

(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 I  
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)	(73) 特許権者	596163448
(86) (22) 出願日	平成12年2月3日 (2000.2.3)		コールター インターナショナル コーポ レイション
(65) 公表番号	特表2002-537556 (P2002-537556A)		アメリカ合衆国, フロリダ 33196, マイアミ, 32-エー02, サウスウエス ト 147 アベニュー 11800
(43) 公表日	平成14年11月5日 (2002.11.5)	(74) 代理人	100077517
(86) 国際出願番号	PCT/US2000/002743		弁理士 石田 敬
(87) 国際公開番号	W02000/049386	(74) 代理人	100092624
(87) 国際公開日	平成12年8月24日 (2000.8.24)		弁理士 鶴田 準一
審査請求日	平成18年12月26日 (2006.12.26)	(74) 代理人	100108383
(31) 優先権主張番号	09/252,498		弁理士 下道 晶久
(32) 優先日	平成11年2月18日 (1999.2.18)	(74) 代理人	100082898
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 西山 雅也
(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)		

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、

前記測定セルに電氣的に結合され、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 $V_{DS}$ 対 $I_{DS}$ 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 $V_{DS}$ 対 $I_{DS}$ 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

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 ( 8 2 ) 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 ( 1 5 0 ) 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 ( 1 7 0 ) 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 ( 8 0 ) と結合されたガラスピストン可変同調コンデンサ ( 1 2 0 ) 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、D C 電圧源からの D C 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 D C 電圧を前記 R F 電圧から分離する一方で前記 D C 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 ( 1 8 0 ) 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 ( 3 0 0 ) に結合された再生変圧器巻き線 ( 1 3 5 ) 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 ( 1 0 ) 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 ) 前記測定セルに電氣的に結合され、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 ( 8 0 、 1 3 0 ) を含む R F 発振器 ( 3 0 ) 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 ( 8 1 - 8 3 ) 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 ( 5 0 、 6 0 ) 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】

40

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 ( 9 0 ) を備え、前記ステップ ( b ) が電流ミラー ( 1 5 0 ) を前記 R F 負荷変化検出回路の R F 負荷感知ノード ( 8 2 ) 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。

【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 ( 3 0 0 ) に結合された再生変圧器巻き線 ( 1 3 5 ) を含む、請求項 9 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

50

## 【 0 0 0 1 】

## 〔 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ア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 R F（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（ J F E T ）によるハートレー R F 発振器を利用する、新しい改良型固体素子 R F 発振 - 検出回路を定める。

## 【 0 0 0 2 】

## 〔 背景技術 〕

疾病の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 1 0 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。

## 【 0 0 0 3 】

次に、準備された血液試料は試料保持チャンバ 1 2 に入れられ、血液試料の流れは、流れチャンネル 1 1 に沿って、保持チャンバ 1 2 から、粒子が一度に 1 つずつ数えられるようにする制限オリフィスまたは開口 1 4 を通して、受けチャンバ 1 6 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 1 2 と受けチャンバ 1 6 ）に結合された電極 2 1 及び 2 3 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 1 7 により、各粒子の移動量を測定する D C 電界と、開口 1 4 を通過した各粒子の密度を測定する R F 界とがフローセル 1 0 に印加される。

## 【 0 0 0 4 】

フローセル・オリフィス 1 4 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 2 1 及び 2 3 で D C 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 1 4 のリアクタンスの変化に関連する。フローセル 1 0 の電極 2 1 及び 2 3 を R F 発振 - 検出回路 1 7 の共振（ L C 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 R F 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 R F パルス検出 / 復調器によって測定される。

## 【 0 0 0 5 】

従来の電子管によるフローセル R F 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（ C o u l t e r ）他、第 3 , 5 0 2 , 9 7 4 号、グローヴス（ G r o v e s ）他、第 4 , 2 9 8 , 8 3 6 号、グローヴス他、第 4 , 5 2 5 , 6 6 6 号、及びコールター他、第 4 , 7 9 1 , 3 5 5 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： R F 設計から 1 トランジスタ伝送回路」 V o l 1 9 、 1 9 9 6 年 2 月、 N o 2 、 ページ 8 2 がハートレー発振器への J F E T の使用を開示している。

## 【 0 0 0 6 】

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けているため、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、 R F（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

10

20

30

40

50

2 回程度の修理 / 保守サービスの呼び出しを必要とする。

【 0 0 0 7 】

〔 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、M O S F E T、J F E T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 2 7 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。

【 0 0 0 8 】

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（M T B F）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 R F 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。

【 0 0 0 9 】

相互コンダクタンス（ $g_m$ ）依存性の測定値として、能動素子（電子管または J F E T）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 5 A（三極管）と図 5 B（J F E T）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、J F E T は電子管に対してかなりの改善を提供する。

