

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7612567号
(P7612567)

(45)発行日 令和7年1月14日(2025.1.14)

(24)登録日 令和6年12月27日(2024.12.27)

(51)国際特許分類		F I	
H 0 3 K	17/14 (2006.01)	H 0 3 K	17/14
H 0 2 M	1/08 (2006.01)	H 0 2 M	1/08 A
H 0 3 K	17/687(2006.01)	H 0 3 K	17/687 A
H 0 3 F	3/343(2006.01)	H 0 3 F	3/343 2 1 0

請求項の数 4 (全9頁)

(21)出願番号	特願2021-512507(P2021-512507)	(73)特許権者	521085021 エフィシエント・パワー・コンバージョン・コーポレーション アメリカ合衆国・カリフォルニア・90245・エル・セグンド・ノース・パシフィック・コースト・ハイウェイ・909・スイート・230
(86)(22)出願日	令和1年9月3日(2019.9.3)	(74)代理人	100108453 弁理士 村山 靖彦
(65)公表番号	特表2021-536702(P2021-536702A)	(74)代理人	100110364 弁理士 実広 信哉
(43)公表日	令和3年12月27日(2021.12.27)	(74)代理人	100133400 弁理士 阿部 達彦
(86)国際出願番号	PCT/US2019/049341	(72)発明者	エドワード・リー アメリカ合衆国・カリフォルニア・92
(87)国際公開番号	WO2020/051138		最終頁に続く
(87)国際公開日	令和2年3月12日(2020.3.12)		
審査請求日	令和4年9月2日(2022.9.2)		
(31)優先権主張番号	62/727,115		
(32)優先日	平成30年9月5日(2018.9.5)		
(33)優先権主張国・地域又は機関	米国(US)		

(54)【発明の名称】 GaNを基にした調節可能な電流ドライバ回路

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

外部電流源から提供される基準電流に基づいて第1の電源電圧から充電電流 I_{CHG} を出力することによって蓄積コンデンサを充電するための、電流ミラーを備えるミラー回路であって、前記ミラー回路は、前記外部電流源およびグラウンドに接続され、前記蓄積コンデンサの一端が前記電流ミラーに接続され、前記蓄積コンデンサの他端がグラウンドに接続され、前記ミラー回路は、基準電流 I_{REF} に基づいて前記第1の電源電圧から前記充電電流 I_{CHG} を引き出し、それにより前記基準電流 I_{REF} の値への変化が、前記充電電流 I_{CHG} の値および前記蓄積コンデンサに蓄積された電荷における対応する変化になる、ミラー回路と、

制御信号に応じて、前記蓄積コンデンサをパワートランジスタのゲートに接続して、前記パワートランジスタを駆動し、駆動電流が前記パワートランジスタを流れるようにするための、または前記パワートランジスタの前記ゲートから前記蓄積コンデンサを切断し、前記パワートランジスタの前記ゲートをグラウンドに接続して、前記駆動電流が前記パワートランジスタを流れるのを防止するためのパルスコントローラ回路であって、前記パルスコントローラ回路はグラウンドに接続され、前記パルスコントローラ回路の入力側が前記電流ミラーと前記蓄積コンデンサの前記一端に接続され、前記パルスコントローラ回路の出力側が前記パワートランジスタの前記ゲートに接続され、前記蓄積コンデンサを充電するための電圧が前記パワートランジスタの前記ゲートに印加される、パルスコントローラ回路と

を備え、前記蓄積コンデンサは、前記パワートランジスタの入力容量より大きい容量を

10

20

有し、それにより前記基準電流 I_{REF} の変化が、前記充電電流 I_{CHG} への対応する変化および前記蓄積コンデンサに蓄積された電荷における対応する変化になり、前記蓄積コンデンサが前記パワートランジスタのゲートに接続されるとき、前記パワートランジスタを流れる駆動電流 I_{DRV} への対応する変化になる、調節可能な電流ドライバ回路。

