13)

前記第 1 の高周波結合器は、前記高周波源の動作周波数において、波長の約 1 / 1 2 の電気長を有する、伝送線の第 2 の単一区画によって形成される、ゼロ度 2 方向結合器である、項目 12 に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目 14)

高周波入力信号を第 1 および第 2 の高周波増幅器に接続し、前記増幅器の出力電力比を調節するためのインピーダンス整合ネットワークであって、

入力高周波信号を第 1 および第 2 の信号部分に分割するように配列される、高周波電力スプリッタと、

それぞれ前記第 1 および第 2 の信号部分をそれぞれ前記第 1 および第 2 の高周波増幅器に伝送するように配列される、第 1 および第 2 の伝送線と

40

を備え、各伝送線は、一对の直列に接続された伝送線区画を含み、前記対内の各区画は、前記高周波信号入力の周波数において、波長の約 1 / 1 2 の電気長を有し、

その第 1 および第 2 の伝送線区画はそれぞれ、前記高周波信号入力の周波数において、約 1 / 4 波長の電気長を有し、前記第 1 の 1 / 4 波長伝送線区画は、前記電力スプリッタと前記 1 / 1 2 波伝送線区画対との間の前記第 1 の伝送線において接続され、前記第 2 の 1 / 4 波長伝送線区画は、前記 1 / 1 2 波伝送線区画対と前記第 2 の高周波増幅器との間の前記第 2 の伝送線において接続され、

前記第 1 の伝送線における前記 1 / 1 2 波伝送線区画間の直列接続は、高周波電力結合器によって、前記第 2 の伝送線における前記 1 / 1 2 波伝送線区画間の直列接続に接続さ

50

れ、前記結合器の出力は、調節可能リアクタンスを有する回路によって、接地に短絡され、

前記可変リアクタンスの調節は、前記増幅器間の出力電力比を調節する、ネットワーク

。(項目15)

前記高周波電力スプリッタは、前記RF信号入力の周波数において、波長の約1/12の電気長を有する、伝送線の単一区画によって形成される、ゼロ度2方向電力スプリッタである、項目14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目16)

前記高周波電力結合器は、前記RF信号入力の周波数において、波長の約1/12の電気長を有する、伝送線の単一区画によって形成される、ゼロ度2方向電力結合器である、項目14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目17)

前記第1および第2の高周波増幅器は、それぞれ、第1および第2のCO₂レーザを駆動する、項目14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目18)

前記第1および第2の高周波増幅器は、それぞれ、CO₂レーザ内の第1および第2の対の放電電極を駆動する、項目14に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

(項目19)

高周波信号入力からの第1および第2の要素を有する、ダイポールアンテナを駆動するためのインピーダンス整合ネットワークであって、

その間に180度位相差を有する、入力高周波信号を第1および第2の信号部分に分割するように配列される、高周波電力スプリッタにおいて、前記高周波信号を分割するように配列される、不平衡平衡変成器と、

それぞれ前記第1および第2の信号部分をそれぞれ第1および第2のダイポール要素に伝送するように配列される、第1および第2の伝送線と

を備え、各伝送線は、一对の直列に接続された伝送線区画を含み、前記対内の各区画は、前記高周波信号入力の周波数において、波長の約1/12の電気長を有し、前記1/12波対間の直列接続は、調節可能インピーダンスを有する、デバイスによって接続され、

可変インピーダンスデバイスのインピーダンスの調節は、前記ダイポールアンテナに連結される電力を最適化するために、前記ダイポール要素において、前記ネットワークの出力インピーダンスを調節する、ネットワーク。

(項目20)

前記調節可能インピーダンスデバイスは、調節可能キャパシタである、項目19に記載のインピーダンス整合ネットワーク。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】図1は、固定負荷インピーダンスおよびその間に180度位相差を有する、2つのRF電源の出力インピーダンスを、所定の範囲内で変動する、負荷インピーダンスを有し得る、負荷に整合するために使用される、本発明による、インピーダンス整合ネットワーク回路の一好ましい実施形態を図式的に例証しており、ネットワークは、1つずつ、平衡不平衡(Balun)変成器およびその対内の伝送線区画の接合点間の可変容量短絡によって提供される可変インピーダンス整合を介して、負荷に結合および接続される対の出力によって、源のそれぞれに接続される、2つの同じ対の直列に接続された1/12波伝送線区画を含む。

【図2】図2は、図1の実施形態に類似するが、負荷インピーダンスが、固定され、源の出力インピーダンスが、所定の範囲内で変動し得る、本発明による、インピーダンス整合ネットワーク回路の別の好ましい実施形態を図式的に例証する。

【図3】図3は、図2の実施形態に類似するが、2つの別個の源が、プッシュプル配列において、2つのFETを備える、最終増幅器段によって置換され、対の伝送線区画がそれ

10

20

30

40

50

ぞれ、FETの対応する1つに接続される、本発明による、インピーダンス整合ネットワーク回路のさらに別の好ましい実施形態を図式的に例証する。

【図4】図4は、図3の実施形態に類似するが、可変容量が、電力出力監視値および回路の効率にตอบสนองして、単独またはそれらの任意の並列組み合わせにおいて、自動的に、切替可能である、6つのキャパシタバンクによって提供される、本発明による、インピーダンス整合ネットワーク回路のなおも別の好ましい実施形態を図式的に例証する。

【図4A】図4Aは、図4の可変キャパシタをより詳細に図式的に例証する。

【図5】図5は、本発明による、可変出力インピーダンスを有する、2つの別個のRF源を、RF源の出力間にゼロ位相差を伴って、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するために構成される、インピーダンス整合ネットワークのなおもさらなる別の実施形態を図式的に例証する。本実施形態は、図2の実施形態に類似するが、BalUn変成器は、伝送線対の出力を結合するための同軸ゼロ度2方向結合器によって置換され、線対間の可変インピーダンスは、可変容量によって、接地に短絡される別のゼロ度2方向結合器によって提供される。