【 0 0 1 0 】

通常、三極管の場合、これは  $300\text{ V} / 0.1\text{ V} = 3000 : 1$  になるが、J F E T 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、J F E T 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  $g_m$  に大きく依存するものとなっている。電子管の  $g_m$  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。

【 0 0 1 1 】

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 A B 級モードで動作する）1 対の J F E T 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。

【 0 0 1 2 】

有利にも、J F E T 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 r m s 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 J F E T 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。

【 0 0 1 3 】

以下説明されるように、異なった等級モードの 2 つの J F E T 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。A B 級 J F E T 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 J F E T 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。

【 0 0 1 4 】

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

10

20

30

40

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  $V_{gs} = 0\text{ v}$  及び  $V_{gc} = 0\text{ v}$  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  $V_{gs}$  が  $V_{gs} = 0\text{ v}$  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。

【 0 0 1 7 】

20

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。

【 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 - ドレイン経路がそれぞれ、D C 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 D C 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ない ( 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入力する。AB級JFETは、C級JFETより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入力する。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増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。

【0028】

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JFET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。

【0029】

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JFETがタンクに注入する必要が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JFET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。

【0030】

〔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JFET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RF発振器30を備えるものとして例示されている。

【0031】

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5B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JFET50及び60が、RF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JFETについて2つの動作モードが存在する。RFモードの場合、2つのJFET50及び60は、図5BのRF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 $V_{gs} = 0V$ 及び $V_{gc} = 0V$ 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。

【0032】

第1JFET(例えば、JFET50)はC級モードで動作し、第2JFET(JFET60)はAB級モードで動作する。これはJFET50が第1 $V_{GS}$ (例えば、 $V_{GS50} = 2V$ )を有するように選択し、JFET60が第2 $V_{GS}$ (例えば、 $V_{GS60} = 4V$ )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、JFET60)がオンになる時( $V_{GS}$ が4Vに達する時)の複合 $V_{DS}$ 対 $I_{DS}$ 特性の傾斜の変化である。

【0033】

また、1対の並列接続JFETを使用することで、RF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J111シリーズJFET、またはインターFET(InterFET)社の2N6550 JFETといった、(-1~-7)ボルトの $V_{GS}$ 範囲で動作する低電圧JFETが利用される。

10

20

30

40

50

## 【0034】

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JFET50及び60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JFET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、JFET50及び60及び関連する電流（シンク）ミラー回路150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JFET特性を選択する上で大きな自由度を提供する。実際には、2ボルト以上離れた $V_{GS}$ 値を有する任意の2つのJFET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の発振器電流である。

10

## 【0035】

JFET50及び60のそれぞれの並列ソース・ドレイン経路51-52及び61-62はDC電圧供給ノード32とバイアス抵抗70の第1端71の間に結合されるが、バイアス抵抗70の第2端72は多重巻き線変圧器90の1次巻き線80の中間タップ・ノード83に結合される。変圧器90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、RF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、RF発振器30の基本共振周波数を設定する、点線100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

## 【0036】

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。

## 【0037】

RF発振器が、発振器負荷の変化にตอบสนอง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、この場合位相対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、RF発振器は負荷の変化にตอบสนอง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

## 【0038】

上記で特筆したように、LCタンク回路100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100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、JFET検出器30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

## 【0039】

1次巻き線80の第1端ノード81は固定値コンデンサ110の第1端111に結合される。コンデンサ110の第2端112は1次巻き線80の中間タップ・ノード83に結合される。端部ノード82は電流ミラー回路150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120の第1端部121に結合される。コンデンサ120の第2端122は1次巻き線80の端部ノード81に結合される。ノード82の平均DC電圧は粒子によるRF発振器の負荷の変化を反映する。

## 【0040】

コンデンサ110及び120の合成キャパシタンスと、タンク/共振回路100の1次巻き線80及び2次巻き線130のインダクタンスとは、非制限的な例として、例えば10

50



～40MHz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する回路を海水面高度で製造する際の問題を除去する役目を果たす。

#### 【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JFET50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JFET50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。

#### 【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に動作する。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する（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。

#### 【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。

#### 【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AB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

10

20

30

40

50

によって平均化され、低域通過フィルタ回路 40 を通じて下流増幅回路に低周波 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・インタフェース回路 180 はフローセルに出入りする 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

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のこの 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。

【 0 0 6 2 】

R F 電流信号 2 6 3 の振幅の増大 2 6 1 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 4 0 によって濾過され、R F パルス出力端子 4 8 を介して R F パルス 2 6 5 として出力されて、下流 R F パルス増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 1 0 0 の低 Q により、R F 発振器 3 0 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。

