

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6814789号  
(P6814789)

(45) 発行日 令和3年1月20日(2021.1.20)

(24) 登録日 令和2年12月23日(2020.12.23)

(51) Int.Cl.

G O 1 L 21/32 (2006.01)

F 1

G O 1 L 21/32

請求項の数 31 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2018-500386 (P2018-500386)  
 (86) (22) 出願日 平成28年5月12日 (2016.5.12)  
 (65) 公表番号 特表2018-519528 (P2018-519528A)  
 (43) 公表日 平成30年7月19日 (2018.7.19)  
 (86) 國際出願番号 PCT/US2016/032070  
 (87) 國際公開番号 WO2017/007531  
 (87) 國際公開日 平成29年1月12日 (2017.1.12)  
 審査請求日 平成31年2月19日 (2019.2.19)  
 (31) 優先権主張番号 14/795,729  
 (32) 優先日 平成27年7月9日 (2015.7.9)  
 (33) 優先権主張国・地域又は機関  
米国(US)

前置審査

(73) 特許権者 592053963  
 エム ケー エス インストルメンツ イ  
ンコーポレーテッド  
 M K S I N S T R U M E N T S, I N C  
O R P O R A T E D  
 アメリカ合衆国マサチューセッツ州O 1 8  
1 0, アンドーバー, テック・ドライブ  
2, スイート 2 0 1  
 (74) 代理人 100087941  
 弁理士 杉本 修司  
 (74) 代理人 100086793  
 弁理士 野田 雅士  
 (74) 代理人 100112829  
 弁理士 堤 健郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】バイアス電圧及び放出電流の制御及び測定を伴う電離圧計

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

電子放出電流で電子を放出するために加熱されるように構成された陰極と、  
低入力インピーダンスで前記電子放出電流を伝達するように、且つ前記陰極の陰極バイアス電圧を制御するように構成されたトランジスタ回路と、  
を含み、

前記低入力インピーダンスが、1 0 0 k より小さい電離圧計。

## 【請求項 2】

前記トランジスタ回路が、前記電子放出電流の大きさと無関係に陰極バイアス電圧を制御する、請求項 1 に記載の電離圧計。 10

## 【請求項 3】

前記陰極を可変的に加熱する可変加熱電源を更に含む、請求項 1 又は 2 に記載の電離圧計。

## 【請求項 4】

前記トランジスタ回路が、電界効果トランジスタ(F E T)であって、そのソースを通して前記電子放出電流を伝達する、且つ印加されたゲート電圧で陰極バイアス電圧を制御する電界効果トランジスタ(F E T)を含む、請求項 1 ~ 3 のいずれか一項に記載の電離圧計。

## 【請求項 5】

陰極バイアス電圧が、前記 F E T のゲートに印加される電圧 + 前記 F E T のオフセット

10

20

電圧と等しい、請求項4に記載の電離圧力計。

**【請求項 6】**

前記 F E T のゲートが、陰極バイアス電圧を可変的に制御するために、可変電圧源に電気的に接続される、請求項4又は5に記載の電離圧力計。

**【請求項 7】**

前記トランジスタ回路におけるトランジスタのオフセットを検出する回路を更に含む、請求項1～6のいずれか一項に記載の電離圧力計。

**【請求項 8】**

前記トランジスタの前記オフセットを検出する前記回路が、前記トランジスタ回路に電気的に接続されたダイオードを含む、請求項7に記載の電離圧力計。 10

**【請求項 9】**

前記トランジスタ回路が、前記トランジスタ回路におけるトランジスタを通る前記電子放出電流を測定する電流センサを含む、請求項1～8のいずれか一項に記載の電離圧力計。  
。

**【請求項 10】**

前記低入力インピーダンスが、1000 より小さい、請求項1に記載の電離圧力計。

**【請求項 11】**

前記低入力インピーダンスが、100 より小さい、請求項1に記載の電離圧力計。

**【請求項 12】**

電離圧力計を操作する方法であって、

20

電子放出電流で電子を放出するため陰極を加熱することと、

トランジスタ回路を介して前記陰極のバイアス電圧を制御することと、

低入力インピーダンスの前記トランジスタ回路を介して、前記電子放出電流を伝達することと、

を含み、

前記低入力インピーダンスが、100k より小さい方法。

**【請求項 13】**

陰極バイアス電圧が、前記電子放出電流の大きさと無関係に制御される、請求項1～2に記載の方法。

**【請求項 14】**

前記陰極の加熱が、可変電子放出電流で前記電子を放出するために、可変的に加熱することを含む、請求項1～2又は1～3に記載の方法。

30

**【請求項 15】**

前記トランジスタ回路が、電界効果トランジスタ(FET)であって、そのソースを通して前記電子放出電流を伝達する、且つ印加されたゲート電圧で陰極バイアス電圧を制御する電界効果トランジスタ(FET)を含む、請求項1～4のいずれか一項に記載の方法。

**【請求項 16】**

陰極バイアス電圧が、前記FETのゲートに印加される電圧 + 前記FETのオフセット電圧と等しい、請求項1～5に記載の方法。 40

**【請求項 17】**

陰極バイアス電圧の制御が、前記FETのゲートに対して可変電圧源を働かせることを含む、請求項1～5又は1～6に記載の方法。

**【請求項 18】**

前記トランジスタ回路におけるトランジスタのオフセットを検出することによって、前記トランジスタ回路を較正することを更に含む、請求項1～7のいずれか一項に記載の方法。

**【請求項 19】**

前記トランジスタの前記オフセットの検出が、ダイオードを用いることを含む、請求項1～8に記載の方法。 50

**【請求項 2 0】**

前記トランジスタ回路におけるトランジスタを通る前記電子放出電流を測定するために、電流センサを用いることを更に含む、請求項1 2～1 9のいずれか一項に記載の方法。

**【請求項 2 1】**

圧力測定における不感時間なしに、ある値から別の値に前記電子放出電流を変更することを更に含む、請求項1 2～2 0のいずれか一項に記載の方法。

**【請求項 2 2】**

前記低入力インピーダンスが、1 0 0 0 より小さい、請求項1 2に記載の方法。

**【請求項 2 3】**

前記低入力インピーダンスが、1 0 0 より小さい、請求項1 2に記載の方法。 10

**【請求項 2 4】**

電子放出電流で電子を放出するため陰極を加熱するための手段と、  
トランジスタ回路を介して前記陰極の陰極バイアス電圧を制御するための手段と、  
低入力インピーダンスの前記トランジスタ回路を介して前記電子放出電流を伝達するた  
めの手段と、  
を含み、

前記低入力インピーダンスが、1 0 0 0 より小さい電離圧力計。

**【請求項 2 5】**

前記低入力インピーダンスが、1 0 0 より小さい、請求項2 4に記載の電離圧力計。 20

**【請求項 2 6】**

電子放出電流で電子を放出するため加熱されるように構成された陰極と、  
低入力インピーダンスで前記電子放出電流を伝達するように、且つ前記陰極の陰極バイ  
アス電圧を制御するように構成されたトランジスタ回路と、  
を含み、

前記低入力インピーダンスが、最大の予想電子放出電流に対する陰極バイアス電圧許容誤差の比より小さい電離圧力計。

**【請求項 2 7】**

前記陰極バイアス電圧許容誤差が、± 1 . 0 Vである、請求項2 6に記載の電離圧力計。  
 。 30

**【請求項 2 8】**

電離圧力計を操作する方法であって、

電子放出電流で電子を放出するため陰極を加熱することと、  
トランジスタ回路を介して前記陰極のバイアス電圧を制御することと、  
低入力インピーダンスの前記トランジスタ回路を介して、前記電子放出電流を伝達することと、  
を含み、

前記低入力インピーダンスが、最大の予想電子放出電流に対する陰極バイアス電圧許容誤差の比より小さい方法。

**【請求項 2 9】**

前記陰極バイアス電圧許容誤差が、± 1 . 0 Vである、請求項2 8に記載の方法。 40

**【請求項 3 0】**

電子放出電流で電子を放出するため陰極を加熱するための手段と、  
トランジスタ回路を介して前記陰極の陰極バイアス電圧を制御するための手段と、  
低入力インピーダンスの前記トランジスタ回路を介して前記電子放出電流を伝達するた  
めの手段と、  
を含み、

前記低入力インピーダンスが、最大の予想電子放出電流に対する陰極バイアス電圧許容誤差の比より小さい電離圧力計。

**【請求項 3 1】**

前記陰極バイアス電圧許容誤差が、± 1 . 0 Vである、請求項3 0に記載の電離圧力計 50

。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本出願は、2015年7月9日出願の米国特許出願第14/795,729号の利益を主張する。上記出願の教示全体が、参照によって本明細書に援用される。

