

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5809259号
(P5809259)

(45) 発行日 平成27年11月10日(2015.11.10)

(24) 登録日 平成27年9月18日(2015.9.18)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/28 (2006.01) HO2M 3/28 H

請求項の数 17 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2013-515951 (P2013-515951)	(73) 特許権者	507212067
(86) (22) 出願日	平成23年6月17日 (2011.6.17)		セラビジョン・リミテッド
(65) 公表番号	特表2013-529886 (P2013-529886A)		英国, ミルトン・ケインズ MK7 8H
(43) 公表日	平成25年7月22日 (2013.7.22)		X, ティルブルック, シェルバーン ドラ
(86) 国際出願番号	PCT/GB2011/000920		イブ
(87) 国際公開番号	W02011/161401	(74) 代理人	100080089
(87) 国際公開日	平成23年12月29日 (2011.12.29)		弁理士 牛木 護
審査請求日	平成26年6月9日 (2014.6.9)	(74) 代理人	100161665
(31) 優先権主張番号	1010358.8		弁理士 高橋 知之
(32) 優先日	平成22年6月21日 (2010.6.21)	(74) 代理人	100121153
(33) 優先権主張国	英国 (GB)		弁理士 守屋 嘉高
		(74) 代理人	100133639
			弁理士 矢野 卓哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マグネトロン用電力供給装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

- マグネトロン用の電力供給装置であって、
- ・ 直流電圧源と、
 - ・ 前記直流電圧源の出力電圧を昇圧するためのコンバータと、を備え、
前記コンバータは、
 - ・ 容量性 - 誘導性共振回路と、
 - ・ 前記共振回路の共振周波数よりも上の可変周波数で駆動するように構成され、前記可変周波数が、交流電圧を提供するために入力される制御信号によって制御されるスイッチング回路と、
 - ・ 交流電圧を昇圧するための、前記共振回路に接続されるトランスと、
 - ・ 昇圧された前記交流電圧を、前記マグネトロンに利用するための昇圧された直流電圧に整流するための整流器と、
 - を備え、さらに、
 - ・ 前記直流電圧源から前記コンバータを通して流れる電流を測定する手段と、
 - ・ 前記マグネトロンの要求出力電力を示す制御信号を作り出すようにプログラムされたマイクロプロセッサと、
 - ・ 帰還ループ内に配置される集積回路と、を備え、
前記集積回路は、
 - ・ 前記電流を測定する手段と前記マイクロプロセッサにそれぞれ接続される各入力と、

・前記コンバータに接続される出力と、を有し、

前記電流を測定する手段からの信号と、前記マグネトロン¹の電力を要求電力に制御するためのマイクロプロセッサからの信号との比較に応じて、前記コンバータスイッチング回路に制御信号を与えるように、前記集積回路が構成される
マグネトロン用電力供給装置。

【請求項 2】

前記集積回路がアナログ素子であることを特徴とする、請求項 1 に記載の電力供給装置。

【請求項 3】

前記集積回路がエラー信号の増幅器として接続される演算増幅器であり、前記エラー信号は前記コンバータ電流の測定値を示す信号と前記マグネトロン¹の要求出力電力を示す信号の間の差であることを特徴とする、請求項 2 に記載の電力供給装置。

10

【請求項 4】

前記集積回路が帰還コンデンサを伴う積分器として配置され、それによって、その出力電圧が、前記コンバータを制御するための電圧 - 周波数回路を制御するように構成されることを特徴とする、請求項 1 , 2 または 3 に記載の電力供給装置。

【請求項 5】

前記集積回路が前記測定電流信号と前記要求電力信号の間の直接の比較のために適応し配置され、前記集積回路はこれらの信号だけを受取るように接続され、それによって、前記コンバータ電流が前記直流電圧源の電圧の過渡変化に依存せず、前記要求電力に応じて制御されることを特徴とする、請求項 1 ~ 4 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

20

【請求項 6】

前記電流を測定する手段が前記コンバータと直列に接続される抵抗器であり、前記抵抗器の一端は接地され、他端は前記集積回路の入力に、好適には帰還抵抗器を介して、接続されることを特徴とする、請求項 5 に記載の電力供給装置。

【請求項 7】

前記集積回路が前記測定電流信号と前記要求電力の間だけではなく、前記直流電圧源の電圧の過渡変化も考慮した比較のために適応し配置され、前記電圧源の電圧を示す信号も前記集積回路に入力され、それによって、前記コンバータ電流は、前記コンバータを通過する前記電力が前記要求電力に応じて制御されるように制御されることを特徴とする、請求項 1 ~ 4 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

30

【請求項 8】

・前記電流を測定する手段が前記コンバータと直列に接続される抵抗器であり、前記抵抗器の一端は接地され、
・前記集積回路への入力のために分圧器が備えられ、前記分圧器は、前記直流電圧源の出力配線と前記電流測定抵抗器のグランド側でない端子の間に、2つの抵抗器を備え、前記2つの分圧抵抗器の共通接続点が前記集積回路の入力に接続されることを特徴とする、請求項 4 に記載の電力供給装置。

