

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4307741号  
(P4307741)

(45) 発行日 平成21年8月5日(2009.8.5)

(24) 登録日 平成21年5月15日(2009.5.15)

(51) Int.Cl.

GO 1 N 15/12 (2006.01)

F 1

GO 1 N 15/12

Z

請求項の数 10 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2000-600078 (P2000-600078)
(86) (22) 出願日	平成12年2月3日(2000.2.3)
(65) 公表番号	特表2002-537556 (P2002-537556A)
(43) 公表日	平成14年11月5日(2002.11.5)
(86) 國際出願番号	PCT/US2000/002743
(87) 國際公開番号	W02000/049386
(87) 國際公開日	平成12年8月24日(2000.8.24)
審査請求日	平成18年12月26日(2006.12.26)
(31) 優先権主張番号	09/252,498
(32) 優先日	平成11年2月18日(1999.2.18)
(33) 優先権主張国	米国(US)
(31) 優先権主張番号	09/374,911
(32) 優先日	平成11年8月13日(1999.8.13)
(33) 優先権主張国	米国(US)

(73) 特許権者	596163448 コールター インターナショナル コーポ レイション アメリカ合衆国、フロリダ 33196, マイアミ、32-エ-02、サウスウェス ト 147 アベニュー 11800
(74) 代理人	100077517 弁理士 石田 敏
(74) 代理人	100092624 弁理士 鶴田 準一
(74) 代理人	100108383 弁理士 下道 晶久
(74) 代理人	100082898 弁理士 西山 雅也

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】フローサイトメータ用固体素子RF発振-検出器

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

電界を印加された測定セル(10)内の開口を通過するキャリア流体に含まれる粒子の電気測定を行う装置において使用するのに適した接合型電界効果トランジスタ(JFET)RF発振-検出回路(30)であって、前記JFET RF発振-検出回路は、

前記測定セルに電気的に結合され、前記測定セルに印加するRF周波数を確立するRF共振回路(80、130)と、

前記RF共振回路に接続され、前記測定セルの開口内に粒子が存在する結果としての前記RF電界の変化に関するRF負荷の変化を検出するように動作するRF負荷変化検出回路(81-83)とを備え、

前記JFET RF発振器は、更に、前記RF共振回路に結合された第1及び第2のJFET(50、60)を備え、前記第1及び第2のJFETは、それらのドレイン及びソース端子を並列に結合し、それぞれが異なったV<sub>Ds</sub>対I<sub>Ds</sub>特性を有し、第1のJFETはC級モードで動作し、第2のJFETはAB級モードで動作し、それぞれのV<sub>Ds</sub>対I<sub>Ds</sub>特性の二乗則検出領域で動作するようにバイアスされていることを特徴とするJFET RF発振-検出回路。

## 【請求項2】

前記RF共振回路が、前記RF発振-検出器のRF電圧変化出力を前記測定セルに印加される上昇RF電圧変化まで増加させ、前記測定セルから見た前記RF発振-検出器の電気インピーダンスを増大するように動作する変圧器(90)を含む低Q RF共振回路を

10

20

備える請求項 1に記載の J F E T R F 発振 - 検出回路。

【請求項 3】

さらに、前記 R F 負荷変化検出回路の R F 負荷感知ノード(82)に結合され、コンプライアンス電圧の変化において一定の出力インピーダンスを維持するよう動作する電流ミラー(150)を含む、請求項 2 に記載の J F E T R F 発振 - 検出回路。

【請求項 4】

さらに、前記 R F 負荷感知ノードに結合されるバイパス・コンデンサ(170)を含み、前記バイパス・コンデンサと前記電流ミラーとのパラメータが、前記 R F 負荷感知ノードでの R F 負荷変化検出パルスの大きさを最大化するよう選択される、請求項 3 に記載の J F E T R F 発振 - 検出回路。 10

【請求項 5】

前記低 Q R F 共振回路が、前記 R F 共振回路の共振周波数を確立するため前記変圧器の巻き線(80)と結合されたガラスピストン可変同調コンデンサ(120)を含む、請求項 4 に記載の J F E T R F 発振 - 検出回路。

【請求項 6】

前記測定セルが前記開口の入口側及び出口側の電極を含み、さらに、DC 電圧源からの DC 電圧と前記 R F 共振回路からの R F 電圧とを前記測定セルの前記電極に結合し、前記 DC 電圧を前記 R F 電圧から分離する一方で前記 DC 電圧及び前記 R F 電圧の変化を導出するよう動作するインタフェース回路(180)を含む、請求項 1 に記載の J F E T R F 発振 - 検出回路。 20

【請求項 7】

前記変圧器が、前記 J F E T R F 発振器の動作状態の表示を提供するため R F 発振検出器(300)に結合された再生変圧器巻き線(135)を含む、請求項 2 に記載の J F E T R F 発振 - 検出回路。

【請求項 8】

電界が印加される測定セル(10)内の開口を通過するキャリア流体中に含まれる粒子の電気測定を行う装置において、R F 界を前記測定セルに結合し、前記測定セル開口内の粒子の存在に関係する前記 R F 電界の変化を導出する方法であって、前記方法が、

(a) 前記測定セルに電気的に結合され、前記測定セルに印加される R F 電界の周波数を確立するように動作する R F 共振回路(80、130)を含む R F 発振器(30)を提供し、及び 30

(b) 前記 R F 共振回路を、前記測定セル開口内の粒子の前記存在の結果として前記 R F 電界の変化に関係する R F 負荷変化を検出するよう動作する R F 負荷検出回路(81-83)に結合することを備え、

更に、前記 R F 発振器は前記 R F 共振回路に結合された第 1 と第 2 の J F E T(50、60)を含み、前記第 1 と第 2 の J F E T は、そのドレインとソース端子を並列に結合し、それぞれが異なった  $V_{DS}$  対  $I_{DS}$  特性を有し、前記第 1 の J F E T が C 級モードで動作し、前記第 2 の J F E T が A B 級モードで動作し、それぞれの  $V_{DS}$  対  $I_{DS}$  特性の二乗則検出領域で動作するようバイアスをかけられることを特徴とする方法。

【請求項 9】

前記 R F 共振回路が、前記 R F 発振 - 検出器の R F 電圧変化出力を前記測定セルに印加される上昇 R F 電圧変化まで増加させ、前記測定セルから見た前記 R F 発振 - 検出器の電気インピーダンスを増大するよう動作する変圧器(90)を備え、前記ステップ(b)が電流ミラー(150)を前記 R F 負荷変化検出回路の R F 負荷感知ノード(82)に結合し、前記電流ミラーがコンプライアンス電圧の変化を通じて一定の出力インピーダンスを維持するよう動作するようになっている請求項 8 に記載の方法。 40