**【背景技術】****【0002】**

電離真空圧力計は、半導体製造、薄膜蒸着、高エネルギー物理学、イオン注入及び空間シミュレーションなどの種々様々な用途で用いることができる。電離圧力計は、冷陰極電離圧力計（CCIG）及び熱陰極電離圧力計（HCIG）の両方を含むことができ、幾つかの例示的なHCIG設計は、バヤール・アルパート（BA）、シュルツ・フェルプス、及び三極管型圧力計を含む。典型的な熱陰極電離真空圧力計のセンサは、陰極（フィラメントとも呼ばれる電子源）、陽極（グリッドとも呼ばれる）、及びイオンコレクタ電極を含む。BA圧力計に関し、陰極は、陽極によって画定された電離空間（陽極体積）の外部に放射状に配置される。イオンコレクタ電極は、陽極体積内に配置される。電子は、陰極から陽極の方へ且つ陽極を通って移動し、最終的に陽極によって捕集される。しかしながら、電子の移動時に、電子は、圧力が測定されることになる雰囲気を構成するガスの分子及び原子に衝突し、イオンを生成する。陽極体積内で生成されたイオンは、陽極内の電界によってイオンコレクタへ引きつけられる。雰囲気内のガスの圧力Pは、式  $P = (1/S)(i_i/i_e)$  によってイオン電流及び電子電流から計算することができ、この式で、Sは、 $1/\text{torr}$  単位のスケーリング係数（圧力計感度）であり、特定の圧力計形状、電気的パラメータ、及び圧力範囲に特有である。 $i_i$  は、イオン電流であり、 $i_e$  は、電子放出電流である。

**【0003】**

陰極は、電子放出を引き起こすために、電圧源によって開始される電流フローによって加熱される。電圧源は、例えば+30ボルトの固定陰極バイアス電圧を用いて所望の電子放出電流を維持するために、サーボによって制御される。陰極バイアス電圧と陽極の陰極バイアス電圧との間の電圧差は、放出電子が電離体積に入るときに、放出電子のエネルギーを決定する。今度は、電子のエネルギーが、電離電流に影響し、その結果、圧力計の精度は、陰極バイアス電圧の正確な制御に依存する。電子放出電流の大きさは、陰極内に印加される加熱電力によって決定される。

**【0004】**

電離圧力計は、典型的には、センサに電力を供給し、且つセンサから信号を受信するために、ヘッダハウジングを通って延びる接続ピンを備えた幾つかの電気的なフィードスルーパーを含む（各センサ電極は、フィードスルーパー電気接続ピン又は導体に接続される電極接続ポストで製造される）。圧力計のエンベロープに接続されときに、操作の安全性及び信号の完全性を維持するために、且つ電流が、フィードスルーピンからヘッダハウジングに漏れるのを防ぐために、フィードスルーピンとヘッダハウジング及び他のセンサコンポーネントとの間に電気絶縁体を設けることができる。

**【発明の概要】****【発明が解決しようとする課題】****【0005】**

熱陰極電離圧力計（HCIG）における陰極加熱電流のサーボ制御は、幾つかの理由で問題になり得る。高性能サーボ回路のコスト及び複雑さは、高くなる可能性がある。更に、電子放出電流設定が変更される場合、又は圧力計における圧力が変化する場合に、電子放出電流及び陰極バイアス電圧が、従来的な器械設計では結合される（一方が他方に影響する）ので、陰極バイアス電圧は影響される。圧力又は電子放出電流における変化に続いて、圧力測定は、典型的には、3秒くらい続く可能性があるサーボ整定時間（不感時間）中に利用不可能である。不感時間は、（器械較正が有効である場合に）フィラメント陰極

10

20

30

40

50

バイアス電圧が、所望の公称値から外れる遷移状態を指し、従って、圧力測定は、較正されずに不正確である。従って、サーボ制御は、圧力計が不正確な又は使用できない期間につながる。

#### 【0006】

更に、電気フィードスルーパラレル絶縁体の有効性は、H C I Gなどの電離圧力計のフィードスルーパラレル絶縁体上に蓄積し得る導電性汚染物質によって損なわれる可能性があり、それは、ここで詳細に説明される。汚染物質は、フィードスルーピン（導体）とH C I Gセンサのヘッダハウジングとの間に導電性経路を形成し、センサ信号電流の一部が、フィードスルーパラレル絶縁体を横断して流れることができるようになる可能性がある。これらの漏れ電流は、不正確な圧力測定から完全なセンサ故障に及ぶ望ましくない影響を引き起こす可能性がある。10

。例えば、陰極電気フィードスルーパラレルからの漏れは、不正確な電子放出電流測定及び不正確な圧力測定につながる可能性がある。更に、陰極寿命を延ばすために、例えば20マイクロアンペア（ $\mu$ A）未満のより低い電子放出電流を維持することが望ましい。しかしながら、漏れ電流が、電子放出電流又は他の信号電流に対して十分に大きくなると、圧力測定精度を維持するために、より高い電子放出電流でH C I G陰極を操作することが必要になるが、それは、陰極寿命を短縮する。更に、陽極フィードスルーパラレル絶縁体もまた、特に、陽極構造が加熱される脱気手順中に汚染される可能性がある。陰極及び陽極フィードスルーパラレル絶縁体に加えて、イオンコレクタフィードスルーパラレル絶縁体などの他のフィードスルーパラレル絶縁体もまた、汚染されて、センサ動作を損なう可能性がある。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0007】

本発明の実施形態に従って、互いに分離された電子放出電流及び陰極バイアス電圧を設定するための装置及び方法が提供され、それはまた、従来的なサーボに基づいた測定方法の特徴である不感時間を除去する。更に、実施形態の装置及び方法は、漏れ電流の影響を圧力測定から除去するために用いることができ（H C I Gは、その正常な使用環境に留まる）、より信頼できる圧力測定及びより長い圧力計のサービス期間につながる。実施形態は、改善された圧力測定精度と、広い範囲にわたる電子放出電流の連続的な調整能力と、不感時間のないより高速な電子放出電流制御と、圧力変化に対する一層高速な反応と、同様に製造コストの低下と、を提供することができる。

#### 【0008】

電離圧力計及び対応する方法は、電子放出電流を用いて電子を放出するために加熱されるように構成された陰極を含んでもよい。電離圧力計はまた、低入力インピーダンスで電子放出電流を伝達するように、且つ陰極バイアス電圧を制御するように構成されたトランジスタ回路を含むことができる。低入力インピーダンスは、電子放出電流が、陰極バイアス電圧に影響を及ぼさずにトランジスタ回路において感知され得るように、ほぼゼロにすることができる。電子放出電流は、電流測定回路に伝達することができ、電流測定回路は、電流センサを含むことができる。電離圧力計はまた、陰極を可変的に加熱する可変加熱電源を含むことができる。

#### 【0009】

トランジスタ回路は、電子放出電流の大きさと無関係に、陰極バイアス電圧を制御することができる。例えば、それは、陰極バイアス電圧を独立して制御するためにゲート電圧を制御しながら、ほぼゼロの入力インピーダンスでソースとドレインとの間で電子放出電流を伝達する電界効果トランジスタ（F E T）を含んでもよい。陰極バイアス電圧は、F E Tのゲートに印加される電圧 + F E Tのオフセット電圧と等しくすることができ、F E Tのゲートは、陰極バイアス電圧を可変的に制御するために、可変電圧源に電気的に接続することができる。ソースからドレインに伝達される電子放出電流は、陰極バイアス電圧に影響せずに感知することができる。トランジスタ回路は、陰極電子放出電流がゼロのトランジスタを通る電流フローが、正確な電子放出電流感知用に電流オフセットを提供できるようにするために、漏れ試験電流源に電気的に接続されてもよい。漏れ試験電流源は、陽極バイアス電圧供給に結合された抵抗を含むことができる。漏れ電流範囲選択スイッチ4050

は、漏れ電流レベルに従って、漏れ試験電流源の電流範囲を切り替えるように構成されてもよい。

#### 【0010】

電離圧力計は、トランジスタ回路におけるトランジスタのオフセットを検出する回路を含むことができ、オフセットを検出する回路は、トランジスタ回路に電気的に接続されたダイオードを含むことができる。

#### 【0011】

電離圧力計は、加熱された陰極で測定された電子放出電流と、非加熱の陰極で測定された電子放出電流との間の差を計算できるマイクロコントローラを含むことができ、その差は、漏れ電流に対する電離圧力計の較正用に用いることができる。マイクロコントローラはまた、陰極加熱電源、トランジスタ回路の陰極バイアス電圧制御入力部、及び漏れ電流範囲セレクタスイッチに電気的に接続された制御信号を有することができる。マイクロコントローラはまた、陰極電子放出電流を測定するために、電流センサに電気的に接続された電気入力部を含むことができる。