【請求項 9】

・前記電流を測定する手段が前記コンバータと直列に接続される抵抗器であり、前記抵抗器の一端は接地され、
・前記直流電圧源の出力配線とゼロボルト配線の間に、2つの抵抗器を備える分圧器と、
・前記電流測定抵抗器における電圧が一方の入力に印加され、前記分圧抵抗器の前記共通接続点の電圧が他方の入力に印加され、出力が前記マイクロプロセッサの出力との比較のために前記集積回路に供給される乗算回路と、
を備えることを特徴とする、請求項 8 に記載の電力供給装置。

40

【請求項 10】

前記マイクロプロセッサが要求コンバータ電流信号からノイズをフィルタリングするようにプログラムされることを特徴とする、請求項 1 ~ 9 のうちいずれか 1 項に記載の電力

50

供給装置。

【請求項 1 1】

前記マイクロプロセッサと前記演算増幅器の間に設けられるフィルタリング回路を備えることを特徴とする、請求項 1 ~ 9 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

【請求項 1 2】

前記スイッチング回路が前記コンバータの周波数を、前記演算増幅器から出力される可変電圧信号に応じて制御するように構成され、それによって、周波数の増加はマグネトロン駆動電力とマイクロ波出力の減少に対応することを特徴とする、請求項 1 ~ 1 1 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

【請求項 1 3】

前記スイッチング回路が前記コンバータのデューティサイクルを、前記集積回路の出力に応じて制御するように構成され、それによって、前記デューティサイクルの減少はマグネトロン駆動電圧とマイクロ波出力の減少に対応することを特徴とする、請求項 1 ~ 1 2 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

【請求項 1 4】

前記スイッチング回路が前記マイクロプロセッサのクロックによって計時されることを特徴とする、請求項 1 ~ 1 3 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

【請求項 1 5】

前記スイッチング回路がそれ自身で発振器を有することを特徴とする、請求項 1 ~ 1 3 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

【請求項 1 6】

前記コンバータがゼロ電圧スイッチング装置であることを特徴とする、請求項 1 ~ 1 5 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

【請求項 1 7】

前記コンバータがゼロ電流スイッチング装置であることを特徴とする、請求項 1 ~ 1 5 のうちいずれか 1 項に記載の電力供給装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はマグネトロン用の電力供給装置に関連する。ただし、特にランプに電力を供給するマグネトロン用には限らない。

【背景技術】

【0002】

マグネトロンというものは、予想外のモードに変化する、すなわち、突然に一の周波数での発振を停止し、別の周波数での発振を開始することが起こり得る、ということが知られている。そのような状況下で、マグネトロンは負性インピーダンスを示すことがあり得る。このことは、損害を与えるほどの高い電流フローをもたらす可能性がある。したがって、定電圧或いは電圧制御の電力供給装置はマグネトロン用に向いていないことが知られていて、マグネトロンに電力を供給する電力供給装置には定電流或いは電流制御の電力供給装置が通常使用される。

【0003】

マグネトロンの陽極電圧は高く、陽極電圧と陽極電流の両方の測定は難しい。

【0004】

本発明の発明者が発明した以前の電力供給装置においては、マグネトロン用電力供給装置内のコンバータに印加される電圧と、前記コンバータを流れる電流との両方の測定は、マイクロコンピュータと共に、マグネトロンに供給される電力のリアルタイムの制御を提供するために利用されている。

【0005】

前記マイクロコンピュータは

1. 消費電力と、

10

20

30

40

50

2. 要求電力との差と、
 3. 前記電力差と測定電流との差と、
 を算出するようにプログラムされている。

【0006】

この2つ目の差は前記コンバータを制御するために使用される。これらの3つのステップはソフトウェア上で実行される。意外なことに、この電力供給装置でもまだ、そのマグネトロンに電力を供給されるランプに産み出される光の知覚できるフリッカーを引き起こす不安定具合に悩まされている。

【0007】

マグネトロンに電力を供給されるプラズマランプの光のフリッカーに対して、目が極めて敏感であることを、現状では経験が示している。前記マイクロコンピュータの制限された速度と解像度が知覚されるフリッカーをさらに悪化する可能性が産み出されることが、現状では理解されている。加えて、前記マイクロコンピュータの入力の2つ、すなわち、前記コンバータに印加される電圧と前記コンバータを流れる電流は雑音が多くなりがちで、前記2つの雑音の多い信号の増大は不安定さの一因となると信じられている。

【0008】

変化したマグネトロンの状態に対して、早い反応が求められることを踏まえれば、単に前記マイクロコンピュータから前記雑音をフィルタリングすることは、制御回路の反応時間を受け入れ難いほど悪化させ、不安定さの一因となる。そのため新しいやり方が求められていた。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】国際公開第2009/063205号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