10

【図6】図6は、可変出力インピーダンスを有する、2つの別個のRF源を、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するために構成される、本発明による、インピーダンス整合ネットワークの付加的实施形態を図式的に例証しており、本実施形態は、図5の実施形態に類似するが、可変容量は、漸増的可変長を有する、伝送線スタブによって提供される。

【図7】図7は、可変出力インピーダンスを有する、2つの別個のRF源を、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するために構成される、本発明による、インピーダンス整合ネットワークの別の付加的实施形態を図式的に例証しており、図5の実施形態に類似するが、可変容量は、電力出力監視値および回路の効率にตอบสนองして、単独またはそれらの任意の並列組み合わせにおいて、自動的に切替可能である、キャパシタバンクによって提供される。

20

【図8】図8は、可変出力インピーダンスおよび出力間にゼロ位相差を有する、2つの別個のRF源を、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するためのインピーダンス整合ネットワークの、本発明による、さらに別の付加的实施形態を図式的に例証する。

【図9】図9は、可変出力インピーダンスおよび出力間にゼロ位相差を有する、3つの別個のRF源を、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するための、本発明による、インピーダンス整合ネットワークのなおもさらなる別の付加的实施形態を図式的に例証する。

30

【図10】図10は、同相出力によって、異なる出力電力を有する、2つの電力増幅器をインピーダンス整合するための、本発明による、インピーダンス整合ネットワークのさらなる実施形態80を図式的に例証する。

【図11】図11は、単一RF入力から、2つの電力増幅器に給電するための、本発明による、インピーダンス整合ネットワークの一好ましい実施形態を図式的に例証しており、各電力増幅器は、2つのCO₂レーザの対応する1つを駆動し、出力電力は、LC回路内のキャパシタの値を調節することによって同調可能である。

40

【図11A】図11Aは、単一RF入力から、2つの電力増幅器に給電するための、本発明による、インピーダンス整合ネットワークの別の好ましい実施形態を図式的に例証しており、図11の実施形態に類似するが、各電力増幅器は、単一CO₂レーザ内の2つの対の放電電極の対応する1つを駆動する。

【図12】図12は、同調キャパシタの特定の値に対するRF入力の周波数の関数として、図11のネットワークの入力におけるインピーダンスを図式的に例証する、グラフである。

【図13】図13は、キャパシタの特定の値に対するRF入力の周波数の関数として、図11の増幅器の出力を図式的に例証する、グラフである。

【図14】図14は、ダイポールアンテナに給電するための、本発明による、インピーダ

50

ンス整合ネットワークの好ましい実施形態を図式的に例証する。

【発明を実施するための形態】

【0008】

次に、同一特徴が、同一参照番号によって指定される、図面を参照すると、図1は、ノード22Aおよび22Bにわたって、固定出力インピーダンスを有するが、その間に180度位相差を伴う、2つのRF源(源-Aおよび源-B)の出力を、タイプに従って、予想範囲内で変動し得る、負荷インピーダンス Z_L を有する、単一負荷34に整合するように配列される、本発明による、インピーダンス整合ネットワーク回路の一好ましい実施形態を図式的に例証する。ここでは、ノード22Aおよび22Bにわたる固定インピーダンスは、50オーム()であって、予想負荷インピーダンス範囲 Z_L の範囲は、50 から16 である。

10

【0009】

源-Aからのノード22Aは、25 の特性インピーダンス Z_0 と、ここでは、100MHzと想定される、設計RF周波数において、若干1/12波に満たない電気長と、を有する、ある長さの伝送線区画24Aに接続される。図1の図面および本発明の他の実施形態を説明する他の図面では、伝送線の電気長は、いずれかより便宜的であるとみなされる、度(360°は、1波長に等しい)または波長率(は、1波長に等しい)で指定される。本実施例では、伝送線区画24Aは、長さ290(/12 = 300)を有する。

【0010】

伝送線区画24Aは、その間にノード26Aを介して、同一特性インピーダンスおよび電気長の別の伝送線区画28Aに接続される。源-Bからのノード22Bは、その間のノード26Bを介して、伝送線区画24Bおよび28Bに直列に接続される。伝送線区画24Bおよび28Bは、区画24Aおよび28Aと同一特性を有する。本配列は、180度対称ネットワークとして、当業者に公知である。それぞれ、伝送線区画28Aおよび28Bの出力における、ノード30Aおよび30Bは、平衡不平衡(BalUn)変成器32を介して、負荷34に接続される。

20

【0011】

対応する源から変成器または同等結合器への各接続線は、「負荷線」、すなわち、負荷伝送線と定義することができる。任意のそのような負荷線には、少なくとも、概して、本明細書では、源および対応する負荷線の数に応じて、適切な添字A、B、またはCを伴って、参照番号24および28によって指定される、第1および第2の1/12波伝送線区画が存在するであろう。

30

【0012】

負荷34の可変負荷インピーダンスへの整合は、ノード26Aと26Bとの間に、選択的に可変、すなわち、調節可能インピーダンスを接続することによって、回路20内で達成される。本実施例では、調節可能インピーダンスは、それぞれ、負荷34の50 と16 との間のインピーダンス整合のために、0.5ピコファラッド(pF)から38.0 pFに変動し得る、容量Cを有する、選択的可変容量38である。キャパシタ34および以下に描写される本発明の回路の他の実施形態における他の回路構成要素に対する値は、Cadence Design Systems Inc. (San Jose, California) から市販の回路シミュレーションソフトウェアPSPICETMを使用して計算された。