10

#### 【0012】

電離圧力計を操作する方法及び対応する装置は、電子放出電流で電子を放出するために陰極を加熱することと、トランジスタ回路を介して陰極バイアス電圧を制御することと、低入力インピーダンスのトランジスタ回路を介して、陰極の電子放出電流を伝達することと、を含むことができる。低入力インピーダンスは、ほぼゼロとすることができます。電子放出電流の通過は、電流測定回路へと行うことができ、電流測定回路は、電流センサを含むことができる。陰極バイアス電圧の制御は、FETのゲートに対して可変電圧源を働かせることを含むことができる。陰極バイアス電圧は、電子放出電流の大きさと無関係に制御することができる。陰極の加熱は、ユーザ選択電子放出電流で電子を放出するために、調整可能な加熱を含むことができる。

20

#### 【0013】

方法は、電子放出電流がゼロに設定されたトランジスタ回路に漏れ試験電流を通すことによって、漏れ電流用の電離圧力計を較正することを含むことができる。方法は、加熱された陰極で測定された電子放出電流と、非加熱の陰極で測定された電子放出電流との間の差を用いることによって、漏れ電流用の電離圧力計を較正することを含むことができる。漏れ試験電流は、陽極バイアス電源に電気的に結合された、且つ漏れ電流レベルに従って切り替えられる抵抗を通過させることができる。

30

#### 【0014】

方法は、マイクロコントローラから、陰極加熱電源、及びトランジスタ回路の陰極バイアス電圧制御入力部に制御信号を出力することを含むことができる。方法は、マイクロコントローラから、トランジスタ回路における漏れ電流範囲セレクタスイッチに制御信号を出力することを更に含むことができる。方法はまた、トランジスタ回路における電流センサからマイクロコントローラに電気信号を入力することを含むことができる。

#### 【0015】

トランジスタ回路は、電子放出電流を伝達する電界効果トランジスタ(FET)を含むことができる。陰極バイアス電圧は、FETのゲートに印加される電圧 + FETのオフセット電圧と等しくすることができる。方法は、トランジスタ回路におけるトランジスタのオフセットを検出することによって、トランジスタ回路を較正することを含むことができ、トランジスタ回路の較正は、ダイオードの使用を含むことができる。ダイオードは、トランジスタ回路におけるトランジスタに電気的に接続し、且つトランジスタのオフセットの測定を容易にするために用いることができる。電流センサは、トランジスタ回路におけるトランジスタを通る電子放出電流を測定するために用いることができる。

40

#### 【0016】

方法はまた、圧力測定における不感時間なしに、ある値から別の値に電子放出電流を変更することを含むことができる。

#### 【0017】

50

電離圧力計は、電子放出電流で電子を放出するために陰極を加熱するための手段と、トランジスタ回路を介して陰極バイアス電圧を制御するための手段と、低入力インピーダンスのトランジスタ回路を介して電子放出電流を伝達するための手段と、を含むことができる。

**【図面の簡単な説明】**

**【0018】**

前述のこととは、添付の図面に示されているように、本発明の例示的な実施形態における以下のより特定の説明から明らかになろう。図面において、同様の参照文字は、相異なる図の全体にわたり同じ部分を指す。図面は、必ずしも一定の縮尺で作成されている訳ではなく、その代わりに、本発明の実施形態を示すことに重点が置かれている。

10

**【0019】**

**【図1A】**既存のバヤール - アルパート (BA) 熱陰極電離圧力計 (HCG) を示す概略図である。

**【図1B】**図1Aにおける陰極用の電子放出電流及び陰極バイアス電圧のグラフを含む。

**【図1C】**可変電子放出電流源を備えた図1Aにおける既存のBA HCGを示す概略図である。

**【図2A】**電子放出電流を伝達する電界効果トランジスタ (FET) 回路を組み込む実施形態のHCGを示す概略図である。

**【図2B】**図2Aに示されているような電離圧力計を操作する実施形態の方法を示す流れ図である。

20

**【図3A】**電子放出電流を伝達するFETトランジスタ回路、マイクロコントローラ、及び漏れ電流軽減用の回路を備えた代替実施形態のHCGを示す概略図である。

**【図3B】**図3Aに示されているHCGのより詳細な概略図である。

**【図3C】**漏れ電流の影響を軽減する実施形態の方法を示す流れ図である。

**【発明を実施するための形態】**

**【0020】**

本発明の例示的な実施形態の説明が続く。

**【0021】**

熱陰極電離真空圧力計 (HCG) は、半導体製造、薄膜蒸着、高エネルギー物理学、イオン注入及び空間シミュレーションなどの種々様々な用途で用いられる。これらの用途の多くは、高い圧力計信頼性、低い故障率、及び何桁もの大きさの圧力にわたる優れた圧力測定精度を必要とする。更に、これらの用途の多くは、短い時間間隔で反復される正確な圧力測定を必要とし、且つHCGの電子放出電流制御ループを制御するためのサーボ整定時間を許容しない可能性がある。これらの考察を念頭におくと、制御ループ整定にかまわず短い時間間隔で、且つ長い寿命にわたり非常に正確な圧力測定を報告するHCGの能力を向上させることができることが、非常に重要である。

30

**【0022】**

図1Aは、典型的なバヤール - アルパート (BA) HCGを示す。上記のように、かかる圧力計の動作の一般原則は、例えば米国特許第7,295,015号明細書及び同7,429,863号明細書に説明されており、それらの特許は、それらの全体において参考により本明細書に援用される。陰極208は、陰極ヒータ電源V<sub>H</sub>によって供給される電流によって加熱されるように構成される。陰極ヒータ電源V<sub>H</sub>は、制御信号109によりサーボ107によって制御される。陰極208は、陰極バイアス電圧V<sub>C</sub>に保持され、陰極バイアス電圧V<sub>C</sub>は、例えば+30Vとすることができます。測定は、陰極バイアス電圧V<sub>C</sub>を監視する電圧センサ165が、指定された動作陰極バイアス電圧（例えば+30V）を読み出す場合に、有効であり較正される。

40

**【0023】**

電気的に加熱されると、陰極208は、電子e<sup>-</sup>を陽極206へ放出する。この電子放出は、電子放出電流i<sub>e</sub>、即ち電子フローと反対の方向の等価な正電流フローによって定義される。図1Aに示されているように、陽極は、陽極体積（電離体積）を画定する円筒

50

状のワイヤグリッド（陽極グリッド）として構成することができる。イオンコレクタ電極 217 は、電離体積内に配置される。陽極バイアス電圧は、陰極から離れて陽極 206 の方へ且つ陽極 206 を通って電子  $e^-$  を加速する。陽極は、陽極バイアス電圧  $V_A$  に保持され、陽極バイアス電圧  $V_A$  は、典型的には +180V である。最終的に、陰極から放出された全ての電子は、陽極によって捕集される。それらの移動時に、エネルギー電子は、存在し得るガス分子及び原子に衝突し、陽イオンを生成する。次に、陽イオンは、陽極体積に生成された電界によって、イオンコレクタ電極 217 に推し進められる。電界は、陽極（例えば、+180V に維持することができる）及びイオンコレクタ（例えばグランド電位に維持することができる）によって生成することができる。次に、コレクタ電流が、イオンコレクタにおいて生成され、電離体積内のガスの圧力が、イオン電流から計算し得る。イオンコレクタ 217 は、イオンコレクタ電流を測定する、且つ一般に仮想接地で操作される電位計（トランスインピーダンス増幅器ピコアンメータ）223 に接続される。

#### 【0024】

サーボ 107 の目的は、陰極の底部における陰極バイアス電圧  $V_c$  を正確に +30V に保持することである。電圧  $V_c$  が、+30V 未満に降下すると、サーボ 107 は、陰極加熱電力を増加させ、それは、陰極 208 と陽極 206 との間の電子フローを増加させ、且つ陰極の底部における電圧を引き上げる。他方において、電圧  $V_c$  が、+30V を超えて上昇すると、サーボ 107 は、陰極加熱電力を低下させ、それは、電子フローを減少させて、電圧  $V_c$  が降下できるようにする。所与の陰極バイアス電圧  $V_c$  において、サーボ平衡状態で流れる電子放出電流  $i_e$  の量は、スイッチ  $S_e$  によって選択することができる。最適な電子放出電流は、ガス圧力、所望の陰極寿命、測定精度等に依存する。スイッチ  $S_e$  は、マイクロコントローラ（図示せず）からのコマンド信号 111 によって制御される。左端のスイッチポジションにおいて、システムは、電子放出電流  $i_e = +30V / 10k = 3mA$  の場合に、有効であり較正される。他のスイッチポジションに対応する他の電子放出電流選択肢は、それぞれ  $+30V / 100k = 0.3mA$  及び  $+30V / 1M = 30\mu A$  である。