本発明は改良型のマグネトロン用電力供給装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明によれば、

- ・直流電圧源と、
- ・前記直流電圧源の出力電圧を昇圧するためのコンバータであって、
 - ・容量性 - 誘導性共振回路と、
 - ・前記共振回路の共振周波数よりも上の可変周波数で駆動するように構成され、前記可変周波数が、交流電圧を提供するために入力される制御信号によって制御されるスイッチング回路と、
 - ・交流電圧を昇圧するための、前記共振回路に接続されるトランスと、
 - ・昇圧された前記交流電圧を、前記マグネトロンに利用するための昇圧された直流電圧に整流するための整流器と、
- を備えるコンバータと、
- ・前記直流電圧源から前記コンバータを通して流れる電流を測定する手段と、
- ・前記マグネトロンの要求出力電力を示す制御信号を作り出すようにプログラムされたマイクロコンピュータと、
- ・帰還ループ内に配置される集積回路と、を備え、
前記集積回路は、
 - ・前記電流を測定する手段と前記マイクロプロセッサにそれぞれ接続される各入力と、
 - ・前記コンバータに接続される出力と、を有し、

前記電流を測定する手段からの信号と、前記マグネトロンの電力を要求電力に制御するためのマイクロプロセッサからの信号との比較に応じて、前記コンバータスイッチング回

10

20

30

40

50

路に制御信号を与えるように、前記集積回路が構成される
マグネトロン用電力供給装置が提供される。

【0012】

前記マイクロプロセッサから分離しているディスクリート素子としての前記集積回路の使用は、速い制御ループを実現し、当該制御ループは前記マイクロプロセッサの速度に制限されない（後者はその仕様上の経済的な制約によって遅くなりがちである）。したがって本発明の電力供給装置は本質的により安定で、よりフリッカーの起こり難い照明を提供する。

【0013】

前記集積回路がデジタル素子としてもよいことは、経済的な理由から予想し得る一方で、好適にはアナログ素子である。好適な実施例において、前記集積回路は演算増幅器である。

10

【0014】

好適な実施例において、前記演算増幅器は帰還コンデンサを伴う積分器として配置され、それによって、その出力電圧が、前記コンバータを制御するための電圧 - 周波数回路を制御するように構成される。

【0015】

好適には、前記マイクロプロセッサは前記要求コンバータ電流信号から雑音をフィルタリングするようにプログラムされる。或いは、フィルタ回路が前記マイクロプロセッサと前記演算増幅器の間に備えられてもよい。

20

【0016】

好適な実施例において、前記スイッチング回路は前記コンバータの周波数を、前記演算増幅器から出力される可変電圧信号に応じて制御するように構成される。この手法では、周波数の増加はマグネトロン駆動電圧とマイクロ波出力の減少に対応する。

【0017】

或いは、前記スイッチング回路は前記コンバータのデューティサイクルを、前記演算増幅器の出力に応じて制御するように構成でき、それによって前記デューティサイクルの減少はマグネトロン駆動電圧とマイクロ波出力の減少に対応する。

【0018】

好適な実施例において、前記コンバータはゼロ電圧スイッチング装置であるが、ゼロ電流スイッチング装置であることもあり得る。

30

【0019】

通常前記スイッチング回路はそれ自身で発振器を有するだろう。しかしながら、前記マイクロプロセッサのクロックによって計時してもよいことは予想し得る。

【0020】

一の実施例において、前記集積回路は前記測定電流信号と前記要求電力信号の間の直接の比較のために適応し配置され、前記集積回路はこれらの信号だけを受取るように接続され、それによって、前記コンバータ電流が前記直流電圧源の電圧の過渡変化に依存せず、前記要求電力に応じて制御される。この実施例は電圧源の脈動周期を超越して前記電力の平均を一定に制御する。

40

【0021】

別の実施例において、前記集積回路は、前記測定電流信号と前記要求電力の間だけではなく、前記直流電圧源の電圧の過渡変化も考慮した比較のために適応し配置され、前記電圧源の電圧を示す信号も前記集積回路に入力され、それによって、前記コンバータ電流は、前記コンバータを通過する前記電力が前記要求電力に応じて制御されるように制御される。この実施例は前記電力の持続する瞬時値を電圧源の脈動周期を通じて一定になるように制御する。

【0022】

通常前記スイッチング回路はそれ自身の発振器を有するだろう。しかしながら、前記マイクロプロセッサのクロックによって時が刻まれるかもしれないことは予想し得る。

50

【 0 0 2 3 】

本発明の理解を手助けするために、ここで一例として、そして、図面に準拠して特定の実施例を記述する。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 4 】

【 図 1 】 従来のマグネトロン用電力供給装置のブロック図を示す。

【 図 2 】 本発明にしたがったマグネトロン用電力供給装置の同様のブロック図を示す。

【 図 3 】 図 2 の電力供給装置のより詳細な回路図を示す。

【 図 4 】 本発明の電力供給装置を有するマグネトロンに電力供給されるランプの線図を示す。

10

【 図 5 】 本発明の実施例 2 の回路図を示す。

【 図 6 】 図 5 の実施例の分圧器の詳細を示す。

【 図 7 】 図 3 および図 5 の各実施例を比較しているマグネトロン出力のスペクトル図を示す。

【 図 8 】 本発明の実施例 3 の回路図を示す。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 2 5 】