40

【0013】

図1の回路を使用して、タイプに従って変動する、出力インピーダンスを有する、源を、固定インピーダンスを有する、特定の負荷に整合させることができる。これは、本発明の別の好ましい実施形態20Aとして、図2に例証されており、配列20の可変容量短絡伝送対称ネットワークを使用して、50 の負荷インピーダンスを有する、負荷34Aを、ノード22Aおよび22Bにわたって、50 と16 との間のインピーダンスを提供し得る、一对の源に整合させる。本変形例は、前述のように、0.5 pFから38.0 pFの可変容量38の容量を調節することによって、対応される。

50

【0014】

図3は、本発明による、インピーダンス整合ネットワーク回路のさらに別の好ましい実施形態を図式的に例証しており、図2の実施形態に類似するが、2つの別個のRF源は、プッシュプル配列において、2つの電界効果トランジスタ(FET)40Aおよび40Bを備える、最終増幅器段によって置換される。ここでは、FET40Aのドレイン(D)は、ノード22Aに接続され、FET40Bのドレインは、ノード22Bに接続される。増幅器段に給電するためのDC電力は、RFチョーク L_1 および L_2 を介して、源Pから、2つのFETに連結される。増幅される信号は、FETのゲートGに印加され、FETの源は、一般に、接地される。インピーダンス整合は、最終増幅器段の出力電力および効率を調節するために、選択的可変容量38を介して、前述のように達成される。

10

【0015】

図4および図4Aは、本発明のなおも別の実施形態20Cを図式的に例証しており、図3の実施形態に類似するが、インピーダンス整合および対応する効率最適化は、自動化される。本自動化を促進するために、可変容量38は、単独または種々の並列組み合わせにおいて、ノード26Aと26Bとの間に接続され得る、複数の個々の容量 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_5 、および C_6 として、実施形態20Cに実装される。接続は、例証されるように、RF継電器44(集合的に、描写される)に動作対応するスイッチによってもたらされる(詳細は、図4A参照)。そのような継電器は、Teledyne Relays Inc.(Hawthorne, California)製多極継電器モデルS172に組み込まれて市販されている。

20

【0016】

回路20Cでは、キャパシタ C_1 - C_6 は、それぞれ、値2pF、4pF、8pF、16pF、32pF、および64pFを有する。これは、それぞれ、45 から12 に変動する平衡FET負荷を整合するために、2pFずつ、2pFから126pFに総容量を変動させることを可能にする。継電器-コイル接続、DC阻止キャパシタ接続、およびスイッチング配列の他の公知の詳細は、例証の便宜上、図示されない。継電器44は、他のPINダイオードスイッチングデバイス等の好適なスイッチング技術によって置換されてもよい。

【0017】

DC電圧は、図3を参照して前述のように、DC電圧(DCV)源46から、RFチョーク L_1 および L_2 を通して、FETに供給される。電力制御論理モジュール48は、電圧および電流センサ50を介して、DC電圧および電流を監視し、電力モニタ52を介して、ネットワークの出力電力を監視する。ユーザは、図4に例証されるように、制御モジュールに要求される電力および効率値設定を入力する。制御モジュールは、設定値を達成するために、要求される容量を計算し、継電器44に、適宜、キャパシタ C_1 - C_6 の必要組み合わせを提供するように切り替えるように命令する。ネットワークの電力出力は、50の負荷インピーダンスを有する、CO₂レーザ54に送達される。

30

【0018】

図5は、本発明による、インピーダンス整合ネットワークのなおもさらなる別の実施形態60を図式的に例証する。ネットワーク60は、可変出力インピーダンスを有する、2つの別個のRF源を、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するために構成される。本実施形態では、源は、最終FET増幅器段62Aおよび62Bによって表される。ここでは、FETの出力間の位相差は、ゼロであって、それぞれの出力インピーダンスは、25 と12 との間で変動し得る。

40

【0019】

ネットワークは、前述の実施形態におけるように、1/12波伝送線区画対24Aおよび28Aと24Bおよび24Bを含む。図5では、これらおよび他の伝送線区画は、ある長さの25同軸ケーブルとして表される。前述の伝送線区画と機能的に同等であって、同一電気特性を有するため、元の参照番号は、実施形態の比較を支援するために、留保される。

50

【 0 0 2 0 】

伝送線区画への入力間の位相差がゼロであるため、直接、伝送線区画間のノード 2 6 A と 2 6 B との間に、可変同調容量を接続することは不可能である。本実施形態では、ある長さの伝送線 6 4 は、ノード 2 6 A および 2 6 B において、同相電流を結合する、ゼロ度 2 方向結合器として接続される。伝送線 6 4 は、2 5 の特性インピーダンスおよび約 / 2 0、すなわち、1 8 0 の電気長を有する。伝送線区画 6 4 は、R F 信号を選択的可変キャパシタ 3 9 の一端に送達し、その他端は、接地に接続される。

【 0 0 2 1 】

キャパシタ 3 9 の容量は、2 5 と 1 2 との間の範囲内において、F E T の個々の出力インピーダンスを調節するように変動することができる。そうすることによって、本発明の可変インピーダンスネットワーク内の飽和ピーク間電圧を調節し、それによって、増幅器段の出力電力および効率を調節する。5 p F から約 9 0 p F の容量変動は、2 5 から 1 2 範囲内において、出力インピーダンスを調節する。伝送線区画 6 4 と同一特性を有する、伝送線区画 6 6 は、前述の実施形態の B a l u n 変成器と置換される。本伝送線区画はまた、ゼロ度 2 方向結合器として接続され、ノード 3 0 A および 3 0 B からの電流を、1 2 . 5 のインピーダンスを有する、固定負荷 3 4 B に接続される、ノード 3 1 において同相となるように結合する。