#### 【0025】

図 1A に示されている H C I G などの既存の H C I G には幾つかの欠点がある。最初に、スイッチ  $S_e$  は、有限数のポジションだけを有する。任意の所与のスイッチポジションにおいて、電子放出電流は、やはり通常は、測定精度と圧力計寿命との間の最適なトレードオフから遠く離れている。例えば、陰極寿命を延ばすために、電子放出電流を 20 マイクロアンペア ( $\mu A$ ) 未満に維持することが望ましい。しかしながら、漏れ電流が存在する状態で、実際の電子放出電流は、未知である可能性があり、H C I G 陰極は、漏れ電流を超えて圧力測定精度を維持するのに十分に高い電子放出電流で操作されなければならない。更に、サーボ 107 は、不感時間を最小化し、且つ望ましい精度を提供するために、典型的には比較的複雑で高価であることが要求される。更に、どんな実際のサーボ実装形態も、非ゼロの整定時間及び制御誤差を有し、従って陰極バイアス電圧  $V_c$  の実際値は、+30V からかなり逸脱することが多い。

#### 【0026】

図 1B は、図 1A におけるサーボ 107 の非ゼロの整定時間の影響を示す。図 1B の上部のグラフは、電子放出電流  $i_e$  を経時的に示し、図 1B の下部のグラフは、陰極バイアス電圧  $V_c$  を経時的に示す。上部のグラフに示されているように、 $S_e$  は、時間 130a にポジションを変更し、それは、陰極バイアス電圧  $V_c$  を直ちに降下させる。サーボ 107 は、（陰極加熱電力を増加させ、それが、電子放出電流を増加させることによって）最終的に電圧  $V_c$  を再び上昇させるが、しかしこれは、時間間隔 132a（不感時間）を必要とし、その間に圧力測定は利用できない。整定時間 132a は、例えば 3 秒までとすることができます、それは、業界標準の整定時間である。この挙動は、許容できないことが多い。何故なら、多少の H C I G ユーザは、例えば 25 ミリ秒ごとの有効な圧力更新を要求するからである。また図 1B に示されているように、時間 130bにおいて、H C I G におけるガス圧力は、素早く変化し、電子放出電流  $i_e$  及び陰極バイアス電圧  $V_c$  の両方を一

10

20

30

40

50

時的に上昇又は下降させ得る。期間 132b にわたって、圧力の測定は、同様に無効である。図 1B に示されているように、従来の H C I G において、電子放出電流及び陰極バイアス電圧  $V_c$  は、「結合される」か、又は一方が他方に影響を及ぼす。

#### 【0027】

図 1C は、電子放出電流制御に対する代替の既存アプローチを示す。図 1C に示されている概略図において、スイッチ  $S_e$  及び抵抗器群は、可変電流源 115 と取り替えられる。電流源 115 は、マイクロコントローラ（図示せず）からのコマンド 113 によって制御される。これは、少數の離散的な予め選択された電子放出電流選択肢に制限される問題を解決し、従って電子放出電流は、任意の値とすることができます。

#### 【0028】

しかしながら、図 1C の設計アーキテクチャは、厳しい問題を持ち込む。陰極 208 の底部におけるノードは、グランドに対してほぼ無限のインピーダンスを有し、陰極電力及び電子放出電流に極めて敏感な陰極バイアス電圧  $V_c$  を結果としてもたらす。サーボ 107 は、非常に複雑で、それほど正確ではなく、且つ潜在的に不安定になる。サーボ 107 は、整定のために非常に長い時間を必要とする可能性がある。従って、調整可能な電流源 115 を有するという利点には、回路安定性及び信頼性における重大なトレードオフが付随する。

#### 【0029】

本発明の実施形態によれば、電子放出電流と陰極バイアス電圧との間の結合又は依存に関連する問題は、克服することができる。トランジスタ回路は、電子放出電流及び陰極バイアス電圧を独立して制御するために用いることができる。かかるトランジスタ回路は、電子放出電流と無関係に陰極バイアス電圧を制御しながら、非常に低い入力インピーダンスで電子放出電流を伝達することができる。サーボ 107 は、図 1A - 1C で示されている整定時間を伴うが、ガス圧力又は電子放出電流にかかわらず連続的に有効な圧力測定を提供するために除去することができる。更に、幾つかの実施形態は、漏れ電流の軽減に備え、より長い圧力計寿命にわたって圧力測定をより正確にすることができます。

#### 【0030】

図 2A は、低入力インピーダンスで電子放出電流を伝達する、且つ陰極バイアス電圧を制御するトランジスタ回路 220 を有する H C I G を示す概略図である。図 2A に示されている H C I G のトランジスタ回路 220 は、共通ゲート金属酸化膜半導体 F E T ( M O S F E T ) 221 と、図 1A におけるスイッチ  $S_e$  、電圧センサ 165 及びサーボ 107 に取って代わる電流センサ 219 と、の両方を含む。電流センサ 219 は、例えば、アンメータ、又は任意の電流感知装置若しくは回路とすることができます。他の実施形態において、トランジスタ回路 220 は、単一の M O S F E T 221 及び電流センサ 219 に加えて追加の電気コンポーネントを含む。

#### 【0031】

マイクロコントローラ（図示せず）からのコマンド信号 209 は、可変的に陰極を加熱するために、可変陰極加熱電源  $V_H$  を可変的に制御する。コマンド信号 209 はまた、図 1A におけるサーボ 107 からの制御信号 109 に取って代わる。従って、マイクロコントローラは、図 3A の説明において更に説明されるが、陰極加熱電力を制御するために、陰極加熱電源  $V_H$  に電気的に接続される制御信号 209 を供給する。電流センサ 219 は、トランジスタ 221 を通る電子放出電流を測定する。マイクロコントローラに供給される、そのセンサからの出力は、信号 209 を通して電子放出電流を制御するために用いることができる。図 1A 及び 1C のサーボ制御と異なり、フィードバックは、電子放出電流を制御するための、感知された電子放出電流からのものであり、それは、感知された陰極バイアス電圧からではなく、陰極バイアス電圧に依存しない。

#### 【0032】

本明細書で用いられているように、「低入力インピーダンス」は、電子放出電流における変化が、陰極バイアス電圧をそれほど変化させないほど小さなインピーダンスを示す。例えば、陰極バイアス電圧許容誤差は、所望の測定精度を提供するために  $\pm 1.0 \text{ V}$  とす

10

20

30

40

50

ることができ、最大の予想電子放出電流は、 $10 \mu A$ とすることができる。その場合に、トランジスタ回路は、入力インピーダンスが、約  $1.0V / 10 \mu A = 100k$  より小さい場合に、所望の利点を提供することができる。トランジスタ回路の入力インピーダンスは、それが、典型的な F E T の入力インピーダンスなどの上記で計算された値未満である場合に、「ほぼゼロ」と見なされることになる。例えば、 $1000$  程度におけるほぼゼロの入力インピーダンスは、本明細書で示される回路などの回路で達成することができる。更に、図 2 A に示されているトランジスタ回路は、F E T オフセット電圧を感知又は推定する、且つそれをキャンセルする回路を追加することによって、更に改善することができる。かかる改善は、 $1 \sim 100$  範囲あたりでほぼゼロの入力インピーダンスまで実効入力インピーダンスを低減することができる。トランジスタ回路の入力インピーダンスは、広く変化する可能性があり、且つ放出電流、トランジスタ回路におけるトランジスタの特定の選択、回路の複雑さ等に依存する可能性がある。

#### 【 0 0 3 3 】

図 2 A において、電子放出電流  $i_e$  は、共通ゲート M O S F E T 増幅トランジスタ 2 2 1 を通って流れるが、トランジスタ 2 2 1 は、そのエミッタ端子とコレクタ基準端子との間で陰極電子放出電流を伝達する。エミッタとベース制御端子との間の電圧は、約  $1.5V$  の公称電圧を有してもよい。従って、ゲートへの固定電圧（ここでは  $+28.5V$ ）の印加は、ソースからドレインに流れる電子放出電流  $i_e$  の量に対して非感受性の陰極のベースにおいて、 $+30V$  の公称電圧  $V_c$  を生じる。従って、電子放出電流  $i_e$  及び陰極バイアス電圧  $V_c$  は、「非結合」であり、独立している。換言すれば、トランジスタ回路は、電子放出電流の大きさと無関係に陰極バイアス電圧を制御する。更に、ソースにおける低入力インピーダンス故に、電子放出電流は、電流センサ 2 1 9 を含むトランジスタ回路によってそれほど影響されない。

#### 【 0 0 3 4 】

図 2 A の H C I G は、図 1 B に示されている間隔 1 3 2 a 及び 1 3 2 b などの不感時間是有しない。従って、図 2 A の H C I G を用いる全ての圧力測定は、どんな所定の時間でも有効であり、較正される。何らかの理由で、異なる、より最適な電子放出電流が望ましい場合に、マイクロコントローラ（図 2 A には図示せず）は、陰極バイアス電圧に対する著しい影響なしに電子放出電流を変更するために、陰極加熱電源  $V_H$  に相異なるコマンド 2 0 9 を簡単に送信することができる。電子放出電流は、陰極電力の関数として、連続的な値域のいずれか 1 つを有することができ、図 1 A におけるように、小さな予め選択された値セットへの制限はない。同様に、陰極バイアス電圧は、電子放出電流に影響せずに、トランジスタ 2 2 1 のベースに対する制御電圧を変更することによって、容易に素早く変更することができる。