【 0 0 6 3 】

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。

【 0 0 6 4 】

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。

【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。

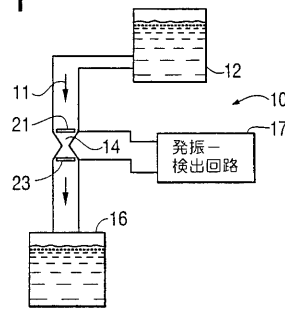
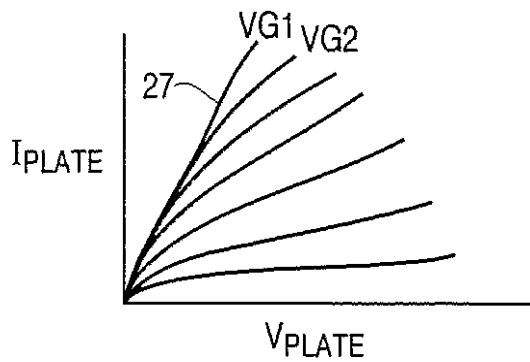
【図 4】 図 3 の R F 発振 - 検出回路に関連する R F パルス波形を示す図である。

【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。

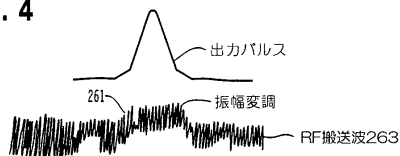
【図 1】

FIG. 1

【図 2】  
FIG. 2

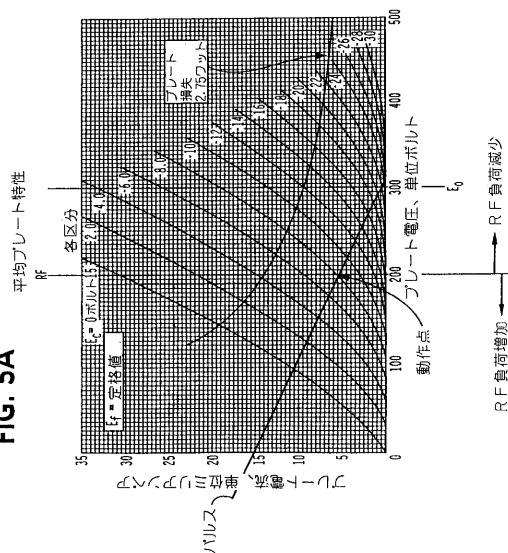
【図 4】

FIG. 4

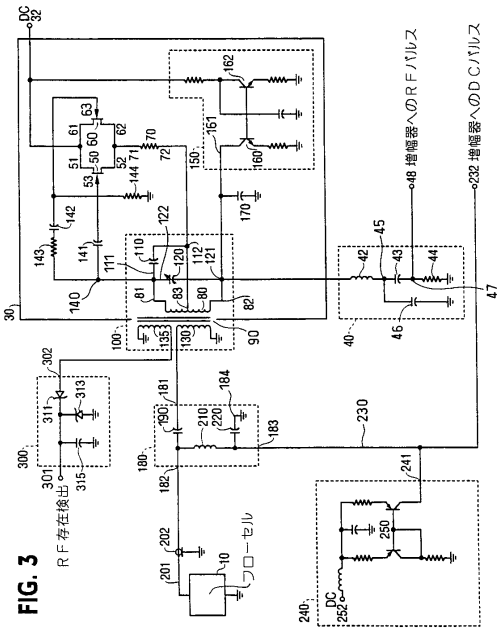


【図 5 A】

FIG. 5A

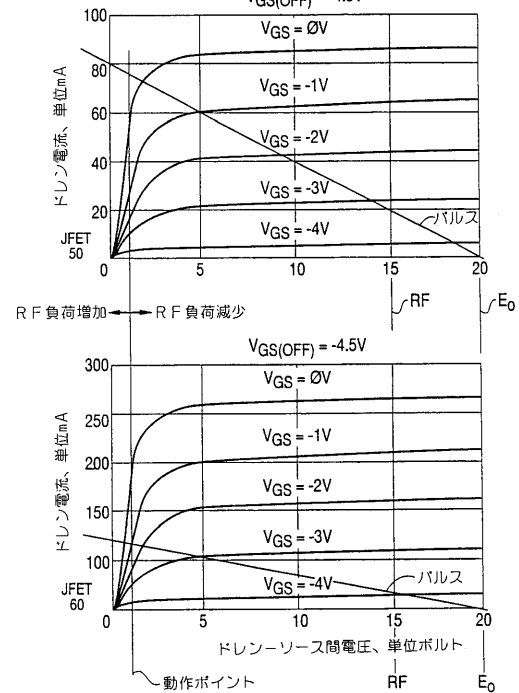


【図 3】



【図 5 B】

FIG. 5B

V<sub>GS</sub>の関数としてのドレン電流V<sub>GS(OFF)</sub> = -4.5V

---

フロントページの続き

(74)代理人 100081330

弁理士 樋口 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,ノースウエスト 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,サウスウエスト 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(US,A)

米国特許第4785264(US,A)

英国特許出願公開第2011086(GB,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

G01N 15/12