【 0 0 2 2 】

図 6 はさらに、本発明による、インピーダンス整合ネットワークの付加的実施形態 6 0 A を図式的に例証する。実施形態 6 0 A は、前述の実施形態 6 0 に類似するが、実施形態 6 0 の可変容量 3 9 は、実施形態 6 0 A では、最小長区画 6 7 と、ワイヤブリッジ接続（図示せず）を使用して、複数の漸増区画 6 9（図 6 では、1 つのみ指定される）のうちの 1 つ以上を加減することによって、長さを漸増的に変動することができる、可変区画 6 9 と、を含む、伝送線スタブ 6 8 によって置換される。接続される（または、接続されない）区画の数から独立して、ここでは、1 5 である特性インピーダンス、およびここでは、2 4 0 である総電気長は、同一のままとなるであろう。しかしながら、容量は、本実施例では、5 p F から 9 0 p F の漸増値において、接続される漸増区画の量に従って、変動するであろう。

【 0 0 2 3 】

図 7 は、本発明による、インピーダンス整合ネットワークの別の付加的実施形態 6 0 B を図式的に例証する。これは、本質的に、図 4 を参照して前述されるように、論理コントローラおよびセンサによって制御される、実施形態 6 0 である。実施形態 6 0 B では、可変容量 3 9 は、図 4 および 4 A を参照して前述のものに類似する、継電器スイッチドキャパシタバンク 3 8 によって置換される。

【 0 0 2 4 】

図 8 は、可変出力インピーダンスおよび出力間にゼロ位相差を有する、2 つの別個の R F 源を、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するための、本発明による、インピーダンス整合ネットワークのさらに別の付加的実施形態 7 0 を図式的に例証する。R F 源は、最終増幅器段 F E T 6 2 A および 6 2 B によって表される。本実施形態は、図 5 の実施形態 6 0 に類似するが、実施形態 6 0 のゼロ度 2 方向結合器 6 6 は、実施形態 7 0 では、並列 / 2 伝送線区画 7 2 A および 7 2 B によって置換され、その出力は、固定負荷 3 4 B に接続される共通ノード 7 4 において、結合される。

【 0 0 2 5 】

図 9 は、ここでは、可変出力インピーダンスおよび出力間にゼロ位相差を有する、3 つの別個の R F 源、6 2 A、6 2 B、および 6 2 C を、固定入力インピーダンスを有する、単一負荷にインピーダンス整合するための、本発明による、インピーダンス整合ネットワークのなおもさらなる別の付加的実施形態 7 0 A を図式的に例証する。本実施形態は、図 8 の前述の実施形態 7 0 に類似するが、第 3 の源 6 2 C に対応するために、2 つの約 1 / 1 2 波区画 2 4 C および 2 4 C を含む、別の負荷線が、対応するノード 2 2 C、2 6 C、および 3 0 C とともに追加される。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 6 】

実施形態 70 では、電流結合器として使用される、単一 / 20 長の伝送線 64 の代わりに、ゼロ度 3 方向結合器 76 が、等遅延結合器として接続される、3 つの類似長の伝送線 64 A、64 B、および 64 C から形成される。ノード 26 A - C からの電流は、共通ノード 78 において、結合器 76 によって結合され、調節可能インピーダンス整合をもたらすために、前述のように、接地への選択的可変容量 39 を通して、接地に短絡される。理論上、少なくとも、4 つ以上の源が、図 9 に描写されるように、組み合わせられてもよい。

【 0 0 2 7 】

【表 1】

10

表1

キャパシタ39 (pF)	全ノード22における総入力電力	各ノード22における入力インピーダンス	ノード74Aにおける総出力電力
1 pF	5784ワット	24.8 オーム	5688ワット
20 pF	5802ワット	22.7オーム	5697ワット
30 pF	5796ワット	21.5 オーム	5685ワット
50 pF	5751ワット	19.2オーム	5619ワット
60 pF	5703ワット	18.1オーム	5565ワット
70 pF	5640ワット	16.9オーム	5493ワット
80 pF	5556ワット	15.9オーム	5406ワット
90 pF	5454ワット	14.8オーム	5301ワット
100 pF	5328ワット	13.8オーム	5181ワット
120 pF	5028ワット	11.8オーム	4890ワット

20

【 0 0 2 8 】

表 1 は、キャパシタ 39 の種々の値に対する、図 9 の回路内の総入力電力および総出力電力の計算値を描写する。入力および出力電力の低下は、回路の入力インピーダンスが、キャパシタ 39 の値を増加させることによって、低下されるのに伴って、回路損失を増加させるためである。

30

【 0 0 2 9 】

前述の全実施形態では、任意の 1 つにおける高周波源はすべて、略同一出力電力を有する。図 10 は、ここでは、同相出力によって、異なる出力電力を有する、2 つの電力増幅器 82 A および 82 B をインピーダンス整合するための、本発明による、インピーダンス整合ネットワークのさらなる実施形態 80 を図式的に例証する。図 10 の実施例では、出力電力比は、2 : 1 であると想定される。各増幅器は、25 の公称出力インピーダンスを有する。実施形態 80 は、図 5 の実施形態に類似するが、2 つの対の 1 / 12 波伝送線区画 24 A および 28 A と 24 B および 28 B のネットワークを含み、そのノード 26 A および 26 B における電流は、選択的可変インピーダンス (リアクタンス) 85 により、その一端において接地に短絡される、ゼロ度 2 方向結合器 64 によって結合される。

40

【 0 0 3 0 】

しかしながら、実施形態 80 では、 / 4 (90°) 長の 25 伝送線 84 は、増幅器 82 A と伝送線区画 24 A との間に挿入され、反対 (B) 側と直角位相にある、ネットワークの (A) 側を駆動する。補完長の 25 伝送線 86 は、伝送線区画 84 によって導入される位相シフトをオフセットするために、伝送線区画 28 B とゼロ度 2 方向結合器 66 との間に挿入される。

【 0 0 3 1 】

可変リアクタンス 85 では、固定インダクタンス L₃ は、接地への短絡において、可変容量 37 と並列に接続される。直角位相において動作することによって、同調リアクタン