【請求項 10】

前記変圧器が、前記 R F 発振器の動作状態の表示を提供するため R F 発振 - 検出器(300)に結合された再生変圧器巻き線(135)を含む、請求項 9 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

## 【0001】

## 〔技術的分野〕

本発明は一般に、フローサイトメータ・システムにおいてキャリヤ流体中に含まれる粒子（例えば、血球）の電気測定を行うために使用される種類のRF（無線周波数）発振器／検出器に関する。本発明は特に、インピーダンス整合変圧器によってフローセルに結合される、比較的低Qのタンク回路を有する、二連接合電界効果トランジスタ（JFET）によるハートレーRF発振器を利用する、新しい改良型固体素子RF発振・検出回路を定める。

## 【0002】

## 〔背景技術〕

疾病的診断及び治療に付加するものとして、医療産業は一般に、図1の10で図示されるような様々な種類の粒子サイトメータを利用して、患者の体液中の粒子（例えば、血球）を分析している。例えば、患者の血液を分析するため、全血試料はまず食塩水によって希釈され、溶解によって赤血球を全て破壊した後、残った白血球を元の寸法に戻すため安定化される。

## 【0003】

次に、準備された血液試料は試料保持チャンバ12に入れられ、血液試料の流れは、流れチャネル11に沿って、保持チャンバ12から、粒子が一度に1つずつ数えられるようになる制限オリフィスまたは開口14を通して、受けチャンバ16に運ばれる。フローセルの保持チャンバのそれぞれの一端（保持チャンバ12と受けチャンバ16）に結合された電極21及び23を介して、好適にはハートレー発振器として構成された（但し他の発振器アーキテクチャが使用されることもある）発振・検出回路17により、各粒子の移動量を測定するDC電界と、開口14を通過した各粒子の密度を測定するRF界とがフローセル10に印加される。

## 【0004】

フローセル・オリフィス14を通過する際、粒子はその寸法または量に比例してオリフィスの抵抗を変化させる。この抵抗の変化は電極21及び23でDC電圧パルスとして反映される。血球の不透明度または密度は、フローセル開口14のリアクタンスの変化に関連する。フローセル10の電極21及び23をRF発振・検出回路17の共振（LCタンク）回路と並列に結合することで、フローセルのリアクタンスの変化はRF発振器の動作における対応する変化として反映され、それはRFパルス検出／復調器によって測定される。

## 【0005】

従来の電子管によるフローセルRF発振検出回路を詳細に記述した米国特許文献の例として、コールター（Coulter）他、第3,502,974号、グローヴス（Groves）他、第4,298,836号、グローヴス他、第4,525,666号、及びコールター他、第4,791,355号といった米国特許に留意する。また、文献題名「技術者のノートブック：RF設計からトランジスタ伝送回路」Vol.1996年2月、No.2、ページ82がハートレー発振器へのJFETの使用を開示している。

## 【0006】

さて、図1に示される種類の電子管によるフローセル測定回路は粒子寸法と密度の両方の表示を提供する上で有効であるが、改善するには費用も時間もかかる多数の問題を有している。根本的な欠点は、それが元来比較的古い電子管を構成要素に使用するものとして設計され、現在も依然としてそのように構成されているということである。真空（及びガス充填）電子管の製造業者の数が減少し続いているため、このことは潜在的に構成要素の入手可能性に影響を及ぼしている。さらに、RF（ハートレー）発振器の新しく購入し設置された電子管の有効寿命は予測できないだけでなく、経験が示すところによれば、ハートレー発振・検出回路中の大部分の電子管の有効な機能は、（たとえ電子管試験器による相互コンダクタンス測定で電子管が良品であることが示されても）非常に制限されている。電子管はせいぜい3～9ヶ月のある期間持つことしか期待できず、通常フローセル毎に年

2回程度の修理／保守サービスの呼び出しを必要とする。

**【0007】**

**[発明の概要]**

電子管の経時変化の問題に対する簡単明瞭な解決法は電子管（例えば、三極管）をバイポーラ・トランジスタ、MOSFET、JFETといった固体素子によって置換することだと思われるかもしれないが、ここではそれは当てはまらない。本発明者の研究によって明らかにされたところによれば、検出器として首尾よく機能するために必要な感度を示すためには、電子管は、図2の三極管特性の27で示される、プレート電流対プレート電圧の関係の比較的狭い、急傾斜領域で動作しなければならない。

**【0008】**

10

判明したところによれば、従来の電子管によるフローセル測定回路の平均故障間隔（MTBF）が比較的短いのは、電子管の経時変化と共に、 $V_{GRID} = 0$ でのプレート電流対プレート電圧特性の傾斜が急速に小さくなり、それによって、たとえ回路がRF発振器として動作し続けていても、もはや検出器として有効に機能しない程度まで電子管の感度が劣化するためである。

**【0009】**

相互コンダクタンス（gm）依存性の測定値として、能動素子（電子管またはJFET）の動作範囲感度（プレートまたはドレイン電圧対グリッドまたはゲート電圧）を検討すると、図5A（三極管）と図5B（JFET）に示されるそれぞれの特性曲線の組み合わせの比較から容易に分るように、JFETは電子管に対してかなりの改善を提供する。

20

**【0010】**

通常、三極管の場合、これは  $300\text{V}/0.1\text{V} = 3000 : 1$  になるが、JFETの場合、 $20\text{V}/0.1\text{V} = 200 : 1$  になる。フローセル中の血球によって発生する外乱に対するグリッド／ゲート電圧の変化が小さいことを考えると、これは非常に重要である。すなわち、電子管はグリッド／ゲート電圧の変化が同じである場合、JFETに対して15倍ほど劣っているので、電子管は相互コンダクタンス gm に大きく依存するものとなっている。電子管の gm がわずかに減衰することで、検出能力が完全に損なわれることになる。従って、単に従来の電子管によるハートレー発振器を固体素子要素によって再構成しただけでは必ずしも問題は解決されない。