最初に図 1 を参照すると、発振器 1 を有する従来の電力供給装置が図式的に示されており、前記発振器 1 はマグネトロン 2 に電力を供給するために接続され、マイクロプロセッサ 3 によって制御される。ここに補強した電源電圧として、直流電圧源 4 は、前記発振器 1 への配線 5 に通常 4 0 0 V を供給する。これがトランス 6 と整流器 7 に交流電流を給電し、当該整流器 7 から 4 0 0 0 V の直流が前記マグネトロンへの配線 8 に印加される。前記発振器、トランス、整流器は「高圧コンバータ」と呼ばれる。前記マグネトロンに供給される電力は、前記コンバータのアース戻し路中の抵抗器 9 にかかる電圧の観点で測定される。前記電圧源 4 からの一定電圧を仮定すると、前記電圧は前記抵抗器 9 の電流の指標となり、前記マグネトロンに供給される前記電力に比例する。前記抵抗器電圧は前記マイクロプロセッサへの配線 1 0 の一の入力である。配線 1 1 の別の入力、前記マイクロプロセッサへの配線 5 の電圧を印加する。要求電力制御値 1 2 は外部から、または、マイクロプロセッサへの手動入力として設定される。

20

【 0 0 2 6 】

前記マイクロプロセッサは、以下の各ステップを実行するようにプログラミングされる。

30

1 . 高い効率を前提として、前記マグネトロンに供給される前記電力を算出するための、配線 5 における前記電圧と抵抗器 9 の電流の乗算のステップ。

2 . 消費される電力の算出結果の、前記要求電力との、それから、消費されるべき電流（意図された電流）との、比較のステップ。

3 . 前記意図された電流の、前記測定電流との、そして、前記電流が大きい場合のより高い周波数で前記コンバータを駆動するための徐々に高くなる電圧、或いは、前記電流が小さくなる場合の徐々に低くなる電圧である、前記電力供給装置への給電との、比較のステップ。前記コンバータがより高い周波数で稼働するならば、結果として得られる前記マグネトロンにかかる電圧は下がることに注意すべきである。

40

【 0 0 2 7 】

既に述べたように、この回路は使用において、光源としてのマグネトロンのフリッカーに対してフリーに動作させるには不安定すぎると判明した。

【 0 0 2 8 】

ここで図 2 を参照すると、本発明の電力供給装置は以下の同じやり方で接続される同様の部品を備える。

- ・ 発振器 / 高圧コンバータ 1 0 1
- ・ マグネトロン 1 0 2
- ・ トランス 1 0 6

50

- ・整流器 107
- ・抵抗器 109

マイクロプロセッサ 103 もまた備えられている。しかし、全く異なって稼働する。それは要求電力制御値 112 を配線 105 の前記補強した電源直流電圧で分圧し、前記要求電力で前記マグネトロンを運用するために、前記コンバータ 101 を流れる要求電流を示す、配線 121 における所要電流信号を与えるに過ぎない。配線 121 における前記信号は演算増幅器 122 / E A 1 の一方の入力に給電される。他方の入力の前記抵抗器 109 からの配線 110 と接続し、前記コンバータに流れる実電流を示す。前記演算増幅器は、集積化したエラー信号増幅器として接続される。

【0029】

ここで図 3 を参照すると、図 2 の電力供給装置のより完全な回路図が示されている。その中核となるのは高圧コンバータという疑似共振発振器 101 であり、M O S F E T 電界効果スイッチングトランジスタ T 1 , T 2 を有する。これらは、下記のやり方で I C 発振器 I C 1 によってスイッチングされる。インダクタンス L 1 と前記トランス 106 の一次コイルは前記トランジスタ T 1 , T 2 の接続点に直列に接続される。コンデンサ C 3 , C 4 が直列共振回路を完成する。これらの各インダクタンスと各コンデンサが共振周波数を決定し、当該共振周波数よりも上の周波数で前記コンバータは運用され、通常 70 k H z 前後であり、それによって、下流のマグネトロン回路に関しては、主に誘導性回路であるように見える。これはハーフブリッジを構成する 4 つのダイオード D 3 , D 4 , D 5 , D 6 と、平滑コンデンサ C 5 , C 6 と、を備え、前記トランスの二次巻線に接続され、前記マグネトロン 102 に直流電流を与える。前記トランスの巻線比は 10 : 1 であり、それによって 4000 V 程度の電圧が前記マグネトロンに印加され、配線 105 における前記補強した電源直流電圧は通常 400 V である。

【0030】

前記コンバータ回路の特徴は、前記トランジスタ T 1 , T 2 がオンにそしてオフに連続して順にスイッチングされる時、前記インダクタンス L 1 に蓄えられたエネルギーが両端の電圧を反転させることである。このことが、T R 2 がオンに切り換わる前に前記接続点 C における電圧を押し下げ、T R 1 がオンに切り換わる前に前記接続点電圧を押し上げる。したがって、オンに切り換わろうとしている前記トランジスタにかかるゼロボルト或いはゼロボルト付近において、すなわち Z V S モード（ゼロボルトスイッチングモード）においてスイッチングが起こる。このことが信頼性と長寿命に寄与する。