【請求項 2】

前記パワートランジスタが、第2の電源電圧に接続された第1の窒化ガリウム(GaN)電界効果トランジスタ(FET)を備え、前記第2の電源電圧が前記第1の電源電圧より高い、請求項1に記載の調節可能な電流ドライバ回路。

【請求項 3】

前記電流ミラーが複数のGaN FETトランジスタを備え、かつ前記パルスコントローラ回路が複数のGaN FETトランジスタを備え、前記電流ミラーおよび前記パルスコントローラ回路の前記GaN FETトランジスタの全てが、前記電流ドライバ回路によって制御される前記GaN FETトランジスタよりサイズが小さい、請求項2に記載の調節可能な電流ドライバ回路。

10

【請求項 4】

抵抗器を更に備え、前記制御信号がオンに固定された場合に、前記蓄積コンデンサ上の電荷を放出し、前記パワートランジスタを通る前記駆動電流の流れを遮断するために、前記抵抗器の一端が前記パルスコントローラ回路の前記出力側および前記パワートランジスタの前記ゲートに接続され、前記抵抗器の他端がグランドに接続された、請求項1に記載の調節可能な電流ドライバ回路。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、概して電流ドライバ回路に関し、より詳細には、基準電流に基づいて出力電流を調節する能力および、温度、回路インピーダンス、電源電圧等の変化にかかわらず所与の基準電流に対して一定の出力電流を維持する能力を伴う窒化ガリウム(GaN)電界効果トランジスタ(FET)を基にした電流ドライバ回路に関する。

【背景技術】

【0002】

典型的な電流ドライバ回路は、電流ミラー、ドライバおよび制御トランジスタを含む。電流ミラーへの基準電流入力が出力駆動電流に複製される。ドライバは、駆動電流のためのパルスを示す制御信号を受け、制御トランジスタを駆動する。制御トランジスタは、制御信号に基づいて電流ミラーをオン/オフして、電流ミラーが駆動電流を発生するのを防止するまたは可能にする。

30

【0003】

図1は従来の電流ドライバ回路100の概略図であり、電流ミラー120、制御信号ドライバ140およびその対応する制御トランジスタ135を含む。電流ミラー120はトランジスタ125および130を含む。トランジスタ130のドレイン端子およびゲート端子は共に接続され、基準電流 I_{REF} を受ける。トランジスタ130のソース端子はグランド110に接続される。トランジスタ125のゲート端子はトランジスタ130のゲートおよびドレイン端子に接続され、同じく I_{REF} を受ける。トランジスタ125のソース端子はグランド110に接続される。

40

【0004】

トランジスタ125のドレイン端子は、高駆動電源電圧 V_{HV} を提供する電源電圧ノード115に接続される。トランジスタ125は、高駆動電源電圧 V_{HV} から引き出すことによって、電流ミラー120の出力電流、すなわちドライバ電流 I_{DRV} を発生する。トランジスタ125は駆動トランジスタとして作用し、その結果、負荷、例えばレーザダイオードが電源電圧ノード115およびトランジスタ125と直列に接続されると、駆動電流 I_{DRV} がレーザダイオードを流れ、レーザ光線を出力させる。

【0005】

50

制御信号ドライバ140は、制御信号CTL105を受け、制御トランジスタ135のゲート端子を駆動しており、これは、電流ミラー120および駆動電流 I_{DRV} を制御するスイッチとして作用する。トランジスタ135のドレイン端子は、トランジスタ125のゲート端子ならびにトランジスタ130のゲートおよびドレイン端子に接続される。トランジスタ135のソース端子はグラウンド110に接続される。制御トランジスタ135が閉スイッチとして作用するのに応答して、駆動トランジスタ125およびトランジスタ130のゲート端子はグラウンド110に接続されて、それらを閉スイッチとして作用させ、基準電流 I_{REF} および駆動電流 I_{DRV} が電流ミラー120を流れるのを防止する。制御トランジスタ135が開スイッチとして作用するのに応答して、トランジスタ130および駆動トランジスタ125のゲート端子の電圧が閾値電圧 V_{Th} を超えて上昇できて、それらをオンにし、電流ミラー120が基準電流 I_{REF} に基づいて駆動電流 I_{DRV} を発生するようにする。