**【0011】**

30

本発明によれば、上記で論じられた感度依存傾斜制限の必要性を発見したことで、本発明者は新しい改良型の固体素子によるハートレー発振器によって構成されたフローセル検出回路を設計するに至ったが、これは電子管経時変化の問題を解決するだけでなく、性能を大きく改善するものである。以下説明されるように、本発明の発振・検出回路は（それぞれC級及びAB級モードで動作する）1対のJFETを主要能動素子として利用しており、それによってこの回路は、 $V_{GS} = 0$  ボルトでの非常に高い $V_{DS}$ 対 $I_{DS}$ 傾斜を伴うほぼゼロ雑音の動作を達成している。

**【0012】**

40

有利にも、JFETは、ドレインとソース間のチャネル抵抗に固有の熱雑音以外、本質的に無雑音である。発振／検出器の動作では、検出器出力に見られるrms雑音レベルの値に関して非常に誤解しやすい。検出器出力に結合される回路雑音は主としてJFETチャネル抵抗の伝導時間に関連する。伝導時間が短いほど、チャネル抵抗が低減され、またはチャネル電流が低減されるほど、実効雑音は低くなる。

**【0013】**

以下説明されるように、異なった等級モードの2つのJFETによって動作することは、ノイズフロアを低下させる助けとなる。AB級JFET段の小電流は低チャネル抵抗と共に低ノイズフロアを可能にする。C級JFET段がオンになると、その時だけ追加チャネル素子が雑音源になる。伝導時間対伝導電流と伝導抵抗の積が二律背反事項である。

**【0014】**

本発明の好適実施形態によれば、異なった伝達関数、特に異なったピンチオフ $V_{GS}$ 及び最

50

大  $I_{DSS}$  特性を有する 1 対の並列結合 J F E T が R F 発振器の主要能動素子として利用される。上記で簡単に指摘したように、それぞれ図 5 A 及び図 5 B で示されるように、J F E T 及び三極電子管の両方で行われる 2 つの動作モードが存在する。R F モード動作に関する限り、両方の素子は R F 負荷曲線の線形飽和領域で動作する。

#### 【 0 0 1 5 】

しかし、検出処理では、両方の素子は、パルス負荷曲線で示されるように二乗則領域で動作する。これは、R F 領域だけが有効でシミュレーションモデルには二乗則領域は含まれないため回路シミュレーションから直感的には明らかにならない。飽和領域での動作は血球による負荷の摂動による検出可能な変化を発生しない。検出処理は、二乗則領域で一番高い傾斜が発生する  $V_{g_s} = 0 \text{ V}$  及び  $V_{g_c} = 0 \text{ V}$  の近くで動作する。両方の回路は R F 生成をサポートするため飽和領域までバイアスをかけられる。10

#### 【 0 0 1 6 】

検出安定性に対する J F E T の温度の影響について多くの研究がなされている。単一の J F E T は、温度の影響とほぼ無関係になるようにバイアスをかけることができる。しかし、このバイアス条件によって、J F E T は  $V_{g_s}$  が  $V_{g_s} = 0 \text{ V}$  からかなり離れたところで動作するようになる。その最終的な結果は発振器が検出器として動作しなくなることである。温度の結果としてバイアスを変化させることは可能であり、これは J F E T を安定化させるが、その最終的な結果は修正作業によって雑音源が導入され、有用性が制限されることである。20

#### 【 0 0 1 7 】

異なったパラメータで動作する 1 対の J F E T では、各素子は異なった温度に設定されるので、温度安定性の問題が生じる。互いの温度曲線を相殺するように 2 つの J F E T 素子を選択することは可能であるが、これは製造上の観点から実行可能な解決法ではない。その結果、2 つの J F E T 及び関連する電流ミラーを温度制御チャンバ内に設置することが好適である。この場合検出処理だけを考慮すればよいので、回路設計者には大きな選択の範囲が提供される。20

#### 【 0 0 1 8 】

本発明の好適実施形態によれば、2 つの（C 級、A B 級）J F E T の並列接続ソース - ドレン経路がそれぞれ、DC 電圧供給ノードと、フローセル・インピーダンス整合フェライト・コア・トロイド変圧器の 1 次巻き線の中間タップとの間に結合される。この変圧器はまた、発振器の基本共振 R F 周波数を設定する比較的低 Q の共振回路のインダクティブ成分部分を形成する。低 Q タンク回路の周波数は可変コンデンサによって調整される。30

#### 【 0 0 1 9 】

変圧器の 1 次巻き線は、ゲート入力回路を通じて J F E T の並列接続ゲートに結合されるが、このゲート入力回路には、低周波数でブーストストラップ・インピーダンス・フィードバックとして利得を増大する DC 電池（抵抗 - コンデンサ）経路と、R F 周波数で事実上電池をバイパスする並列コンデンサ経路とが含まれる。

#### 【 0 0 2 0 】

変圧器は、必要なゲート・バイアス抵抗をフローセルによって与えられる負荷に整合させる。フローセル負荷に整合するとは、低 Q タンク回路の変圧器が最適な検出感度のため R F 発振器をフローセルに電力整合することを意味する。これは、フローセルのインピーダンスが R F 発振器のものに整合されることを意味しない。先行技術の電子管による回路では、グリッド・バイアス抵抗は非常に高く、例えば 1 メガオーム程度であるが、これによって 2 つのことが発生する。第 1 に、グリッド・バイアス抵抗はタンク回路に対する負荷影響を有さない。第 2 に、タンク回路は非常に高い Q（例えば、120 程度）を有することがある。40

#### 【 0 0 2 1 】

変圧器を使用して比較的低いゲート抵抗が J F E T にバイアスをかけるようにするには、タンク回路の 2 つのパラメータが必要である。すなわち、ゲート抵抗が負荷を支配するためタンク Q は低くなければならず（例えば、8 ~ 20）、また昇圧 2 次巻き線は J F E T 50

の低いインピーダンスとフローセルの高いインピーダンスの間の整合を提供する。さらに、フローセルに印加されるRF電圧は、JFETが直接許容できるものよりかなり高い。

#### 【0022】

さらに詳しく言うと、フローセルに現れるRF電圧自体は、ほぼJFETゲートに見られるものである。しかし、AC電圧分割器がコンデンサによって変圧器2次巻き線とフローセルの間に形成される。コンデンサは、フローセル、フローセルへの同軸給電線、及びRF発振器の間のインピーダンス整合の一部を形成する。フローセルには粒子の容積変位を測定するためDC電流も存在するので、変圧器の2次巻き線はフローセルにAC結合される。コンデンサはRF発振器をフローセルとその同軸給電線に整合する役目を果たす一方で、容量測定のDC電流を阻止する。当然のことだが、フローセルに印加されるRF電圧が高いほど、検出開口中の粒子（血球）の存在によって発生する誘電性インピーダンスの変化に対するRF発振／検出器の感度は高くなる。