【0031】

高い（言い換えれば共振を上回る）スイッチング周波数においては、前記コンデンサ C 3 , C 4 の間の接続点における電圧が、実質的に配線 105 における電圧の半分で持続する。それによって、前記トランジスタがスイッチングすると同時に、実質的に三角波形に傾斜する電流が前記インダクタンス L 1 を通過して流れる。これが前記トランスに、そこから最終的に前記マグネトロンに渡される。

【0032】

稼働周波数を共振に近づけるように下げるとは、D における電圧振幅を配線 105 における電圧の半分から離れるように増大させ、前記マグネトロンにおける電圧、その電流、およびそのマイクロ波出力を増大させる。

【0033】

前記コンバータを流れる電流は、一般的には 100 m A の抵抗器 109 / R 1 において測定され、それを示す電圧は、一般的には 470 m V の帰還抵抗器 R 5 を経由して、前記演算増幅器 122 の一方の入力 123 に渡される。前記マイクロプロセッサ 103 は、分圧器 R 3 , R 4 を経由して、前記配線 105 から電圧を受取る。所要電力の設定は手動入力 112 を介して設定される。前記マイクロプロセッサは、前記所要電力を前記配線電圧で分圧し、前記マグネトロンの所要する前記コンバータ電流を示す電圧を、前記演算増幅器の他方の入力 125 に、6 k Ω の抵抗器 R 10 を経由して印加するようにプログラムされる。前記演算増幅器は 1 M Ω の抵抗器 R 9 と直列な、一般的には 470 n F の積分コンデ

10

20

30

40

50

ンサC7を有する。各前記抵抗器R9, R10の比率が前記演算増幅器の利得を決定する。これは、実現可能な程度に電源電圧フリッカーを抑制するために再設定される。前記増幅器は、前記所要電力を示す積分電圧を、前記発振器IC1用の周波数制御回路126に渡し、当該積分電圧は、周波数回路、一般的にはテキサス・インスツルメント製のIRS2153、或いはSTトムソン製のL6569に対する電圧である。18kの抵抗器R2と、共に470pFのコンデンサC1, C2と、ダイオードD1, D2と、を備える前記回路は、前記コンバータの周波数を制御する働きをする。前記演算増幅器の出力がゼロのとき、前記コンデンサC1はC2と並列接続で、最も低い周波数が得られる。これは最大のマグネトロン電力と対応する。一方で、前記出力が最大のとき、各前記ダイオードは決して導通せず、前記周波数はC2単独で制御される。最大周波数と、前記最大電力の10分の1程度の、最小電力が供給される。中間の電圧では、C1には中間の効果が現れ、それに依りて前記周波数と前記電力が制御される。

10

【0034】

したがって、前記マグネトロンは前記マイクロプロセッサに入力される前記要求電圧で稼働するよう制御され得る。前記マイクロプロセッサは配線105における電圧の変動を誘発するフリッカーの影響を受けやすい。しかしながら、R10への前記信号は、ソフトウェアによって内部で、或いは、図示していないRCフィルタによって外部でフィルタリングされてもよい。前記マグネトロンの電力消費が変わり、その磁石が熱くなりその抵抗器が変化するようにそれが起こり得るならば、前記演算増幅器は速く前記抵抗器R1で測定される電流の変化に反応し、前記コンバータの前記周波数を調節し、したがって、前記

20

【0035】

とは言うものの、もし前記電源源配線上にフリッカーが存在するなら、前記フリッカー周期を越えて平均化されたときのみ、前記マグネトロンの前記電力は一定になるであろう。大きな平滑コンデンサの損失による、前記電源源配線上に電源周波数の2倍の周波数のフリッカーが存在しがちである。

【0036】

上述の電力供給装置は、国際公開第2009/063205号公報に記述されているように、特にマグネトロンに電力供給されるランプLERの制御に適していることに注意すべきである。そのことが、ランプから出力される光が背景光用の低レベルから全電力全力照明まで要求される限り任意に制御されることを可能にする。

30

【0037】

図4には、マグネトロンにより駆動されるランプの簡単な描写が示されている。それはファラデー箱202を有する半透明のルツボ201を備える。前記ルツボ内のボイド空間203は励起可能な材料である充填材204を備える。前記マグネトロン205は導波器/遷移器206へマイクロ波を放射し、当該導波器/遷移器206から、前記マイクロ波を前記ルツボ内へと放つ、動軸接続207のアンテナ208へ、前記マイクロ波は出ていく。本発明の電力供給装置209による前記マグネトロンの電力供給は、前記励起可能な材料を発光させる。本発明の前記電力供給装置がフリッカーを回避するのに好都合なことがこの点である。

40

【0038】

ここで図5を参照すると、これも本発明に従った、改良型の高圧コンバータが示される。それは前記コンバータ電流、したがって前記マグネトロン電流の変動にだけでなく、前記電源源の出力における電源要周波数リップル、或いはより正確には、電源周波数の2倍の周波数のリップルにも注意を払う。このリップルは前記LERからの光に知覚できるフリッカーを引き起こさない。しかし、前記マグネトロンの出力における帯域幅の発散を誘導する。