10

【0006】

光検知測距(ライダ)システムなどの電流ドライバ回路100の一部の実装は、駆動電流 I_{DRV} の特定値または、フィードバックシステムにおいて制御される、駆動電流 I_{DRV} の一定値を発生しなければならない。例えば、ライダシステムにおいて、レーザダイオードを駆動し、環境を撮像するために、超大駆動電流 I_{DRV} および超高パルス周波数が使用される。超高パルス周波数を実装するために、基準電流 I_{REF} は、非常に大きく、駆動トランジスタ125の入力容量 C_{ISS} を急速に充電しなければならない。例えば、 C_{ISS} が600ピコファラド(pF)の駆動トランジスタ125は1ナノ秒(ns)で5ボルト(V)まで充電されなければならない、結果として3アンペア(A)の I_{REF} となる。それほど大きく、それほど急速に電源電圧から引き出される電流は、インダクタンス、抵抗などといった配線インピーダンスのため実質的な電源電圧リップルを生じさせる。例えば、僅か単一オーム()インピーダンスのトレースは、3Aの電流が通ると、結果として3V降下を生じる。

20

【0007】

更に、駆動電流 I_{DRV} の値の制御が微細なほどレーザダイオードによって発される光の強さの微細な制御をもたらし、これによりライダシステムが撮像している距離の範囲に基づいてライダシステムが光の強さを調整するのを可能にする。しかしながら、電流ドライバ回路100において、駆動トランジスタ125のゲート端子に固定電圧が印加され、かつ I_{REF} およびトランジスタ130が省略される場合、ゲートソース間電圧 V_{GS} が駆動トランジスタ125をオンにし、上述したように温度、回路インピーダンス、電源電圧の変動およびトランジスタ技術におけるプロセス変動に基づく変化にかかわらず、所望の駆動電流を発生しなければならない。そして、実際の駆動電流 I_{DRV} は、温度、回路インピーダンス、電源電圧およびプロセス変動と共に大きく変動する。そのような電流ドライバ回路は、全ての環境またはシステム条件にわたってライダシステムによって必要とされる所望の距離またはレンジ分解能を達成するためには使用できない。

30

【発明の概要】**【発明が解決しようとする課題】****【0008】**

本発明は、基準電流に基づいて出力電流を調整すること、および温度、回路インピーダンス、電源電圧等の変化にかかわらず所与の基準電流に対して一定の出力電流を維持することが可能な電流ドライバ回路を提供することによって、上述した従来のドライバ回路の不利な点に対処する。

40

【課題を解決するための手段】**【0009】**

本発明は、本明細書に記載されるように、外部から提供される基準電流に基づいて第1の電源電圧から蓄積コンデンサを充電するための回路と、制御信号に応じて、蓄積コンデンサをパワートランジスタのゲートに接続して、電流を駆動し、パワートランジスタを流れるようにするための、またはパワートランジスタのゲートから蓄積コンデンサを切断し、パワートランジスタのゲートをグラウンドに接続して、電流がパワートランジスタを流れるのを防止するためのパルスコントローラ回路とを備える調節可能な電流ドライバ回路で

50

ある。

【0010】

コンデンサを充電するための回路は、好ましくは電流ミラーを備える。

【0011】

パワートランジスタは、好ましくは、第2の電源電圧であって、第1の電源電圧より大きい第2の電源電圧に接続された高電流、高スルーレート窒化ガリウム(GaN)電界効果トランジスタ(FET)である。電流ミラーおよびパルス発生器回路は複数のGaN FETトランジスタを備えており、その全てがGaN FETパワートランジスタよりサイズが実質的に小さい。