50

ス 8 5 は、誘導性から容量性に継続して変化することが可能となる。これは、キャパシタ 3 7 の同調をオフセットし、ネットワークの A および B 側の入力インピーダンスをインピーダンスが等しい中間点を通して同調させる。これは、どの増幅器が、より高い出力電力を有するかは問題ではないことを意味する。5 p F から 1 5 0 p F のキャパシタ 3 7 の調節範囲に対して、 L_3 のインダクタンス値は、好ましくは、4 8 ナノヘンリー (n H) である。

【 0 0 3 2 】

実施形態 8 0 の回路配列は、結合効率の損失を伴うことなく、異なる出力電力の増幅器の出力の結合を可能にする。一例として、1 0 0 0 W 出力の増幅器は、6 0 0 W 出力の別の増幅器と同相に組み合わせられ、(回路損失を減算し) 1 6 0 0 W の総出力を達成し得る。図 1 0 に示される値に対して行われた計算は、ある入力、1 0 0 0 W であり得、他の入力、 $C = 1 7$ p F である時の 3 9 0 W から、 $C = 7 2$ p F である時の 1 5 9 0 W に変動し得ることを示す。ノード 3 1 における総結合電力は、キャパシタ 3 7 に示される値の範囲に対して、1 3 1 5 W から 2 4 7 2 W である。計算は、キャパシタ 3 0 の同調のため、ネットワークの A および B 側の入力インピーダンスの僅かな変化が、公称 2 5 設計中心と比較して、電圧定在波比 (V S W R) 1 . 1 5 : 1 内に残留することを示す。ノード 2 2 A における実際の入力電力の僅かな変動は、入力インピーダンスにおけるそのような変化のためである。

【 0 0 3 3 】

【 表 2 】

表 2

容量 37	ノード 81 における Z_{in}	ノード 22B における Z_{in}	ノード 81 における電力	ノード 22B における電力	ノード 31 における出力
17pF	26.9 Ohms	27.1 Ohms	922 W	390 W	1315 W
27pF	26.5 Ohms	26.5 Ohms	934 W	567 W	1511 W
47pF	25.6 Ohms	25.6 Ohms	969 W	969 W	1894 W
60pf	24.8 Ohms	24.9 Ohms	983 W	1279 W	2184 W
72pF	24.1 Ohms	25.0 Ohms	982 W	1590 W	2472 W

【 0 0 3 4 】

表 2 は、キャパシタ 3 7 の種々の値に対して、図 1 0 のノード 8 1 および 2 2 B におけるインピーダンスの変動の前述の分析の概要を提供する。あらゆる実践的目的に対して、ノード 8 1 および 2 2 B におけるインピーダンスは、略同一である一方、ノード 3 1 における総電力は、ノード 8 1 および 2 2 B における電力の合計に略等しいことが分かる。インピーダンスは、前述のように、設計公称 2 5 に近い。

【 0 0 3 5 】

前述の本発明の全実施形態では、目的は、2 つ以上の源の結合電力出力を使用して、単一レーザを駆動することである。しかしながら、時として、一方が、要求されるレーザ電力を提供するために不十分である時、2 つのレーザの出力を結合することが要求される。代替として、カスケード電極セットを有する、単一レーザを駆動するように要求されてもよい。

【 0 0 3 6 】

カスケード電極を使用して、例えば、負荷のインピーダンスを増加させ、インピーダンス整合をより容易にしてもよい。これは、R F 電力供給源が提供する必要がある、電力の量を低減させ、それによって、インピーダンス整合ネットワーク内の循環電流を減少させる。循環電流の減少は、インピーダンス整合ネットワーク内の構成要素のサイズを縮小させ、放電をより容易に点灯させる。カスケード電極を使用する別の理由は、レーザ電力を増加させるために、電極の長さを増加させ、それによって、ガス放電領域をより長くする必要があるのである。最終的に、電極表面によって提供されるレーザビームの導波路の歪曲を防止するために、電極長は、電極を相互に十分に並列に維持することが非常に困難

となるところまで到達する。

【0037】

歪曲は、放電に面する電極表面が、放電に面していない反対表面より高温となるために生じる。これは、電極の厚さにわたって、熱勾配を生じさせ、ひいては、曲げモーメントを生じさせる。そのような曲げは、特に、電極の両端が、固定位置に保持される場合、電極間の間隔を両端より中心において大きくさせる。

【0038】

図11は、本発明による、単一RF入力から、2つの電力増幅器92Aおよび92Bを給電するために構成される、インピーダンス整合ネットワークの一好ましい実施形態90を図式的に例証する。増幅器92Aおよび92Bは、対応するCO₂レーザ94Aおよび94Bを駆動する。本実施例では、レーザ94Aは、2.37キロワット(kW)の電力で駆動され、レーザ94Bは、1.38kWの電力で駆動される。ノード31における入力インピーダンス(Z_{IN})は、12.5である。増幅器92Aおよび92Bはそれぞれ、25に等しい Z_{IN} を有する。

10

【0039】

図11のインピーダンス整合ネットワークは、本質的に、逆に使用される図10のネットワークである。故に、実施形態80の構成要素に対する参照番号は、実施形態90の対応する構成要素に対して留保されている。実施形態90では、図10のゼロ度2方向結合器66は、2方向スプリッタとして使用され、ネットワークのAおよびBアームに沿って、RF入力信号を駆動する。ネットワークアームのそれぞれの電力の量は、実施形態80におけるように、LC回路85のキャパシタ37を調節することによって変動される。1/4波伝送線区画86は、ノード22Aの前方に挿入され、そのB側と直角位相において、1/12波区画ネットワークのA側を駆動する。1/4波伝送線区画86は、ノード30Bの後方に挿入され、区画66によって生じる90°位相シフトを補償する。計算は、増幅器における入力インピーダンスが、公称1870Wヌル条件からの対称出力電力変動±500Wに対して、公称25設計中心と比較して、1.25:1VSWR内に残留することを示す。