#### 【 0 0 3 5 】

他の実施形態において、トランジスタ回路は、ある離散値だけを伴う陰極バイアス電圧を制御するように構成することができる。しかしながら、トランジスタ回路が、図 2 A のトランジスタ回路におけるように、マイクロコントローラのデジタル分解能によってのみ制限される連続的な値域にわたって陰極バイアス電圧を可変的に制御できるようにするのが好ましい。陰極温度が、電子放出電流における変化と共に相異なる値に上昇又は降下する間でさえ、圧力測定は、引き続き有効である。従って、図 2 A は、ある値から別の値に電子放出電流を変化させている間でさえ、本発明の実施形態が、電離圧力計を用いて圧力を測定するためにどのように使用され得るかを示す。

#### 【 0 0 3 6 】

図 2 B は、図 2 A に示されている圧力計などの電離圧力計を操作する方法を示す流れ図である。2 4 1 において、陰極 2 0 8 は、電子放出電流  $i_e$  で電子を放出するように加熱される。2 4 3 において、陰極バイアス電圧  $V_c$  は、トランジスタ回路を介して制御される。図 2 A において、例えば、トランジスタ回路 2 2 0 は、トランジスタ 2 2 1 及び電流センサ 2 1 9 を含む。2 4 5 において、電子放出電流  $i_e$  は、 $V_H$  を介して制御され、且つ低入力インピーダンスのトランジスタ回路を介して電流測定回路に伝達される。図 2 A

10

20

30

40

50

において、電流測定回路は、電流センサ 219 を含む。他の実施形態において、電流測定回路は、電子放出電流を測定するように構成される任意の数のコンポーネント又は装置を含むことができる。

#### 【0037】

図 2 A に示されている回路実装形態は、共通ゲート M O S F E T 増幅器である。しかしながら、他の実装形態が、様々な他の設計状況用のベストプラクティスを提示することが可能である。例示的な代替は、共通ゲート J F E T 増幅器、共通ベースバイポーラトランジスタ増幅器、及びトランジストインピーダンス増幅器を含む。全ての実装形態は、ほぼゼロである入力インピーダンスと、電子放出電流に比例する電圧出力と、を共通に有する。しかしながら、バイポーラトランジスタ実装形態は、それほど好ましくはない。何故なら、幾らかの電子放出電流が、トランジスタベースを通って流れ、電流センサ 219 において説明がつかないからである。例えば、F E T 実装形態は、この欠点を有せず、従ってバイポーラトランジスタ実装形態より好まれる。

10

#### 【0038】

図 3 A は、図 2 A の F E T 221 の直流バイアスが、可変電圧源 331 によって取り替えられる H C I G 回路を示す概略図である。可変電圧源 331 は、マイクロコントローラ 232 からゲート制御信号 327 を受信するために、陰極バイアス電圧制御入力部を有する。従って、可変電圧源 331 は、トランジスタ 221 ゲート（制御端子）のバイアス電圧を制御するように、マイクロコントローラ 232 によって制御される。可変電圧源 331 が、図 3 A の実施形態において用いられるのに対して、マイクロコントローラ又は固定電圧源からの直流入力は、他の実施形態において用いることができる。図 2 A におけるように、F E T は、ソース基準端子と、電子放出電流に対して非感受性のゲート制御端子との間のオフセット電圧を有し、その結果、陰極バイアス電圧は、ゲート電圧 + オフセットによって正確に設定することができる。また、電子放出電流は、上記の利点に関し、ほぼゼロの入力インピーダンスを体験する。

20

#### 【0039】

可変電圧源 331 は、+12 Vまでのダイオード 335 を含むオフセット回路 334 と共同して、F E T オフセット電圧  $V_{GS}$  の正確な較正を可能にする。具体的には、陰極 208 の陰極バイアス電圧は、（電源 331 を介して）F E T 221 のゲートに印加される電圧 + F E T のオフセット電圧に等しい。ダイオード 335 は、F E T トランジスタ 221 のオフセットの検出を容易にするために、トランジスタ回路に電気的に接続される。ダイオード電圧降下は、はっきり定義される。ゼロの陰極加熱電力及びゼロの実際の電子放出電流を用いて、F E T 221 へのゲート電圧は、電流が 219 で感知されるまで、徐々に減少させることができる。そのポイントにおいて、F E T ソースゲートオフセットは、(+12.0 V - (マイナス) ダイオード電圧) とゲート電圧 331 との間の差である。オフセット電圧は、広範囲なソース（放出）電流にわたって比較的一定である。これは、たとえ +30 V ノードの直接測定がなくても、陰極の底部における電圧を例えば +30 V に非常に正確に設定できるようにする。+30 V ノードのどんな直接測定も回避することは、この実施形態の有用な特徴である。何故なら、ノード電圧のどんな直接測定も、幾らかの非ゼロの電流を流出させ、それが、電子放出電流測定誤差に帰着する可能性があるからである。図 3 A の実施形態において、ダイオード 335 は、トランジスタ 221 のオフセットを検出するオフセット回路 334 のただ 1 つのコンポーネントである。しかしながら、他の実施形態において、代替オフセット回路が、トランジスタ 221 のオフセットを検出するように構成される、別々に又は互いに組み合わされた任意の数のコンポーネントを含み得る。

30

#### 【0040】

たとえダイオード 335 がなくても、図 3 A の H C I G を用いる圧力測定は、例えば、約 5 % 内の精度を有し得る。しかしながら、ダイオード 335 を用いて F E T オフセット電圧を較正する利点を利用すれば、理論的な圧力測定精度は、例えば約 1 % 内である。F E T オフセットの較正に対するダイオードアプローチが、非常にコンパクトで経済的であ

40

50

る一方で、較正に対する代替アプローチもまた利用できることに留意されたい。また、それほど好ましくはないが、実際の陰極バイアス電圧が、所望の陰極バイアス電圧 - (マイナス) F E T オフセット電圧に F E T ゲート電圧を設定する代わりに、測定されてもよい。この代替アプローチはまた、F E T の較正なしに、陰極バイアス電圧を非常に正確にすることができる。しかしながら、この代替アプローチにおいて、電子放出電流精度は、陰極バイアス電圧測定回路に流れ込む幾らかの電子放出電流故に、多少減少する可能性がある。

#### 【 0 0 4 1 】

マイクロコントローラ 2 3 2 は、電流センサ 2 1 9 から電気的に出力され接続される電気入力 3 2 5 を介して、電流センサ 2 1 9 を通って流れる電流を監視する。具体的には、電子放出電流モニタ入力 3 2 5 が、電流センサ 2 1 9 の目盛りを読み取るために、マイクロコントローラ 2 3 2 によって用いられる。10

#### 【 0 0 4 2 】

図 3 A はまた、漏れ電流が、本発明の実施形態を用いて、どのように軽減され得るかを示す。H C I G は、典型的には、例えば陰極及び陽極のそれぞれと H C I G の外部との間で信号を伝達する 1 つ又は複数の電気フィードスルーピンを有する。例えば、電子放出電流  $i_e$  は、1 つかかるフィードスルーピンによって伝達される。これらのピンは、フィードスルーパー絶縁体によって、圧力計ヘッダハウジング及びグランドへの他の経路から絶縁される。しかしながら、経時的に、導電性コーティングが、フィードスルーパー絶縁体に形成される可能性があり、それは、漏れ電流用の低インピーダンス経路に帰着する可能性がある。20  
例えば、コーティングは、フィードスルーピンから圧力計ヘッダハウジングへの等価抵抗をテラオーム (T ) からメガオーム (M ) に、且つ幾つかの場合には更に小さく低減する可能性があり、低減されたインピーダンスは、漏れ電流が、内部電極とヘッダハウジング又はグランドへの他の経路との間で大きくなれるようにする可能性がある。絶縁体は、様々な物理化学プロセスを通してコーティングすることができる。圧力計の内面からスパッタリングされた材料の見通し線堆積は、導電性コーティングの発現につながる可能性がある。熱プロセス又は電子衝撃プロセスを介した前駆体ガスの分解は、絶縁体に結合し得る、且つまたフィードスルーパー絶縁体における電流の伝導を可能にし得る副産物を生成する可能性がある。堆積コーティングの導電性はまた、フィードスルーパーが高温で動作する場合に、コーティングの追加の分解によって増加され得る。陰極の電気フィードスルーパー絶縁体上の汚染物質は、この表面の分解メカニズムによって導電性になり得る。何故なら、それらは、典型的には、例えば電気フィードスルーパーの残部より熱くなるからである。陰極フィードスルーパーは、それらが、白熱陰極にしっかりと接続され、且つヘッダにおける最大の汚染レベルを示すので、通常は一層熱い。30