【0012】

制御信号がオンに固定された場合に、蓄積コンデンサ上の電荷を放出し、パワートランジスタを通る電流の流れを遮断するために、パルス発生器回路およびパワートランジスタに抵抗器が接続され得る。

10

【0013】

本明細書に記載される上記および他の好ましい特徴が、要素の実装および組合せの様々な新規な詳細を含め、ここで添付図面を参照しつつより詳細に記載され、そして請求項に示されることになる。特定の方法および装置が、請求項の限定としてではなく単に例示として示されることが理解されるべきである。当業者によって理解されることになるように、本明細書における教示の原理および特徴は、請求項の範囲から逸脱することなく様々な多数の実施形態に利用され得る。

【0014】

本開示の特徴、目的および利点は、全体を通して同様の参照文字が対応して同定される図面と併せて以下に記載される詳細な説明からより明らかになるであろう。

20

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】従来の電流ドライバ回路の概略図を例示する。

【図2】本発明に係る調節可能な電流ドライバ回路を例示する。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下の詳細な説明において、特定の実施形態を参照する。これらの実施形態は十分に詳細に記載されて、当業者がそれらを実施するのを可能にする。他の実施形態が利用され得ること、ならびに様々な構造的、論理的および電気的変更がなされ得ることが理解されるはずである。以下の詳細な説明に開示される特徴の組合せは、最も広義に教示を実施するのには必要でなくてもよく、それよりも単に本教示の特に代表例を記述するためのために教示される。

30

【0017】

図2は、本発明に係る調節可能な電流ドライバ回路200を例示する。以下に詳細に記載されるように、本発明の回路は、低電力集積回路として実装でき、ライダまたは他の類似のGaNドライバ用途に使用するための調節可能な出力ドライバ電流を提供する。回路は、高電流GaNドライバFET295が所望の高スルーレート出力電流(典型的には、数十ギガアンペア/秒)を得るのに適切なゲートソース間電圧(V_{GS})を生成する。ドライバFET295のために必要とされる所要 V_{GS} を生成するために、外部から提供される基準電流 I_{REF} が使用される。回路によって生成される V_{GS} は、プロセス特徴、温度または電源電圧の変動を調節する。 V_{GS} 電圧は外部コンデンサ250上に蓄積される。コンデンサ250の値は、大型GaNドライバFET295の寄生容量 C_{ISS} をはるかに上回るが、それでもGaN FETのための入力容量の低値を考慮すれば、サイズは実用的である。

40

【0018】

所望の値のパルス電流が必要とされるとき(すなわち、ドライバFET295が作動される必要があるとき)、コンデンサ250をドライバFET295のゲートに接続するパルスコントローラ270を通じて、コンデンサ250上の電圧がドライバFET295のゲートへ作用され、それによって所望のかつスケールアップされたドライバ電流を生成する。ドライバFET295が

50

オフにされることになるとき、パルスコントローラ270は、コンデンサ250への接続を開き、ドライバFET295のゲートをグラウンドに短絡させる。

【0019】

ドライバFET295への電荷移動のためコンデンサ250上で失われるいかなる電荷も、基準電流 I_{REF} と同程度の大きさの基準充電電流 I_{CHG} によって補充され、その結果、次の指令パルスで同じ所望の急速かつ大きなドライバ電流を得ることができて、次の急速かつ大きなスルーレートパルスを作成する。有利には、出力電流パルスの発生前にコンデンサに電荷が既に予め蓄積されているため、ドライバFET295のゲートを充電する電源からの電流の瞬間的な引出しは極めて低減される。これは電源電圧スパイクを低減させる。