10

#### 【0023】

低Qタンク回路の変圧器の1次巻き線はさらに、電流（シンク）ミラー回路の電流シンク・コンプライアンス電圧負荷感知ノードに結合される。電流ミラー回路は、合成高抵抗によって電流変化を増倍することでRF発振器を負荷検出器として機能させるよう動作し、コンプライアンス電圧の変化を通じて出力インピーダンスを一定に維持するよう構成される。その機能を最適化するため、その2つのバイポーラ・トランジスタのコレクタ電流対ベース電圧特性の傾斜は比較的浅いので、負荷が変化しても出力インピーダンスは事実上一定で高いままである。

20

#### 【0024】

電流ミラーは、RF信号に接地への低インピーダンス経路を提供すると共に電流ミラー回路の良好な過渡応答を保証するエネルギー蓄積素子の役目も果たすバイパス・コンデンサに結合される。バイパス・コンデンサはフローセル開口を通過する粒子によるRF発振器負荷の変化を捕捉する役目を果たす。バイパス・コンデンサの値は、タンク変圧器を見た時観測されるRFインピーダンスに整合するよう選択される。すなわち、コンデンサの値はタンク巻き線と同じRFインピーダンスを有する。このRFインピーダンスの整合は最大検出負荷変化信号をもたらす。

#### 【0025】

上記で指摘されたように、RF発振器はC級JFETとAB級JFETの両方を利用する。C級で最適動作するため、伝導角は153度である。AB級では伝導角は200～300度の値まで増大する。どちらのJFETも定常状態の伝導は存在しないため、JFETは線形素子でなく電流ポンプとして動作していると考えられる。各JFETは、タンク回路の周期的スイングと同時に電流パルスを注入する。AB級JFETは、C級JFETよりも高いピンチオフ電圧と低い最大 $I_{DSS}$ を有する。その結果、AB級JFETは、C級JFETよりも小さいが、持続時間の長い電流パルスをタンク回路に注入する。

30

#### 【0026】

C級JFETは、他方のJFETが達成可能であるよりはるかに高いループの利得で急速に増大する電力パルスを注入する。雑音はインピーダンスに対する電流と時間の関数なので、電力パルスが平均より短い場合、雑音エネルギーの量は低下する。事実上達成されるのは、RF発振器としての動作を維持するために必要なものと負荷変化検出器として機能するために必要なものとの二律背反事項である。パルス電流の変化は下流增幅回路に結合される。

40

#### 【0027】

動作の際、DC電流源はフローセル・インターフェース回路によってフローセル電極に結合される所定の電流を供給し、フローセルの検出開口を通過する各粒子の寸法を測定するためDC電界を発生する。粒子によるこのDC電界の外乱は電流源のコンプライアンス電圧の変化によって反映される。開口内の粒子の寸法が増大すると、開口抵抗も増大し、RF発振器がRF振幅を維持するために必要な電流パルス注入は小さくなるので、電流源コンプライアンス電圧が増大する。粒子の不透明度または密度の変化を検出するため、定格R

50

F 周波数が変圧器 2 次巻き線によりインタフェース回路を通じてフローセルに結合される。開口の抵抗と静電容量は事実上共振回路の一部であるので、フローセル開口中に粒子が存在するとフローセルのリアクタンスが変化する。

#### 【 0 0 2 8 】

変圧器によって構成されるタンク回路の Q は開口中の粒子の存在によりわずかに上昇するが、これは電子管設計のように J F E T 発振器の動作にほとんど影響しない。高 Q タンク回路では、粒子が存在すると発振器の周波数はタンクの Q ピークの方向に上向きにシフトする。発振器周波数が Q ピークの周波数に近づくほど、発振器の電圧振幅を維持するために必要なパルス注入電流は少なくなる。

#### 【 0 0 2 9 】

低 Q タンクの場合、有意なタンク共振周波数は存在しないので、粒子の存在による周波数の変化は小さい。また、負荷が低下するので、発振器の振幅を維持するために J F E T がタンクに注入する必要のある電流パルスは少なくなる。その結果、低 Q タンク設計は、ほとんど粒子の負荷によって発生する実効抵抗の変化にだけ応答する。しかし、高 Q タンクでは、リアクタンス変化が発振器の周波数を大きく変化させるので、実効及びリアクタンス両方の負荷の変化の影響を非常に受けやすい。本発明の二連 J F E T 検出器は粒子によって発生する電力負荷の変化にだけ応答し、その結果さらに良好な微小粒子直線性が得られるので、これは重要なことである。この直線性の改善は主として直径 5 ミクロン未満の粒子で見られる。

#### 【 0 0 3 0 】

##### 〔好適実施形態の詳細な説明〕

ここで図 3 を参照すると、本発明の実施形態による、フローセル測定回路で使用される二連 J F E T による発振 - 検出器の実施形態の概略が、10 に示した血液フローセルのようなフローセルに、インタフェース回路 180 を通じて結合された、固体素子 R F 発振器 30 を備えるものとして例示されている。

#### 【 0 0 3 1 】

好適実施形態によれば、それぞれ異なった伝達関数、特に、図 5 B に示されるような異なったピンチオフ  $V_{GS}$  及び最大  $I_{DSS}$  特性を有する 1 対の並列結合 J F E T 50 及び 60 が、R F 発振器 30 の主要能動要素として利用される。上記で簡単に説明されたように、これらの 2 つの J F E T について 2 つの動作モードが存在する。R F モードの場合、2 つの J F E T 50 及び 60 は、図 5 B の R F 負荷曲線の線形飽和領域で動作する。粒子検出の場合、それらはパルス負荷曲線によって示されるような二乗則領域で動作するが、これは飽和領域での動作では粒子による負荷の摂動によって検出可能な変化が発生しないからである。検出処理は  $V_{gs} = 0 \text{ V}$  及び  $V_{gc} = 0 \text{ V}$  の近くで動作するが、これはそこが二乗則領域で最も高い傾斜が発生する場所だからである。負荷の変化は、電流（シンク）ミラーリング回路 150 のバイパス・コンデンサ 170 にかかるコンプライアンス電圧の平均として観察される。