#### 【 0 0 4 3 】

汚染物質が増加するにつれて、汚染物質は、蓄積し、( 例えば陰極劣化によって ) 最終的に圧力計を故障させる可能性がある。汚染物質はまた、漏れ電流の原因であり、それは、無視された場合には、間違いを引き起こす。漏れ電流は、H C I G において用いることができる最小の実際的な電子放出電流を制限し、H C I G が操作され得る上方圧力を制限する。漏れ電流はまた、下方圧力、即ち、それらの圧力で非常に低いイオン電流を測定する必要によって、H C I G を操作できる下方圧力を制限する可能性がある。40

#### 【 0 0 4 4 】

図 3 A は、1 つかかる漏れ電流経路を示し、その経路は、電子放出電流経路から幾らかの電流の方向を変える。この電流は、 $i_{cL}$  によって表され、フィードスルーパー絶縁体汚染物質 ( $R_{cL}$  として示されている) から生じる抵抗  $R_{cL}$  を通って流れる。図 3 B に関する以下で説明される手順を用いれば、漏れ電流  $i_{cL}$  の影響は、マイクロコントローラ 2 3 2 が、実際の電子放出電流  $i_e$  の示度を得ることができるようにキャンセルすることができる。図 3 C に関する以下で説明される手順は、図 3 A に示されているような電子放出電流経路に接続する追加電流源である漏れ試験電流源 3 3 7 を利用する。図 3 A の実施形態は、便利な電流源として陽極電源 3 3 3 を利用する。他の実施形態にお50

いて、電流は、トランジスタ電流源などの別個の電源によって、又はシステムに既に存在する相異なる電源によって供給されてもよい。

#### 【0045】

図3Aにおいて、2つの抵抗器、即ち1M 抵抗器及び10M 抵抗器が、陽極電源333に並列に電気的に接続され、漏れ試験電流源337を形成する。従って、漏れ試験電流源337は、陽極バイアス電源に結合された抵抗を含む。今度は、MOSFETトランジスタ221は、たとえ電子放出電流がゼロに設定されても、トランジスタ221を通る電流フローを可能にするために、漏れ試験電流源337に電気的に接続される。電流は、漏れ電流範囲選択スイッチS<sub>s</sub>のポジションに依存して、10M 抵抗器だけか又は10M 及び1M 抵抗器を並列に通って電子放出電流経路に流れることができるようにされ、漏れ電流範囲選択スイッチS<sub>s</sub>は、電気的に接続された漏れ電流範囲セレクタ信号329を介して、マイクロコントローラ232によって制御される。スイッチS<sub>s</sub>は、以下で更に説明されるように、漏れ電流レベルi<sub>cL</sub>に従って、漏れ試験電流源337の電流範囲を切り替えるように構成される。スイッチS<sub>s</sub>は、より広い範囲の漏れ抵抗にわたって、漏れ電流のより正確なキャンセルを可能にする。しかしながら、他の実施形態において、漏れ抵抗R<sub>cL</sub>の適度な範囲にわたる適度に正確なキャンセルが、10M 抵抗器又は相異なる抵抗器だけを用いて実行され得る。漏れ試験電流源337の使用は、図3Cに関連して以下で説明される。  
10

#### 【0046】

図3Bは、図3Aからの実施形態のHCGの概略図である。図3Aにおけるマイクロコントローラ232は、図3Bに示されていない。しかしながら、マイクロコントローラ232へのノードからの様々な信号が、図3Bに示されている。図3AのHCGにおける特徴に対応する、図3Bにおける概略図のセクションは、同じ参考番号でラベル付けされる。  
20

#### 【0047】

図3Bにおける漏れ電流源337は、図3Aに示されているような1つの10M 抵抗器を示す。図3AのスイッチS<sub>s</sub>は、この概略図では実現されない。図3Bの右上に示されているように、フィラメント208用の陰極バイアス電圧は、FET陰極への接続によって供給される。  
30

#### 【0048】

可変ゲート電圧コントローラ331は、図3Aに示されているマイクロコントローラ232から制御信号327を受信する。コントローラ331における演算増幅器(オペアンプ)U1の出力は、トランジスタQ2のベースを駆動する。U1の非反転入力は、FETゲート制御電圧の適切な設定を保証する帰還電圧である。次に、オペアンプU1の出力は、FET221のゲートに印加される前に、10V~50Vをカバーし得る範囲に増加される。

#### 【0049】

電流センサ219において、オペアンプU2は、電子放出電流を感知し、且つ入力電圧をバッファし、出力325は、マイクロコントローラ232に接続される。抵抗器R1は、相異なる電流範囲用に用いられる切り替え可能な電流センス抵抗器である。  
40

#### 【0050】

図3Aに示されている任意選択のダイオード335は、図3BにおけるCR1である。FETソース電圧は、ゲート電圧より高い公称1.5Vであるが、この値は、コンポーネントの許容誤差によって変わる可能性がある。電流センサ219における電流を読み取る間に(実際の電子放出電流がない間に)設定ゲート電圧を調整すること、及び電子放出電流が流れ始めるまで、ゲート電圧をゆっくり減少させることによって、オフセットは、より正確に知ることができ、陰極バイアス電圧は、より正確に設定することができる。

#### 【0051】

図3Cは、図3Aに示されているHCGにおける漏れ電流の影響を測定しキャンセルするために用いることができる例示的な手順を示す流れ図である。351において、陰極

10

20

30

40

50

加熱電力は、陰極加熱電力制御 209 を介してゼロに設定される。この条件下において、放出は、陰極 208 から発生することができない。353において、陽極電圧  $V_A$  は、正常な動作値（例えば +180V）に設定される。355において、陰極バイアス電圧  $V_C$  は、正常な動作値（例えば +30V）に設定される。357において、電流センサ 219 を通る較正電流  $i_{c,a_1}$  が、測定され、且つマイクロコントローラ 232 によって記録される。陽極と FET 電源との間の抵抗が  $R_s$  であることに留意されたい。スイッチ  $S_s$  が開いている場合に、 $R_s = 10M$  である。この場合に、電流センサにおいて測定される全ての電流  $i_{c,a_1}$  は、電流源 337 の 10M 抵抗器を通過する。10M 抵抗器からの電流の幾らかの部分が、漏れ抵抗器  $R_{c,L}$  を通る較正電流  $i_{c,L}$  として記録される。陰極バイアス電圧  $V_C$  は、較正電流  $i_{c,a_1}$  が測定された場合と同じなので、漏れ経路を通る電流は、 $i_{c,L} = 30V / R_{c,L}$  のままである。どんな実際の電子放出電流も、 $i_{e,meas}$  の測定用に FET 221 及び電流センサ 219 を通る経路を完全に下に流れる。363において、マイクロコントローラ 232 は、 $i_{c,a_1}$  が、 $R_s$  を通るフローを含むので、実際の電子放出電流  $i_{e,reel} = i_{e,meas} - i_{c,a_1}$  を決定する。従って、マイクロコントローラ 232 は、加熱された陰極で測定された電子放出電流と非加熱の陰極で測定された電子放出電流との差を計算し、こうして差は、漏れ電流に関する電離圧力計の較正に用いられる。即ち、電子放出電流  $i_{e,meas}$  の測定から漏れ電流  $i_{c,L}$  の影響を取り除く。従って、実際の電子放出電流  $i_{e,reel}$  は、漏れ電流の影響を除去している。10

#### 【0052】

引き続き図 3C を参照すると、359において、陰極加熱電源  $V_H$  は、その正常な動作値でオンにされる。次に、陰極 208 からの放出が発生し、HCG の正常動作が始まる。361において、電流センサ 219 を通る較正電流  $i_{c,a_1}$  が測定され、マイクロコントローラ 232 によって記録される。陰極バイアス電圧  $V_C$  は、較正電流  $i_{c,a_1}$  が測定された場合と同じなので、漏れ経路を通る電流は、 $i_{c,L} = 30V / R_{c,L}$  のままである。どんな実際の電子放出電流も、 $i_{e,meas}$  の測定用に FET 221 及び電流センサ 219 を通る経路を完全に下に流れる。363において、マイクロコントローラ 232 は、 $i_{c,a_1}$  が、 $R_s$  を通るフローを含むので、実際の電子放出電流  $i_{e,reel} = i_{e,meas} - i_{c,a_1}$  を決定する。従って、マイクロコントローラ 232 は、加熱された陰極で測定された電子放出電流と非加熱の陰極で測定された電子放出電流との差を計算し、こうして差は、漏れ電流に関する電離圧力計の較正に用いられる。即ち、電子放出電流  $i_{e,meas}$  の測定から漏れ電流  $i_{c,L}$  の影響を取り除く。従って、実際の電子放出電流  $i_{e,reel}$  は、漏れ電流の影響を除去している。20