【0020】

回路は、好ましくは、以下に更に詳細に記載されるように、指令信号がオンに固定された場合の安全ドライバ遮断を含む。

【0021】

ここで図2に図示される本発明の好ましい実施形態の詳細に移ると、調節可能な電流ドライバ回路200は、電流ミラー220、コンデンサ250、パルスコントローラ270および駆動トランジスタ295を含む。電流ミラー220は、この例では外部電流源245から、基準電流 I_{REF} を受け、コンデンサ250を充電するために電源電圧 V_{dd} 215Bから充電電流 I_{CHG} を出力する。図2に図示されるように、電流ミラー220はトランジスタ225、230、235および240を含み、従来の配置で共に接続されている。パルスコントローラ270はトランジスタ280および285を含む。電流ミラー220のトランジスタ225、230、235および240、パルスコントローラ270のトランジスタ280および285、ならびに駆動トランジスタ295は、全て好ましくはエンハンスメントモードGaN FET半導体デバイスであり、全て好ましくは単一の半導体ダイ上へモノリシックに集積される。

【0022】

電流ミラー220は従来のトポロジを有しており、トランジスタ225のゲートおよびドレイン端子が共に接続され、この例では電流源245から、 I_{REF} を受ける。トランジスタ225のソース端子はトランジスタ235のドレイン端子に接続される。トランジスタ235のゲート端子は、トランジスタ240のゲートおよびドレイン端子に、ならびにノード255において、トランジスタ230のソース端子に接続される。トランジスタ230のゲート端子はトランジスタ225のゲートおよびドレイン端子に接続される。トランジスタ230のドレイン端子は電源電圧源215Bに接続される。

【0023】

回路の動作において、充電電流 I_{CHG} は、基準電流 I_{REF} に基づいて電流ミラー220によって電源電圧源215Bから引き出され、駆動トランジスタ295のゲート端子に印加されることになる所望の電圧までコンデンサ250を充電する。 I_{REF} の値への変化が、結果として充電電流 I_{CHG} の値およびコンデンサ250に蓄積される電荷の変化になる。 I_{REF} の変動がコンデンサ250にわたる電圧の動的制御を提供し、その結果コンデンサ250は、温度、電源電圧、回路インピーダンスの変動、およびプロセス変動にตอบสนองして駆動トランジスタ295のゲート端子に種々の電圧を印加できる。拡張によって、 I_{REF} の変動は、そのゲート端子に印加される電圧を制御することによって、駆動トランジスタ295を通る駆動電流 I_{DRV} の動的制御を可能にする。

【0024】

コンデンサ250の容量は駆動トランジスタ295の入力容量 C_{ISS} より非常に大きく、コンデンサ250にわたる電圧が駆動トランジスタ295に対する所望の V_{GS} であるように I_{CHG} から電荷を蓄積できることを保証する。図2に図示される本発明の好ましい実施形態において、電流ミラー220は、基準電流 I_{REF} を受け、電源電圧源215Bから充電電流 I_{CHG} を発生させて、調節可能な電流ドライバ回路200が利用可能な電源電圧 V_{dd} を制御する。他の実装では、基準電流 I_{REF} はノード255に直接印加され、コンデンサ250を直接充電する。

【0025】

本発明に従って、駆動トランジスタ295のために必要とされるほぼ瞬間的なエネルギー

10

20

30

40

50

は、電源電圧源からよりはむしろ、コンデンサ250に蓄積された電荷から主に引き出されており、これにより電源電圧源からのほぼ瞬間的な電流引出しから電源電圧スパイクを大いに低減させる。電源電圧スパイクが低減されることで、他のブリドライバ回路においても抵抗および誘導ノイズスパイクを低減させる。駆動トランジスタ295が開スイッチとして作用する間、コンデンサ250から引き出された電荷が I_{CHG} によって補充される。 I_{CHG} は、 I_{REF} と同程度の大きさであり、その非常に小さな大きさにもかかわらずトランジスタ295のパルス間でコンデンサ250を再充電するのに十分である。一例を使用して例示すると、駆動電流 I_{DRV} は毎マイクロ秒(μs)パルスを生じ、駆動トランジスタ295は5nsの間、閉スイッチとして作用する。 I_{CHG} は、駆動電流 I_{DRV} の次のパルス前に介在する995ナノ秒かけてコンデンサ250を充電する。