【0039】

図5の改良点は、前記電源源配線から、前記帰還抵抗器R5が接続される前記演算増幅

50

器入力 1 2 3 への間の、直列された 2 つの 1 M の抵抗器の形での抵抗器 R 6 の含有である。前記抵抗器 R 6 - R 5 は分圧器を形成する。前記分圧器は、前記抵抗器 R 5 にかかる電圧が前記電流測定抵抗器にかかる電圧と実質上等しくなる、一般的には、前記演算増幅器入力に 2 0 0 m V が与えられ、両方の電圧が 1 0 0 m V 程度となるものである。前記実電圧は、前記コンバータを流れる実電流と前記電圧源配線の実電圧の両方により変化する。前記電圧源配線における増大による 2 0 0 m V の前記演算増幅器入力における増大が、前記電流の増大による 2 0 0 m V の前記演算増幅器入力における増大と同等であることは正しく理解されるだろう。両方が前記演算増幅器の前記積分出力電圧を上昇させ、その結果制御される電流は減少する。

【 0 0 4 0 】

10

前記電圧源配線における 5 % の増加による前記演算増幅器入力の実増加は 5 % となる、なぜなら、前記電流測定抵抗器にかかる電圧は前記電圧源電圧と比べると小さいからである。電流の 5 % の増加に対しても同様に前記電流測定抵抗器にかかる電圧は 5 % である。したがって、前記電圧或いは前記電流の 5 % 或いは別の数 % の増加に対して、前記電流は同じ % 減らされる。

【 0 0 4 1 】

同様に、これが結果的に前記マグネトロンに供給される電力の 5 % 或いは数 % の減少をもたらす。したがって上述の配置が間を置かない電力の一定さを維持するように作用する。この点において、「間を置かない」は電力が例えば前記電圧リップルの前記周期を通じて一定さを維持されることを意味するために使用される。

20

【 0 0 4 2 】

このオペレーションは以下のように数学的に説明できる。

【 0 0 4 3 】

前記マグネトロンの前記電力は、前記電圧源の電圧 U と前記コンバータ電流 I の積である。すなわち、

【 0 0 4 4 】

【数 1】

$$P = U \times I.$$

【 0 0 4 5 】

30

である。

電流と電圧に「 u 」と「 i 」を用いると、

【 0 0 4 6 】

【数 2】

$$P = (C_1 \times u) \times (C_2 \times i)$$

【 0 0 4 7 】

【数 3】

$$P = K \times (u \times i)$$

40

【 0 0 4 8 】

「 u 」と「 i 」を一定量の値とすると、この式は

【 0 0 4 9 】

【数 4】

$$P = K \times (u + i) / 2.$$

【 0 0 5 0 】

と書き換えられる。この関係は電流と電圧の小さな変動に対して、すなわち、 $u + u$ と $i + i$ に対して、概ね正しく維持される。

【 0 0 5 1 】

50

上記の方程式は次のように書き換えられる。

【 0 0 5 2 】

【数 5】

$$P = K_3 + K_4 \times \delta V + K_5 \times \delta v.$$

【 0 0 5 3 】

したがって、前記マグネトロンの前記電力は、定数 + 別の定数倍した、その公称電圧からの実電圧源の偏差 + 別の定数倍した、公称電流からの前記電流の偏差、として表わし得る。

前記電流偏差自身は前記電流測定抵抗器にかかる電圧の偏差で表わし得る。

10

【 0 0 5 4 】

適切な定数と共に、前記演算増幅器に入力される変動のみを考慮すると、前記分圧器は電圧源電圧とコンバータ電流の2つの変動の合計を前記演算増幅器に入力することが分かる。唯一の条件は、R 5 にかかる電圧が R 1 にかかる電圧とおおよそ等しい場合にのみ、近似式

【 0 0 5 5 】

【数 6】

$$P = U \times I \approx K \times (u + i) / 2$$

【 0 0 5 6 】

が満たされることである。これは

$$U = 400 \text{ V}$$

$$R 1 = 0.1$$

$$R 5 = 470$$

$$R 6 = 2 \text{ M}$$

の値によって満たされる。

20

【 0 0 5 7 】

図 6 には、これらの抵抗器が直列接続されているのが示され、関連する各電圧の表示もまた示されている。

【 0 0 5 8 】

R 6 は R 1 よりも 7 桁大きく、R 5 は 4 桁大きいので、前記演算増幅器の入力における電圧の感知できるほどの変動を産み出すような U の変動も R 1 にかかる電圧の変化を引き起こすことはありそうもなく、当該電圧はそこを流れる電流のみによって制御されることに注意すべきである。それに応じて、R 1 にかかる電圧は R 5 にかかる電圧に加えられ、その合計が前記演算増幅器に入力される。

30

【 0 0 5 9 】

この動作手法は正確に線形ではないが、著しい改善を与えてくれることは理解されるであろう。図 7 に関して、前記マグネトロンの生成周波数のサドル型のグラフが示されている。その生成周波数はそこを流れる前記電流に依存し、それはその両端の電圧を制御する時にツェナーダイオードと同種の特徴を有するマグネトロンの特徴である。したがって、より大きな電力がそこで利用できるのであれば、その電流は増大し、その稼働周波数は低下する。前記電圧源の電圧上の電源電圧に関連するリップルが存在する場合は、前記マグネトロンの周波数は変動し、前記帯域幅は細いサドル型を示す。それに反して、図 5 の実施例の電力制御を用いると、前記帯域幅はとても狭くなり、ガウス分布を示す。これは次に、