20

【0040】

図11Aは、本発明による、1つの入力から2つのRF増幅器を駆動するためのインピーダンス整合ネットワークの別の実施形態90Aを図式的に例証する。実施形態90Aは、図11の実施形態90に類似するが、増幅器92Aおよび92Bは、それぞれ、単一CO₂レーザ96の電極対98Aおよび98Bを駆動する。

30

【0041】

図12は、53.0pFのキャパシタ37の値に対して、RF入力の周波数の関数として、ノード31におけるインピーダンスを図式的に例証する、グラフである。100MHzの設計周波数では、インピーダンスは、公称12.5設計値に近いことが分かる。

【0042】

図13は、53.0pFのキャパシタ37の値に対して、RF入力の周波数の関数として、増幅器92A(実線曲線)および92B(破線曲線)の出力を図式的に例証する、グラフである。100MHzの設計周波数では、出力電力は、約1900Wにおいて、略等しく、公称1870W値に近いことが分かる。

40

【0043】

【表 3】

表3

容量37	ノード31に おけるZIN	Amp92Aの 出力	Amp92Bの 出力
1pF	14.3 Ohms	1284W	2460W
53pF	12.9 Ohms	1900W	1900W
100pF	12.5 Ohms	2570W	1260W

【0044】

10

表3は、キャパシタ37の容量の選択値とともに、増幅器92Aおよび92Bの対応する計算電力出力に対して、図11のノード31における計算インピーダンスの変動を列挙する。これらの計算は、公称設計周波数100MHzで行われた。

【0045】

図14は、ダイポールアンテナを駆動するために配列される、本発明による、調節可能インピーダンス整合ネットワークの好ましい実施形態100を図式的に例証する。原則として、本実施形態は、前述の実施形態90の動作に類似するが、RF信号は、2つの部分に分割され、2つの対の1/12波伝送線区画の基本ネットワークを介して、2つのダイポール要素102Aおよび102Bに送達される。2つの対の伝送線区画は、一方の負荷線（ネットワークのA側）における区画24Aおよび28Aと、他の負荷線（ネットワークのB側）における区画24Bおよび28Bと、を備える。区画24Aと24Bとの間のノード26Aは、ノード26Bに接続され、選択的可変容量3は、ここでは、5pFから35pFに同調可能である。

20

【0046】

入力RF信号は、本実施例では、固定（源）インピーダンス50Ωを有する、ある長さの伝送線によって形成される、不平衡平衡変成器104によって、2つの部分に分割される。変成器104の出力は、ネットワークのノード30Aおよび30Bを介して、それぞれ、ネットワークのAおよびB側に送達される。ノード30Aおよび30Bにおける信号間には、180°位相差が存在する。ネットワークのA側のノード22Aは、ダイポールアンテナの要素102Aに接続され、ネットワークのノード22Bは、ダイポールアンテナの要素102Bに接続される。5pFと35pFの値間の同調（調節）キャパシタ35は、ダイポールアンテナに連結される電力を最適化するために、それぞれ、50Ωと35Ωとの間において、ダイポール要素における平衡インピーダンスを調節する。

30

【0047】

結論として、本発明は、いくつかの好ましい実施形態の観点から前述された。しかしながら、本発明は、本明細書に説明および描写される実施形態に限定されない。むしろ、本発明は、本明細書に添付の請求項によってのみ限定される。