#### 【 0 0 3 2 】

第 1 J F E T ( 例えば、J F E T 50 ) は C 級モードで動作し、第 2 J F E T ( J F E T 60 ) は A B 級モードで動作する。これは J F E T 50 が第 1  $V_{GS}$  ( 例えば、 $V_{GS50} = 2 \text{ V}$  ) を有するように選択し、J F E T 60 が第 2  $V_{GS}$  ( 例えば、 $V_{GS60} = 4 \text{ V}$  ) を有するように選択することで容易に達成される。最終的な効果は、C 級素子 ( 例えば、J F E T 60 ) がオンになる時 ( $V_{GS}$  が 4 v に達する時) の複合  $V_{DS}$  対  $I_{DS}$  特性の傾斜の変化である。

#### 【 0 0 3 3 】

また、1 対の並列接続 J F E T を使用することで、R F 発振 - 検出器の電流処理能力も向上する。非制限的な例として、TEMIC セミコンダクター ( TEMIC Semiconductor ) 社の J 111 シリーズ J F E T 、またはインターフ E T ( InterFET ) 社の 2N6550 J F E T といった、( -1 ~ -7 ) ボルトの  $V_{GS}$  範囲で動作する低電圧 J F E T が利用される。

10

20

30

40

50

**【 0 0 3 4 】**

前に特筆したように、温度の変化に対して検出される粒子の寸法対出力信号の変化がないように2つのJ F E T 5 0 及び6 0 の $V_{GS}$ 及び $I_{DS}$ の値を選択することもありうるが、この作業は、特に、各J F E Tについて $V_{GS}$ 、 $I_{DS}$ 及び素子温度という3つの条件のバランスを取ろうとするという見地から非実用的である。上記で指摘されたように、この問題を回避するため、J F E T 5 0 及び6 0 及び関連する電流(シンク)ミラー回路1 5 0 は好適には温度制御箱またはチャンバ内に収納される。温度制御環境は回路設計者に、目的とする検出器性能を提供するJ F E T特性を選択する上で大きな自由度を提供する。実際に2ボルト以上離れた $V_{GS}$ 値を有する任意の2つのJ F E Tが使用できる。残りの設計パラメータは、最大検出器感度を得るために発振器電流である。

10

**【 0 0 3 5 】**

J F E T 5 0 及び6 0 のそれぞれの並列ソース - ドレイン経路5 1 - 5 2 及び6 1 - 6 2 はDC電圧供給ノード3 2 とバイアス抵抗7 0 の第1端7 1 の間に結合されるが、バイアス抵抗7 0 の第2端7 2 は多重巻き線変圧器9 0 の1次巻き線8 0 の中間タップ・ノード8 3 に結合される。変圧器9 0 は好適にはフェライト・コアによるトロイダル巻き線構成のものであり、R F 発振電圧の電圧スイングをフローセル負荷まで上昇させフローセルから見た負荷インピーダンスを増大する、すなわち、フローセルのインピーダンスを発振器のものと整合するために使用される。さらに、この変圧器は、R F 発振器3 0 の基本共振周波数を設定する、点線1 0 0 で示された比較的低Qのタンク回路または共振回路のインダクティブ成分部分を形成する。

20

**【 0 0 3 6 】**

特筆することとして、多重巻き線変圧器を使用するにはまた、以下の考察が必要である。2つの巻き線だけを有する変圧器の場合、1 - 2次キャパシタンスを加えた1次、2 - 1次キャパシタンスを加えた2次、及び3 - 相互キャパシタンスを加えた1次という3つの共振周波数がありうる。追加の巻き線が含まれる場合、ありうる共振周波数の数は増加する。

**【 0 0 3 7 】**

R F 発振器が、発振器負荷の変化に応答して容易に他の共振点にホップしないようにすることが重要である。この可能性を評価する比較的迅速な方法は利得 / 位相分析器を使用することであり、この場合位相周波数のグラフが変圧器がサポートする全ての共振周波数を示す。これらの共振周波数の何れかが互いに近すぎると、R F 発振器は負荷の変化に応答して別の共振点にホップすることがある。このことが発生するとヒステリシス・ループが形成され、それによって2つの共振点の間のホップ周波数は遷移状態の発生前にオーバーシュートの発生が必要になる。

30

**【 0 0 3 8 】**

上記で特筆したように、L C タンク回路1 0 0 は低Qを有するので、フローセル中のリアクタンスの変化に対する感度は小さいが、これは周波数の変化が大きくないためである。従って、タンク1 0 0 はほとんど、粒子の負荷によって発生する実行抵抗の変化にだけ応答する。このため、J F E T 検出器3 0 は粒子によって発生する抵抗負荷の変化にだけ応答するようになるので、良好な微小粒子直線性が得られる。

40

**【 0 0 3 9 】**

1次巻き線8 0 の第1端ノード8 1 は固定値コンデンサ1 1 0 の第1端1 1 1 に結合される。コンデンサ1 1 0 の第2端1 1 2 は1次巻き線8 0 の中間タップ・ノード8 3 に結合される。端部ノード8 2 は電流ミラー回路1 5 0 の電流シンク・コンプライアンス電圧負荷感知ノードの役目を果たし、可変コンデンサ1 2 0 の第1端部1 2 1 に結合される。コンデンサ1 2 0 の第2端1 2 2 は1次巻き線8 0 の端部ノード8 1 に結合される。ノード8 2 の平均DC電圧は粒子によるR F 発振器の負荷の変化を反映する。

**【 0 0 4 0 】**

コンデンサ1 1 0 及び1 2 0 の合成キャパシタンスと、タンク / 共振回路1 0 0 の1次巻き線8 0 及び2次巻き線1 3 0 のインダクタンスとは、非制限的な例として、例えば1 0

50

~ 40 MHz の範囲内の発振器の共振周波数を確立するよう選択される。コンデンサ 110 の値は好適には、RF 発振器 30 の動作周波数を安定化する（上記で説明されたように、2つの変圧器巻き線に関連する共振周波数間のホップを防止する）よう選択される。可変コンデンサ 120 を使用することで、共振周波数は、タンク回路の LC 成分のパラメータによって定義される可能な範囲内で必要に応じて「同調」することができる。

#### 【0041】

検出器の感度と動作に影響を与えることなく RF 発振器の周波数を調整する能力は、例えば、地方ラジオ局によって発生するような不要な周波数スプールを同調から外すのに役立つ。非制限的だが好適な実施形態によれば、可変同調コンデンサ 120 はガラスピストン同調コンデンサよりも成ってもよい。この種のコンデンサは大気圧の変化の結果によるコンデンサ値の変化を防止し、それによって高い高度で使用される回路を海面高度で製造する際の問題を除去する役目を果たす。10