40

【 0 0 6 0 】

図 8 を参照すると、乗算回路 301 が前記演算増幅器の入力に示されている。この回路は、デジタル回路が考えられるにもかかわらず、アナログ装置であり、一方の入力で利用される分圧器 R 6 - R 7 の接続点である中間点と、他方の入力で利用される前記電流測定抵抗 R 1 からの電圧信号と、を有する。前記乗算回路はこれらの電圧と電流を示す 2 つの

50

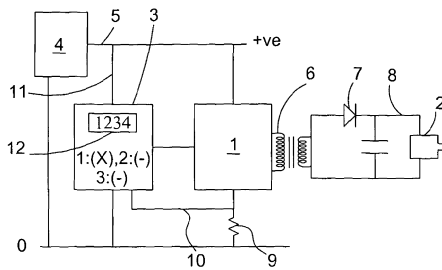
信号を共に乗算し、前記マグネトロン電力を示す信号を生成し、前記演算増幅器の前記入力に印加する。この実施例は図5の実施例よりも的確である。しかし、乗算回路があまり使用されておらず高価である点によって、より高価である。我々は図5の実施例を、十分に正確で同時に安価である点においてより優れていると考えている。

【符号の説明】

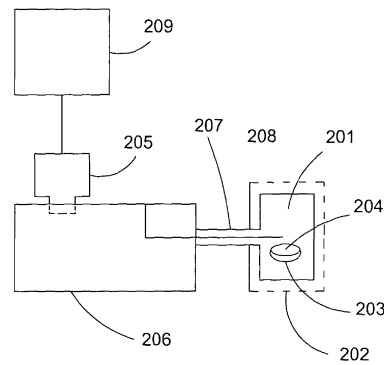
【0061】

- 101：コンバータ
- 102：マグネトロン
- 103：マイクロプロセッサ
- 106：トランス
- 107：整流器
- 109, R1：抵抗器（電流測定手段）
- 122, EA1：演算増幅器（集積回路）
- 301, X：乗算回路（乗算器）
- C7：積分コンデンサ（帰還コンデンサ）
- IC1：IC発振器（スイッチング回路）
- R5：帰還抵抗器
- R5, R6：抵抗器（分圧抵抗器）
- R6 - R5：分圧器