【図1】

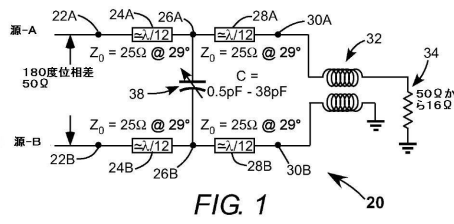


FIG. 1

【図3】

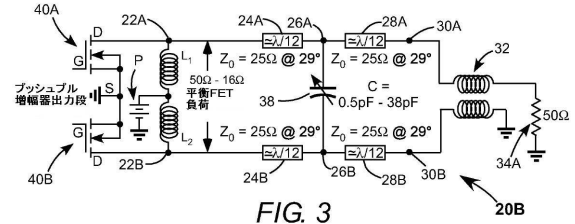


FIG. 3

【図2】

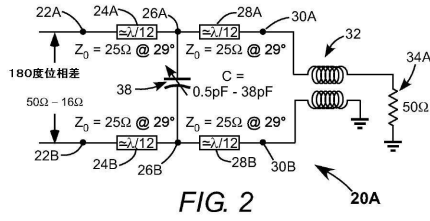


FIG. 2

【図4】

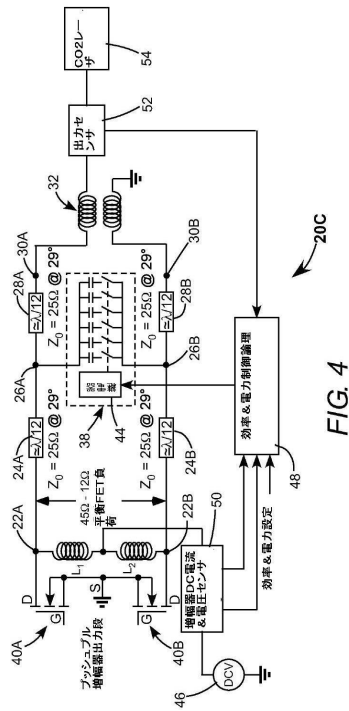


FIG. 4

【図4A】

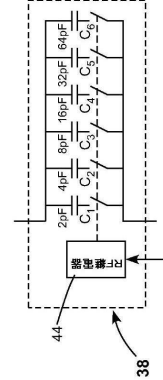


FIG. 4A

【 図 5 】

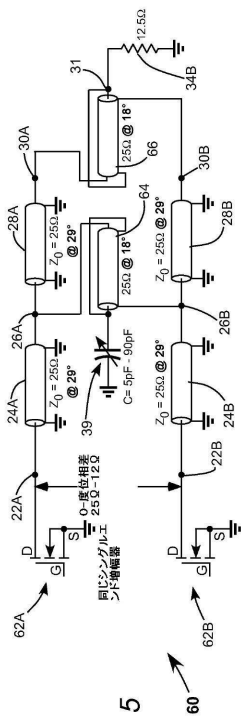


FIG. 5

【 図 6 】

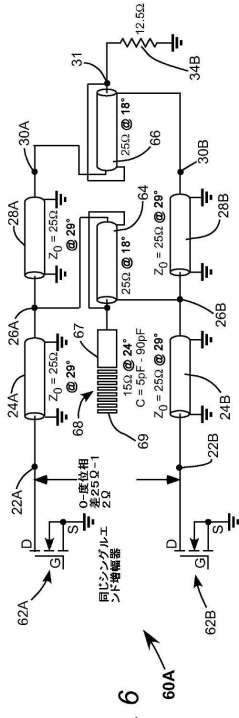


FIG. 6

【 図 7 】

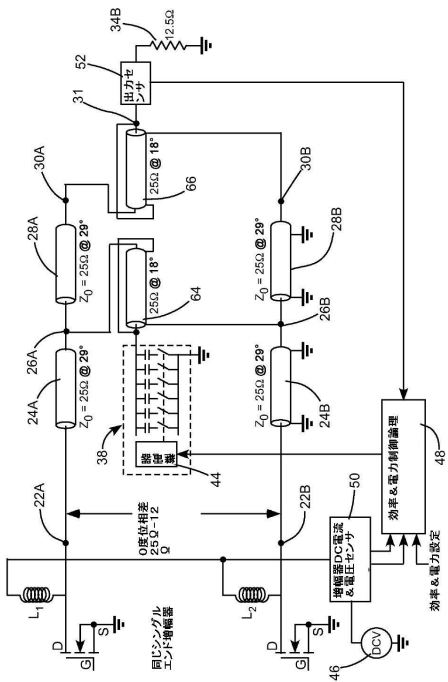


FIG. 7

【 図 8 】

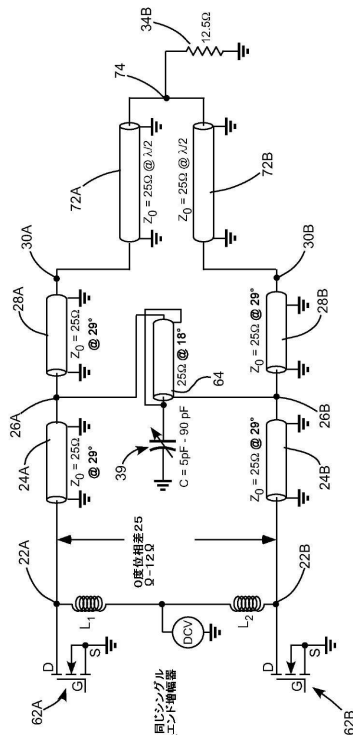


FIG. 8

【図9】

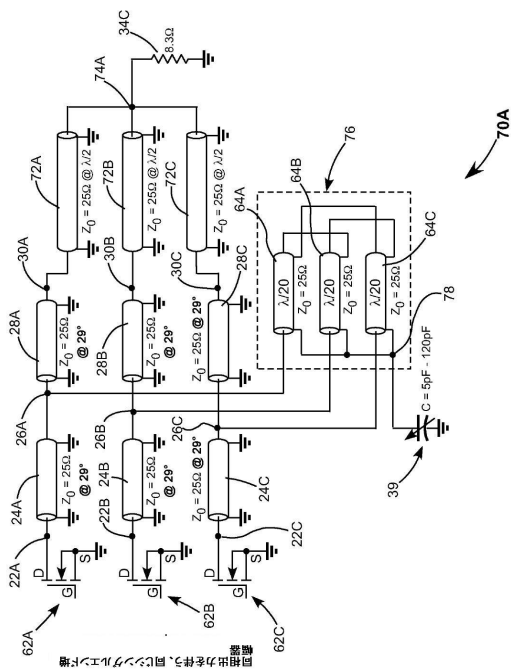


FIG. 9

【図10】

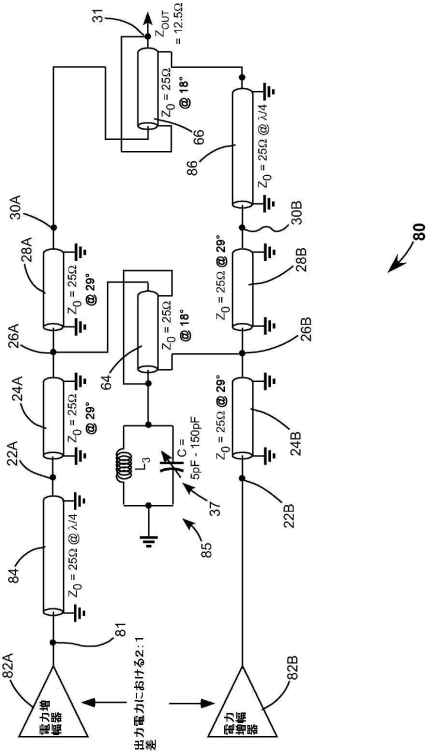


FIG. 10

【図11】

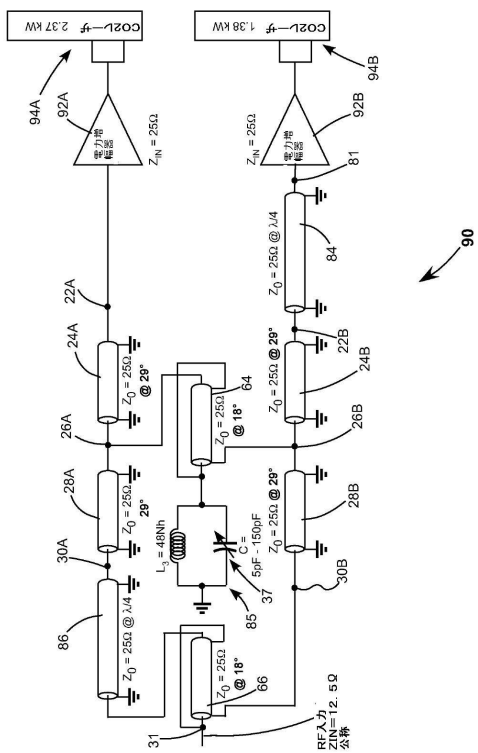


FIG. 11

【図11A】

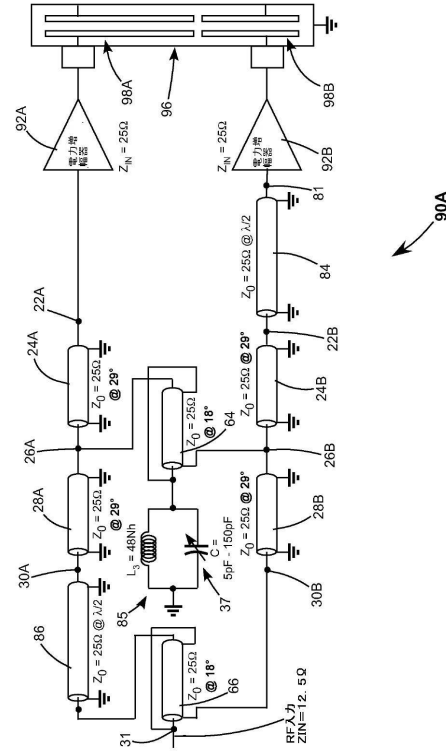


FIG. 11A

【 図 1 2 】

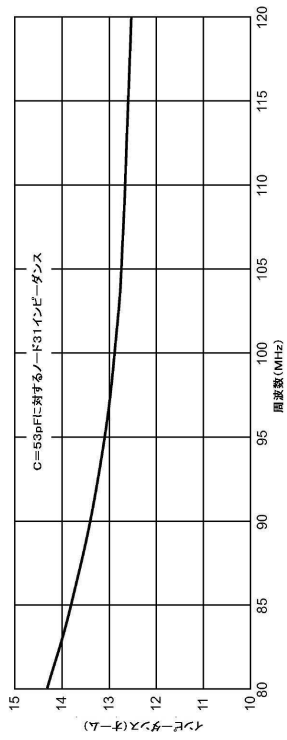