#### 【0042】

1 次巻き線 80 の第 1 端ノード 81 はさらに、ゲート入力回路 140 を通じて JFET 50 及び 60 の並列接続ゲート 53 及び 63 に結合される。ゲート入力回路 140 は、コンデンサ 141 から構成される第 1 経路と、コンデンサ 141 と並列に結合される直列接続のコンデンサ 142 と抵抗 143 を含む第 2 経路とを有する。コンデンサ 142 と抵抗 143 を通る直列接続第 2 経路は JFET 50 及び 60 への DC 電池入力の役目を果たし、かつ低周波数ではブーストストラップ・インピーダンス・フィードバックとして利得を増大し、一方コンデンサ 141 を通る第 1 経路は RF 周波数では有効に該電池をバイパスする。20

#### 【0043】

さらに、ゲート・バイアス抵抗 144 がゲート 53 及び 63 と基準電位端子（接地）との間に結合される。抵抗 70 及び 144 の値は回路の粒子検出感度を設定するよう選択される。変圧器 90 の動作によって、ゲート・バイアス抵抗 144 は、フローセルに大きな負荷をかけることなく低くなる。

#### 【0044】

1 次巻き線 80 の第 2 端ノード 82 はさらに低域通過フィルタ 40 に結合される。低域通過フィルタ 40 は発振器 30 内のバイパス・コンデンサ 170 に見られる RF 信号を受け入れないよう動作する。電流ミラー回路 150 は、合成高抵抗によって電流変化を増倍することで発振器 30 が負荷検出器として機能するようになる（これは従来の三極電子管構成で高電圧電源とプレート負荷抵抗を使用することと同等である）。電流ミラー回路 150 はコンプライアンス電圧の変化を通して一定の出力インピーダンスを維持するよう構成される。30

#### 【0045】

電流ミラー 150 の機能を最適化するために、2つのバイポーラ・トランジスタ 160 及び 162 のコレクタ電流対ベース電圧特性の傾斜は比較的浅いので、負荷が変化しても出力インピーダンスは事実上一定で高いままである。トランジスタ 160 のコレクタ 161 は 1 次巻き線 80 の第 2 端ノード 82 とコンデンサ 170 とに結合されるが、コンデンサ 170 は RF 信号に接地への低インピーダンス経路を提供すると共に電流ミラー回路の良好な過渡応答を保証するエネルギー蓄積素子の役目も果たす。40

#### 【0046】

コンデンサ 170 はフローセル開口を通過する粒子による RF 発振器負荷の変化を捕捉する役目を果たす。フローセル開口中の粒子の存在の結果として負荷が変化すると、電流ミラー 150 のコンプライアンス電圧が変化する。バイパス・コンデンサ 170 と電流ミラー 150 の構成要素の値は好適には、上記で特筆したように、ノード 82 で感知される検出 RF パルスの大きさを最大にするよう選択される。

#### 【0047】

RF 発振器は C 級 JFET と A B 級 JFET の両方を利用するので、電流ミラーから見たノード 82 の電流需要はパルス成分だけを有する。パルス電流の変化はコンデンサ 170 50

によって平均化され、低域通過フィルタ回路40を通じて下流增幅回路に低周波AC結合される。低域通過フィルタ回路40には、接地に接続されるインダクタ42-コンデンサ43-抵抗44の直列回路が含まれ、インダクタ42とコンデンサ43の間のノード45が接地されたコンデンサ46に結合される。フローセル・オリフィス中で検出された粒子に関連するものの負荷によって誘発されたコンプライアンス電圧が、コンデンサ43と抵抗44の間のノード47に結合されたRFパルス出力端子48を介して抽出される。RF出力端子48は下流RFパルス増幅回路(図示せず)に受け渡される。

#### 【0048】

上記で指摘されたように、比較的低QのLCタンクまたは共振回路100のインダクティブ成分部分を提供することに加えて、変圧器90はフローセルのインピーダンスをRF共振器30のものと整合するために使用される。この目的で、変圧器90の2次(トロイダル)巻き線130は、フローセル・インターフェース回路180の第1ポート181と接地との間に結合されている。

#### 【0049】

2次巻き線130は好適には、変圧器90の1次巻き線80と同じ巻き線方向で同じトロイダル・コアの上に(最小間隔で)交互配置されて巻かれているので、変圧器巻き線間の高い結合係数が提供される。また、1次及び2次巻き線間の巻き線比は、発振器とフローセルのインピーダンス・パラメータに応じて定義される。非制限的な例として、1次巻き線80の2次巻き線130に対する巻き線比は2:1である。

#### 【0050】

フローセル・インターフェース回路180はフローセルに入りするDC及びRFをフローセルに結合する一方で、DC電圧をRF信号から分離するよう構成される。この目的で、フローセル・インターフェース回路180は、第1ポート181と第2ポート182との間に結合される第1コンデンサ190を備えている。インターフェース回路180の第1コンデンサ190はRF信号に対する短絡回路の役目を果たし、その一方でDCを阻止する。

#### 【0051】

本発明の変圧器設計の付加的な特徴は、使用されるフェライト材料が低周波信号をサポートしないということである。従って、直列結合コンデンサ190を通じて結合される残余低周波信号が存在しても、JFETのゲートまで通過することはできない。ポート182は、同軸ケーブル部分の中心導体201の伝送線路部分によってフローセルに結合され、同軸ケーブルの外装202は接地に結合される。

#### 【0052】

有利には、結合変圧器90を使用してフローセルのインピーダンスをRF発振器のものに整合することで、タンク回路をフローセルに接続するために使用される伝送線のパラメータを正確に設定しなければならないという複雑さを回避する。

#### 【0053】

インダクタ210は第2ポート182と第3ポート183との間に結合され、ポート182及び183の間に低周波またはDC結合と高周波(RF)阻止経路を提供するために利用される。フローセル・インターフェース回路180にはさらに第2コンデンサ220が含まれるが、これは第3ポート183と、接地に結合される第4ポート184との間に結合される。第1コンデンサ190と同様、第2コンデンサ220はRF信号に対する短絡回路の役目を果たし、その一方でDCを阻止する。インターフェース回路の第3ポート183はリンク230を介してDC電流源240に結合されるが、DC電流源240は、DC電源端子252と電流源ポート241との間に結合された電流ミラー回路250を含んでいる。リンク230はさらに、下流DCパルス増幅回路(図示せず)にポートされるDC応答出力ポート232に結合される。