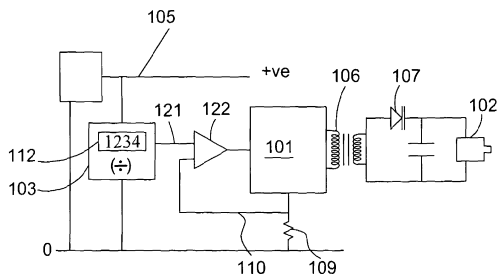
【図1】



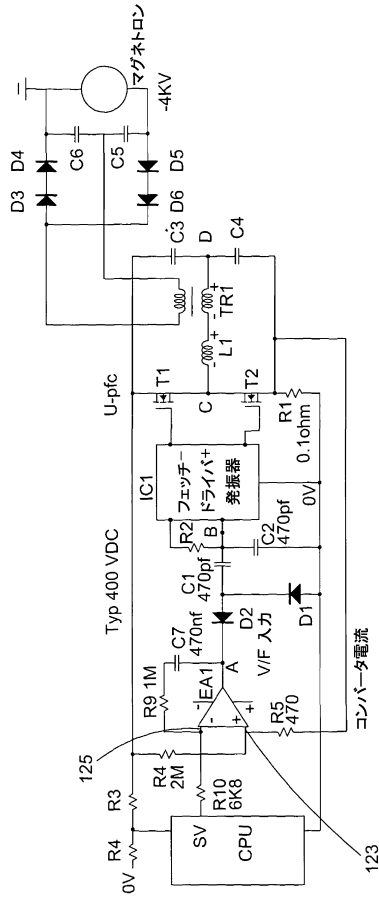
【図4】



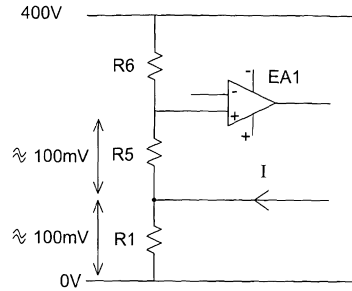
【図2】



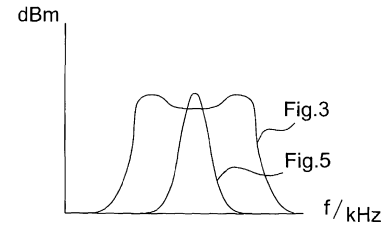
【 図 5 】



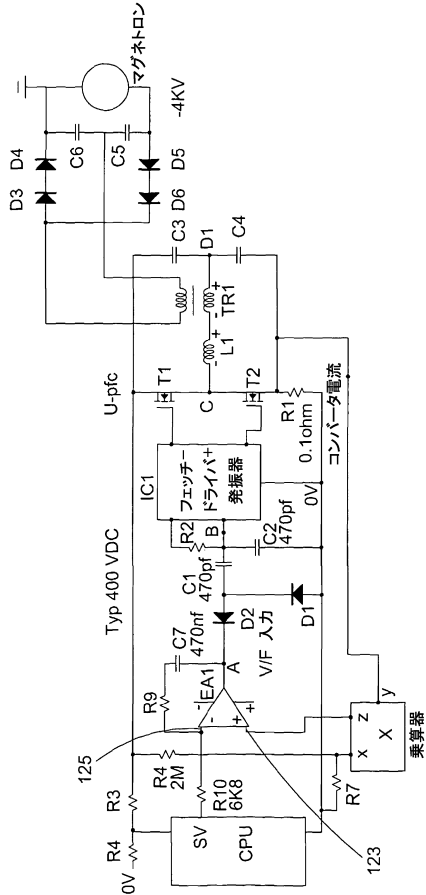
【 図 6 】



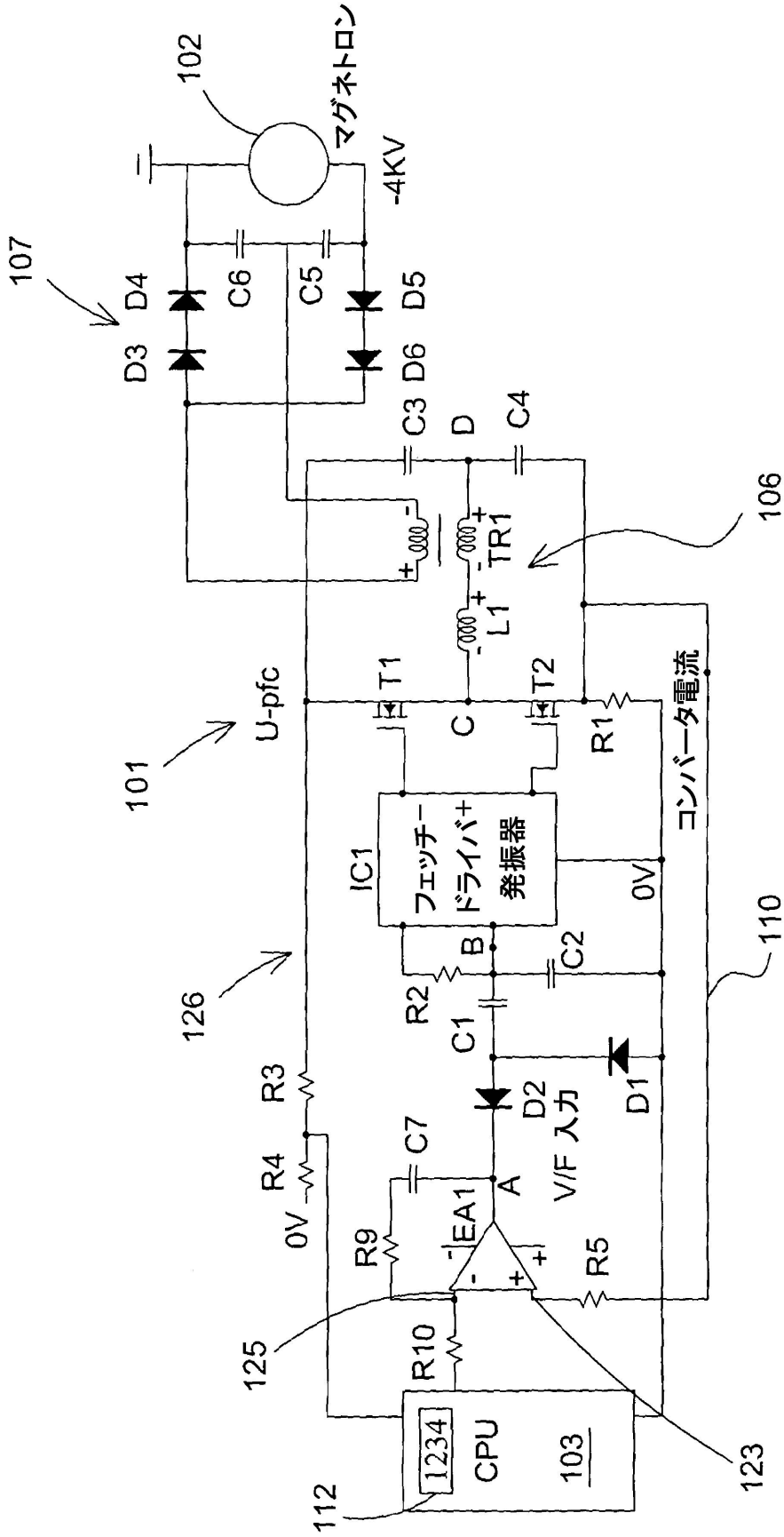
【 図 7 】



【 図 8 】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 リドストロム, キェル
スウェーデン エスイー 930 15 ブレア, クリトゥガタン 19

審査官 下原 浩嗣

(56)参考文献 特開2007-324018(JP, A)
特開2000-116146(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/28