#### 【0053】

更に、電離圧力計によって測定される圧力は、改善された精度で計算し報告することができる。何故なら、測定される圧力もまた、漏れ電流の影響を除去しているからである。図 3C に更に示されているように、365において、電離電流  $i_i$  が測定される。367において、実際の電子放出電流  $i_{e,reel}$  が、次のように  $P = (1/S)(i_i / i_{e,reel})$  として用いられることを除いて、圧力は、上記で説明された圧力  $P$  用の式に従って、マイクロコントローラ 232 によって計算される。従って、例えば図 3A ~ 3C の実施形態の機器及び方法をそれぞれ用いて、HCG は、漏れ電流の影響に関して試験することができる。これは、圧力計の正常な使用環境において、真空下の圧力計でさえ現場で行うことができる。漏れ電流は、 $i_{c,a_1}$  を測定することによって試験され、 $i_{c,a_1}$  は、漏れ電流を反映する。次に、上記のように、漏れ電流は、例えば、マイクロコントローラ 232 内のその影響を差し引くことによって応答され得、従って圧力測定精度を向上させることができる。30

#### 【0054】

好ましくは、10M 抵抗器又は並列抵抗器の両方を通る合計電流は、漏れ電流  $i_{c,L}$  よりわざかに大きい。その場合に、 $i_{c,a_1}$  はゼロに近く、 $i_{e,meas} \gg i_{c,a_1}$  であり、減算操作ではより小さな誤差が蓄積する。スイッチ  $S_s$  は、2つの相異なる漏れキャンセル電流の1つが選択され得るようにする。 $S_s$  は、典型的には開いているが、しかしそれは、例えば漏れ電流  $i_{c,L}$  が、 $V_C / 10M$  を超える場合に、閉じ得る。従って、スイッチ  $S_s$  は、漏れ電流のレベルに従って、漏れ試験電流源の電流範囲を切り替えるように構成される。40

#### 【0055】

正確な漏れ電流キャンセルが、様々な修正を伴い、図3Aにおける回路と類似の回路を用いて、他の多くの方法で実行され得ることを理解されたい。例えば、可変且つプログラム可能な漏れ電流源が、電流源337の代わりに使用され得る。例えば、かかるプログラム可能な漏れ電流源は、それが、電流センサにおいて測定される、ゼロを超える最小の解像可能な電流レベルに達するまで、調整することができる。この場合に、電流センサ219における電流測定は、実際の電子放出電流になる。また、幾つかの実施形態において、陰極加熱電力は、 $i_{c_a 1}$ の測定中にオフにされる必要はない。例えば、陽極電圧 $V_A$ は、陰極を冷却する必要なしに、電子放出電流をゼロにするために一時的にオフにすることができます。これらの実施形態は、H C I Gの動作の中止をより少なくして、 $i_{c_a 1}$ の測定が、非常に素早く実行され得るという利点を有する。

10

#### 【0056】

図3A及び3Cに関連して説明したような漏れ電流用の較正に加えて、漏れ電流に関してH C I Gを較正するために用いることができる多くの代替装置及び方法が存在する。様々な代替装置及び方法が、2015年7月9日出願で、代理人整理番号5089.3003-000の「電離圧力計におけるフィードスルー漏れ電流検出及び除染用の装置及び方法(Devices and Methods for Feedthrough Leakage Current Detection and Decontamination in Ionization Gauges)」なる名称の米国仮特許出願第14/795,706号明細書に説明されており、その特許出願は、発明者Stephen C. Blouch, Paul C. Arnold, Gerardo A. Brucker, Wesley J. Graba, and Douglas C. Hansenを列挙している。前述の出願及び任意の他の特許、公開出願、及び本明細書で引用された参照文献の教示は、それらの全体において参照により援用される。

20

#### 【0057】

本発明の例示的な実施形態に関連して本発明を特に図示し説明したが、形態及び詳細における様々な変更が、添付の特許請求の範囲によって包含される本発明の範囲から逸脱せずに、形態及び詳細において行われ得ることが、当業者によって理解されよう。例えば、トランジスタ回路の单一トランジスタは、より複雑なトランジスタ回路と取り替えることが可能である。

30

なお、本発明は、実施の態様として以下の内容を含む。

##### [態様1]

電子放出電流で電子を放出するため加熱されるように構成された陰極と、  
低入力インピーダンスで前記電子放出電流を伝達するように、且つ前記陰極の陰極バイアス電圧を制御するように構成されたトランジスタ回路と、  
を含む電離圧力計。

##### [態様2]

前記低入力インピーダンスが、ほぼゼロである、態様1に記載の電離圧力計。

##### [態様3]

前記トランジスタ回路が、前記電子放出電流の大きさと無関係に陰極バイアス電圧を制御する、態様1又は2に記載の電離圧力計。

40

##### [態様4]

前記陰極を可変的に加熱する可変加熱電源を更に含む、態様1～3のいずれか一態様に記載の電離圧力計。

##### [態様5]

前記トランジスタ回路が、電界効果トランジスタ(FET)であって、そのソースを通して前記電子放出電流を伝達する、且つ印加されたゲート電圧で陰極バイアス電圧を制御する電界効果トランジスタ(FET)を含む、態様1～4のいずれか一態様に記載の電離圧力計。

##### [態様6]

陰極バイアス電圧が、前記FETのゲートに印加される電圧 + 前記FETのオフセット

50

電圧と等しい、態様 5 に記載の電離圧力計。

[ 態様 7 ]

前記 F E T のゲートが、陰極バイアス電圧を可変的に制御するために、可変電圧源に電気的に接続される、態様 5 又は 6 に記載の電離圧力計。

[ 態様 8 ]

前記トランジスタ回路におけるトランジスタのオフセットを検出する回路を更に含む、態様 1 ~ 7 のいずれか一態様に記載の電離圧力計。

[ 態様 9 ]

前記トランジスタの前記オフセットを検出する前記回路が、前記トランジスタ回路に電気的に接続されたダイオードを含む、態様 8 に記載の電離圧力計。

10

[ 態様 10 ]

前記トランジスタ回路が、前記トランジスタ回路におけるトランジスタを通る前記電子放出電流を測定する電流センサを含む、態様 1 ~ 9 のいずれか一態様に記載の電離圧力計。

[ 態様 11 ]

電離圧力計を操作する方法であって、

電子放出電流で電子を放出するため陰極を加熱することと、

トランジスタ回路を介して前記陰極のバイアス電圧を制御することと、

低入力インピーダンスの前記トランジスタ回路を介して、前記電子放出電流を伝達することと、

20

を含む方法。

[ 態様 12 ]

前記低入力インピーダンスが、ほぼゼロである、態様 11 に記載の方法。

[ 態様 13 ]

陰極バイアス電圧が、前記電子放出電流の大きさと無関係に制御される、態様 11 又は 12 に記載の方法。

[ 態様 14 ]

前記陰極の加熱が、可変電子放出電流で前記電子を放出するために、可変的に加熱することを含む、態様 11 ~ 13 のいずれか一態様に記載の方法。

[ 態様 15 ]

前記トランジスタ回路が、電界効果トランジスタ (F E T) であって、そのソースを通して前記電子放出電流を伝達する、且つ印加されたゲート電圧で陰極バイアス電圧を制御する電界効果トランジスタ (F E T) を含む、態様 11 ~ 14 のいずれか一態様に記載の方法。

30

[ 態様 16 ]

陰極バイアス電圧が、前記 F E T のゲートに印加される電圧 + 前記 F E T のオフセット電圧と等しい、態様 15 に記載の方法。

[ 態様 17 ]

陰極バイアス電圧の制御が、前記 F E T のゲートに対して可変電圧源を働かせることを含む、態様 15 又は 16 に記載の方法。

40

[ 態様 18 ]

前記トランジスタ回路におけるトランジスタのオフセットを検出することによって、前記トランジスタ回路を較正することを更に含む、態様 11 ~ 17 のいずれか一態様に記載の方法。

[ 態様 19 ]

前記トランジスタの前記オフセットの検出が、ダイオードを用いることを含む、態様 18 に記載の方法。

[ 態様 20 ]

前記トランジスタ回路におけるトランジスタを通る前記電子放出電流を測定するために、電流センサを用いることを更に含む、態様 11 ~ 19 のいずれか一態様に記載の方法。

50

## 【 態様 21 】

圧力測定における不感時間なしに、ある値から別の値に前記電子放出電流を変更することを更に含む、態様 11 ~ 20 のいずれか一態様に記載の方法。

## 【 態様 22 】

電子放出電流で電子を放出するため陰極を加熱するための手段と、  
トランジスタ回路を介して前記陰極の陰極バイアス電圧を制御するための手段と、  
低入力インピーダンスの前記トランジスタ回路を介して前記電子放出電流を伝達するた  
めの手段と、  
を含む電離圧力計。