#### 【0054】

発振器が実際に動作していることの表示を提供するため、変圧器90にはさらに、RF発振検出器300の入力ポート302に結合される再生コイル変圧器巻き線135が含まれる。RF発振検出器300は入力ポート302と出力ポート301との間の回路に結合さ

10

20

30

40

50

れたツェナー・ダイオード 311 から構成されている。さらに、ツェナー・ダイオード 313 とコンデンサ 315 とがポート 301 と接地との間に並列に結合される。変圧器 90 のフェライト・コアが低周波数で機能しないという事実によって、RF 発振検出器 300 から発振器 30 への低周波雑音経路は存在しない。また、再生コイル巻き線 135 のわずか数回の巻き線から高レベル AC 電圧が実現されるので、図示されるように比較的簡単な回路配置によって信号の DC レベルへの整流が容易に行われる。

#### 【 0055 】

動作の際、電流源 240 はポート 241 を介して所定の DC 電流を提供するが、ポート 241 は、リンク 230 を通じてフローセル・インターフェース回路 180 の第 3 ポート 183 に結合される。コンプライアンス電圧は、インダクタ 210 を介して第 2 ポート 182 に結合され、同軸ケーブル 200 を介してフローセルの電極の一方に結合される（もう一方の電極は接地されている）。印加されたコンプライアンス電圧は、コンデンサ 190 の存在によりポート 181 から阻止されている。

10

#### 【 0056 】

上記で指摘されたように、フローセルのオリフィス開口を通過する各粒子の寸法を測定する DC 電界を生成するためにコンプライアンス電圧が使用される。粒子の存在による抵抗の変化の結果としてこの DC 電界の摂動がリンク 230 上のコンプライアンス電圧の変化によって反映され、変化の大きさが粒子の容積または寸法を示す。この粒子寸法を表す DC パルスは出力ポート 232 に印加され、上記に説明したように下流回路によって処理される。

20

#### 【 0057 】

粒子の不透明度または密度の変化を検出するため、RF 発振器 30 によって生成される定格 RF 周波数（例えば、上記で参照された 10 ~ 40 MHz）が変圧器 90 の 2 次巻き線 130 を介してフローセル・インターフェース回路 180 の第 1 ポート 181 に結合される。この RF 信号はコンデンサ 190 を介して第 2 ポート 182 に結合され、同軸ケーブル 200 を介してフローセルの電極の 1 つに印加される。印加された RF 信号はインダクタ 210 の存在によりポート 183 から阻止される。

#### 【 0058 】

RF 周波数はフローセルのオリフィス開口を通過する各粒子の不透明度または密度を測定する RF 界を生成する。フローセル開口の抵抗と静電容量は事実上共振回路の一部なので、フローセル開口中に粒子が存在すると、フローセル中のリアクタンスの変化が生じる。

30

#### 【 0059 】

前に特筆したように、タンク回路 100 の Q が開口中の粒子の存在によってわずかに増大しても、粒子によって発振器の周波数がタンクの Q ピークの方向に上向きにシフトする従来の高 Q タンク電子管設計の場合のように JFET 発振器の動作に影響することはほとんどない。発振器周波数が Q ピークの周波数に近づくほど、発振器の電圧振幅を維持するために必要なパルス注入電流は少なくなる。

#### 【 0060 】

本発明の低 Q タンク回路では、際立ったタンク共振周波数は存在しないので、粒子の存在による周波数の変化は小さい。しかし、やはり負荷の低下が見られるので、RF 発振器の振幅を維持するために JFET がタンク回路に注入する電流パルスは小さくなる。すなわち、リアクタンスの変化が発振器の周波数に際立った変化を発生するため実効及びリアクタンス両方の負荷の変化に影響される高 Q タンクと対照的に、本発明の低 Q タンク回路はほとんど粒子の負荷によって発生する実効抵抗の変化にだけ応答する。すなわち、本発明の JFET 検出器は粒子によって発生する抵抗負荷の変化にだけ応答し、その結果、さらに良好な微小粒子直線性が得られるが、これは主として 5 ミクロン未満の直径の粒子に見られる。

40

#### 【 0061 】

上記で説明されたように、フローセル抵抗の値が変化すると検出される RF 信号の振幅が変化し、フローセル抵抗の値が増大すると発振器の電流シンク・コンプライアンス電圧が

50

増大する。R F 包絡線振幅には変化はない。特筆されるように、R F 搬送波包絡線の変化は変調でなく基線シフトであるが、これは、変調は周波数または振幅の変化を必要とするが、基線シフトはそうではないからである。しかし、C 級モード J F E T のゲート - ソースは整流器の役目を果たすので、各粒子毎に発生する搬送波のある程度の変調または波形の歪みが存在することがある。この形態の波形の歪みは、フローセル中の粒子の存在によって誘発される変調とはみなされない。

#### 【0062】

R F 電流信号 263 の振幅の増大 261 として示される、図 4 の R F パルス波形の増大は低域通過フィルタ 40 によって濾過され、R F パルス出力端子 48 を介して R F パルス 265 として出力されて、下流 R F パルス增幅回路に受け渡される。上記で指摘したように、タンク回路 100 の低 Q により、R F 発振器 30 は主としてフローセル中の実効負荷変化に基づいて動作する。電子管による発振回路と対照的に、周波数シフトは事実上無視できるので、本発明の検出器は発振器の動作周波数と事実上無関係である。10

#### 【0063】

R F 電流の変調の持続時間は粒子がフローセル開口中に存在する時間の長さに等しい。異なったインピーダンスの変化をフローセルに導入する異なった粒子を区別するため、R F 信号のピークが利用される。

#### 【0064】

上記の説明から認識されるように、上記で説明された従来の電子管によるフローセル測定回路の欠点は本発明の固体素子によるハートレー発振器によって構成されたフローセル検出回路によって事実上回避されるが、これは電子管の経時変化の問題を解決するだけでなく、大きく改善された性能を提供するものである。一方が A B 級で動作しもう一方が C 級モードで動作するそれぞれ異なった  $V_{DS}$  対  $I_{DS}$  特性を有する 1 対の並列結合 J F E T から R F 発振器を構成することによって、本発明は  $V_{GS} = 0$  ボルトでの非常に高い  $V_{DS}$  対  $I_{DS}$  傾斜を伴うほぼゼロ雑音の動作を達成することができる。低 Q タンク回路の一部として変圧器を使用することで、共振器のインダクティブ成分が提供されるだけでなく、ロードセルのインピーダンスが共振器に整合される。R F 発振器に電流ミラーが含まれているため、R F 発振器は電流変化を合成高抵抗によって増倍することで負荷検出器として機能し、コンプライアンス電圧の変化を通じて一定の出力インピーダンスを維持する。20