FIG. 12

【 図 1 3 】

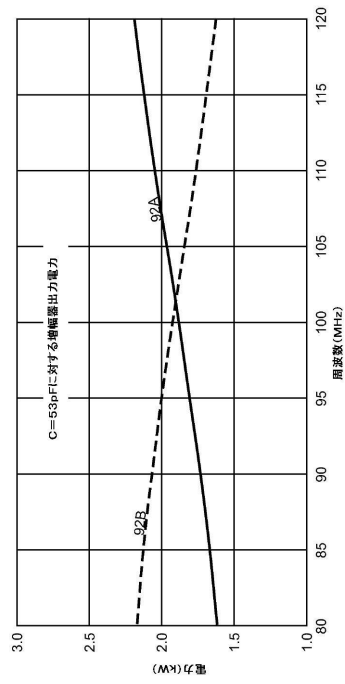


FIG. 13

【 図 1 4 】

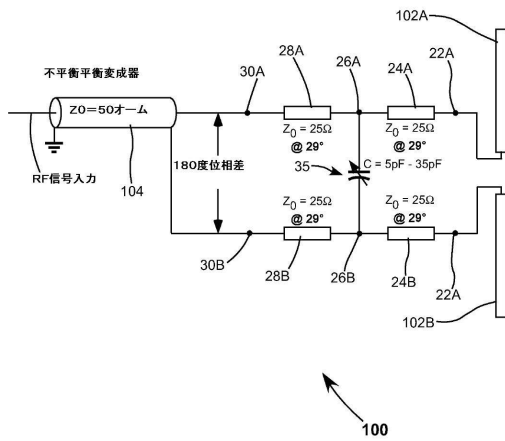


FIG. 14

フロントページの続き

- (72)発明者 ハウアー, フレデリック ダブリュー.
アメリカ合衆国 コネチカット 06095, ウィンザー, ブラッドフォード ドライブ 4
9
- (72)発明者 フォンタネラ, ジョエル
アメリカ合衆国 コネチカット 06084, トーランド, アンソニー ロード 14
- (72)発明者 トレイシー, パトリック ティー.
アメリカ合衆国 コネチカット 06043, ボルトン, カーター ストリート 33

審査官 高橋 義昭

- (56)参考文献 特開平07-183744(JP,A)
特開2005-333616(JP,A)
特開2003-283211(JP,A)
特表2009-543499(JP,A)
特開2006-166412(JP,A)
特表平05-505908(JP,A)
特開昭61-248606(JP,A)
特開2004-085446(JP,A)
特開2003-302431(JP,A)
特開平04-023605(JP,A)
特開平03-250807(JP,A)
特開平03-237801(JP,A)
特開平03-131113(JP,A)
特開平11-097952(JP,A)
特開平07-131096(JP,A)
米国特許第04945317(US,A)
米国特許出願公開第2009/0174496(US,A1)
米国特許出願公開第2006/0151591(US,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03H 7/40
H03F 1/56