【 図 1 A 】

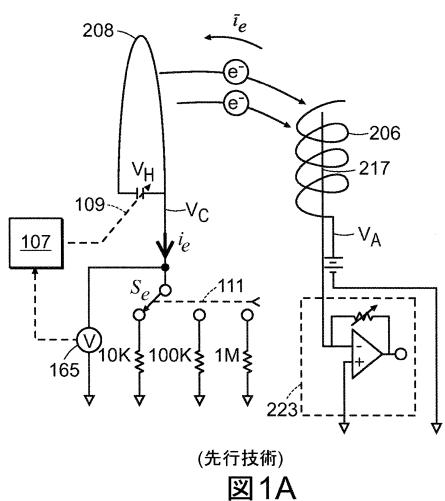
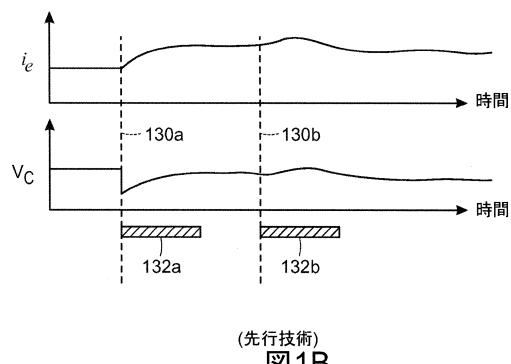
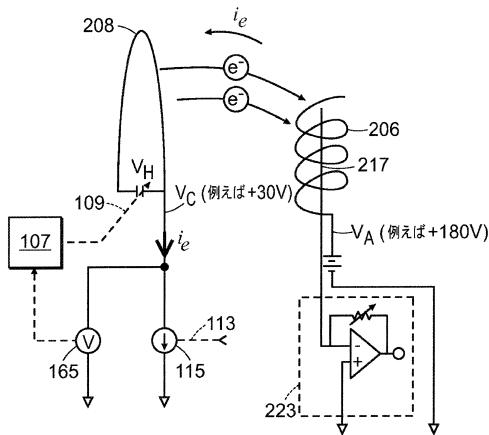


図1A

【 図 1 B 】

(先行技術)  
図1B

【図1C】



(先行技術)

図1C

【図2A】

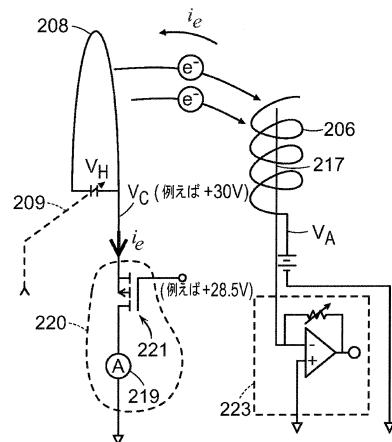


図2A

【図2B】

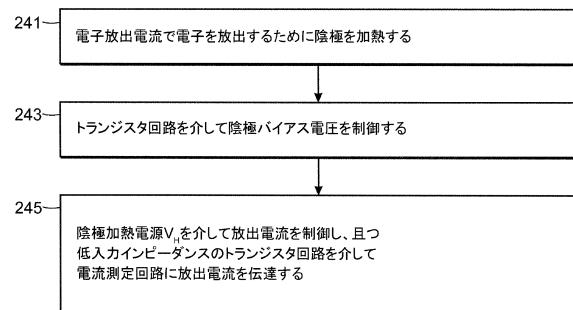


図2B

【図3A】

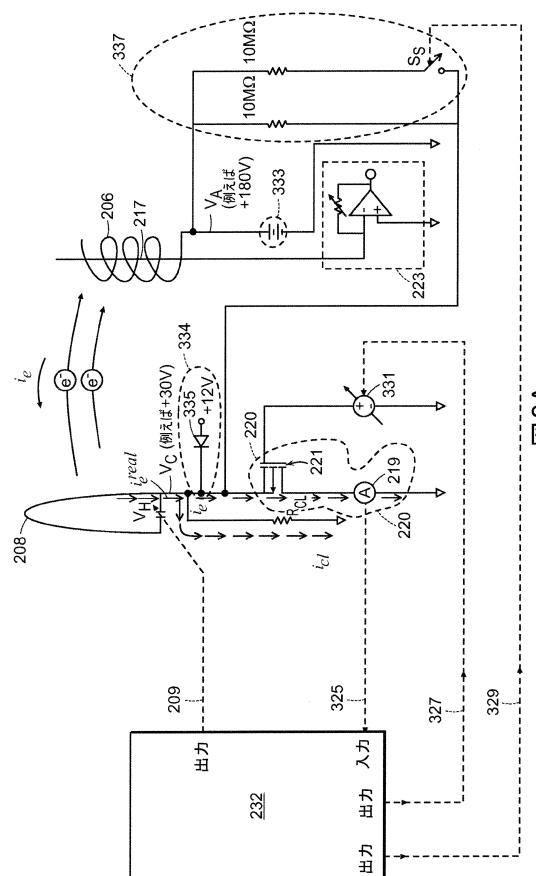
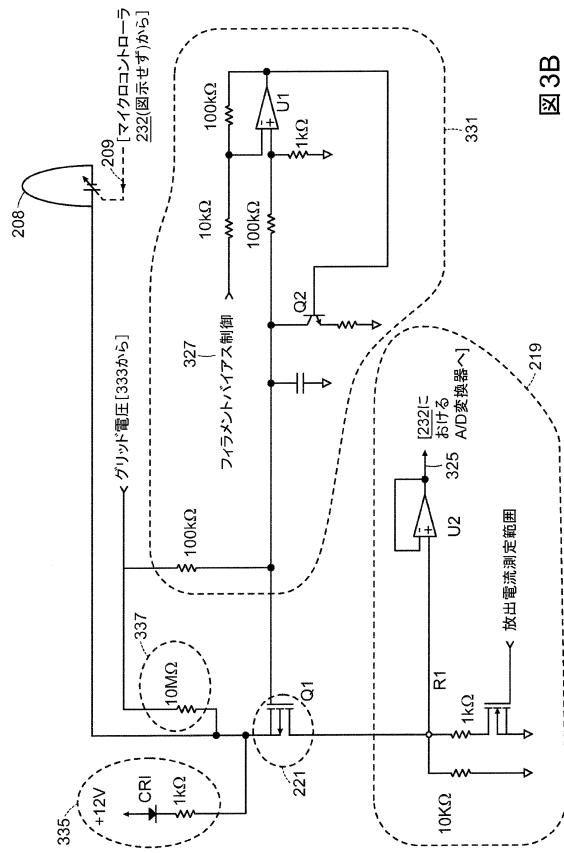
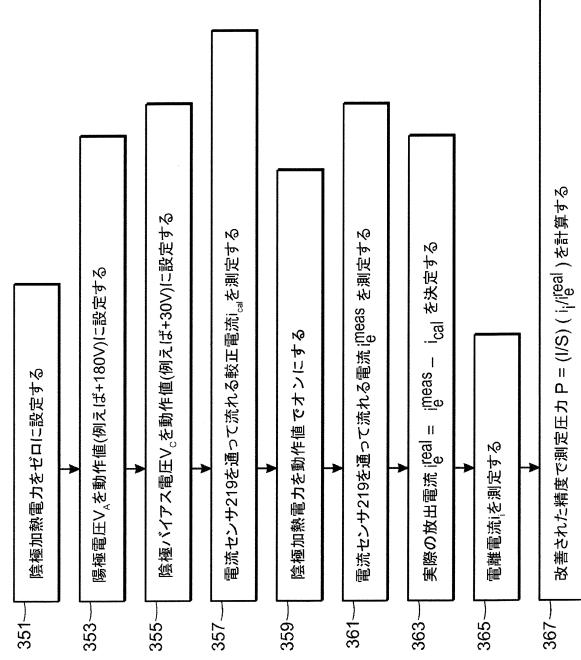


図3A

【図3B】



【図3C】



3C

---

フロントページの続き

(74)代理人 100142608  
弁理士 小林 由佳

(74)代理人 100154771  
弁理士 中田 健一

(74)代理人 100155963  
弁理士 金子 大輔

(74)代理人 100150566  
弁理士 谷口 洋樹

(74)代理人 100213470  
弁理士 中尾 真二

(74)代理人 100220489  
弁理士 笹沼 崇

(72)発明者 ハンセン・ダグラス・シー  
アメリカ合衆国, コロラド州 80305, ボルダー, ホーリーベリー レーン 378

審査官 大森 努

(56)参考文献 特開平01-106211(JP, A)  
米国特許第04143318(US, A)  
特開昭60-157151(JP, A)  
特開昭55-015193(JP, A)  
米国特許第05097475(US, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01L 21/00 - 21/36,  
H01J 41/04