#### 【図面の簡単な説明】

【図 1】 粒子フローサイトメータの概略を例示した図である。

【図 2】 従来のフローセル測定回路で利用される真空三極管のプレート電流対プレート電圧特性を示した図である。

【図 3】 本発明によるフローセル測定回路用の二連 J F E T による発振 - 検出器の概略図である。

【図 4】 図 3 の R F 発振 - 検出回路に関連する R F パルス波形を示す図である。

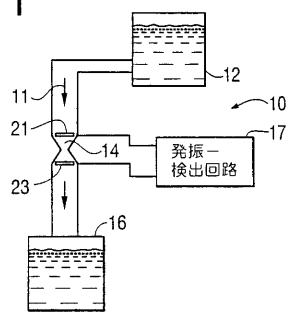
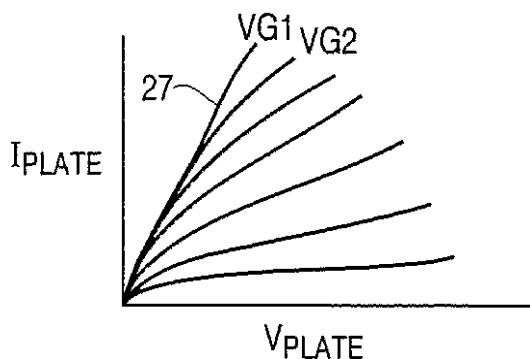
【図 5 A】 真空三極管のプレート電流対プレート電圧特性に重ねられた負荷曲線を示す図である。

【図 5 B】 それぞれ異なった J F E T の 1 対のドレイン電流対ドレイン - ソース電圧特性と関連する負荷曲線を示す図である。30

40

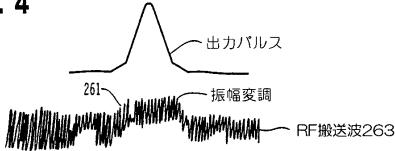
【図1】

FIG. 1

【図2】  
FIG. 2

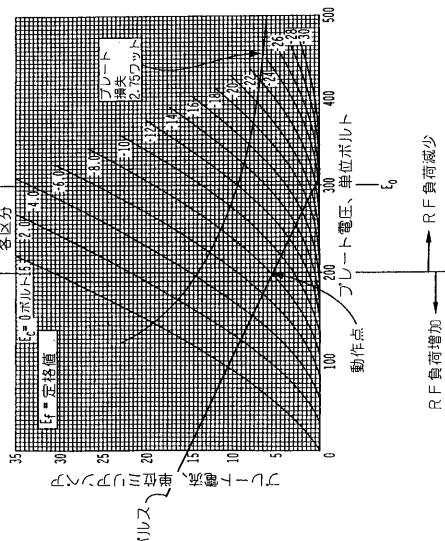
【図4】

FIG. 4



【図5A】

FIG. 5A



【図3】

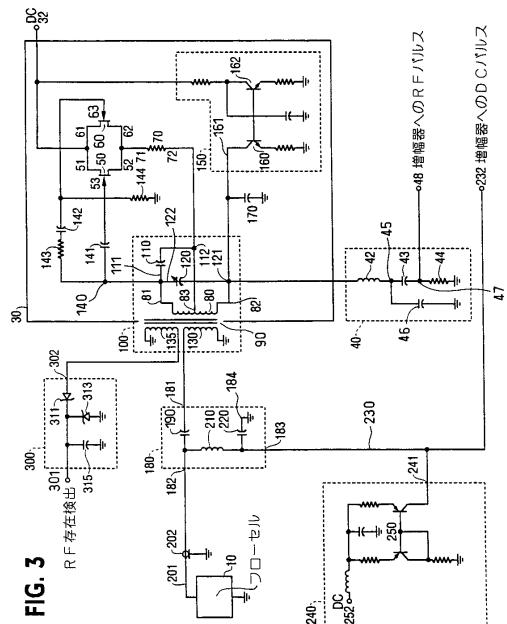
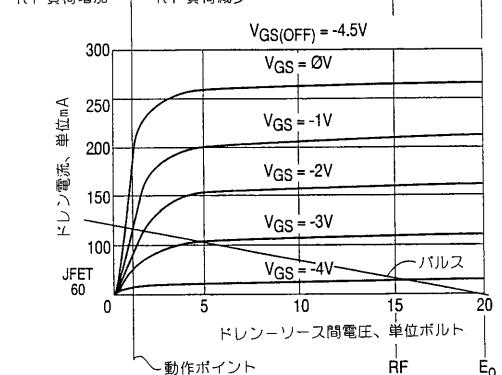
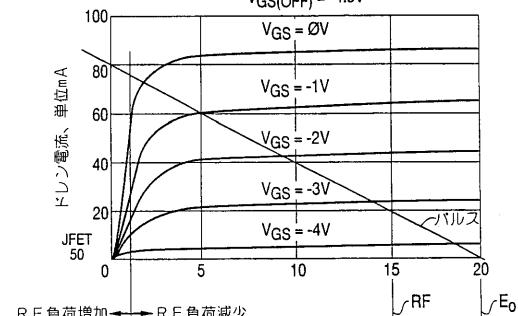


FIG. 3

【図5B】

FIG. 5B

 $V_{DS}$ の関数としてのドレン電流 $V_{GS(OFF)} = -4.5V$ 

---

フロントページの続き

(74)代理人 100081330

弁理士 橋口 外治

(72)発明者 ハッシャー , フレデリック ケイ .

アメリカ合衆国 , フロリダ 33028 , ペムブローク パインズ , ノースウェスト ナインス  
コート 16593

(72)発明者 シュネイダー , ジェラルド

アメリカ合衆国 , ニューヨーク 10533 , アービントン , コットンテール レーン 40

(72)発明者 ラミルツ , ラザロ

アメリカ合衆国 , フロリダ 33029 , ミラマー , サウスウェスト サーティサード ストリート 17972

審査官 高 見 重雄

(56)参考文献 米国特許第5218325 ( U S , A )

米国特許第4785264 ( U S , A )

英国特許出願公開第2011086 ( G B , A )

(58)調査した分野( Int.CI. , D B名)

G01N 15/12