10

【0026】

パルスコントローラ270は、その入力が入力ノード255にかつその出力が入力ノード290において駆動トランジスタ295のゲート端子に接続され、制御信号CTL205を受ける。コントローラ270はドライバ275ならびにトランジスタ280および285を含む。ドライバ275は、CTL205を受け、トランジスタ280および285のゲート端子に接続される。トランジスタ280のドレイン端子はノード255に接続され、トランジスタ280のソース端子はノード290において駆動トランジスタ295のゲート端子に接続される。トランジスタ285のドレイン端子は、ノード290において駆動トランジスタ295のゲート端子およびトランジスタ280のソース端子に接続される。

【0027】

駆動トランジスタ295がオンにされ駆動電流 I_{DRV} が発生されるべきであるとCTL205が示すとき、トランジスタ285は開スイッチとして作用して、駆動トランジスタ295のゲート端子をグラウンド210から切断する。トランジスタ280は閉スイッチとして作用して、トランジスタ295のゲート端子をノード255においてコンデンサ250に接続する。コンデンサ250に蓄積された電荷が駆動トランジスタ295のゲート端子の電圧をその閾値電圧 V_{Th} を超えて上昇させて、それをオンにさせ、 I_{REF} と比例した駆動電流 I_{DRV} を発生させる。駆動トランジスタ295がオフにされるべきであるとCTL205が示すとき、トランジスタ280は開スイッチとして作用して、駆動トランジスタ295のゲート端子をコンデンサ250から切断する。トランジスタ285は閉スイッチとして作用して、駆動トランジスタ295のゲート端子をグラウンド210に接続し、駆動トランジスタ295のゲート電圧をグラウンドに急速に低下させる。

20

30

【0028】

駆動トランジスタ295のドレイン端子は第2の電源電圧源215Aに接続されており、これは電源電圧源215Bからの電源電圧 V_{dd} より非常に高い電源電圧 V_{HV} を提供する。駆動トランジスタ295のソース端子はグラウンド210に接続される。駆動電流 I_{DRV} は第2の電源電圧源215Aから引き出される。

【0029】

一部の実装では、パルスコントローラ270が誤動作して、駆動トランジスタ295を所定の安全閾値時間より長い間オンにさせる場合に備え、安全機構としてノード290およびグラウンド210に抵抗器260が接続される。抵抗器260は、駆動トランジスタ295が安全閾値時間より長い間オンにされることになるとCTL205またはパルスコントローラ270が示すのに応答して、一定の時間を通じてコンデンサ250をゼロまで放電する。時間経過によりコンデンサ250を放電することによって、抵抗器260は、駆動トランジスタ295のゲート電圧をその閾値電圧 V_{Th} より下に低下させて、駆動トランジスタ295をオフにし、駆動電流 I_{DRV} の流れを止める。抵抗器260の抵抗は、駆動トランジスタ295がオフにされる前に所望の安全閾値時間を実現するように選ばれる。

40

【0030】

本明細書において前述したように、基準電流 I_{REF} は、図1に図示される電流ドライバ回路100への I_{REF} 入力と比較して極めてスケールダウンされる。非常に大きい駆動電流 I_{DRV} は、非常に大きい電源電圧源215Aから引き出され、駆動トランジスタ295と比較した電

50

流ミラー220のトランジスタの相対的なサイズに基づいて達成される。例えば、トランジスタ235および240は実質的に同じサイズであり、駆動トランジスタ295はトランジスタ235および240のサイズのほぼ30,000倍である。30Aに等しい駆動電流 I_{DRV} が僅か1mAの基準電流 I_{REF} で達成される。このように、集積回路において利用可能な電源電圧への影響が低減されて、およそ数十GA/秒変化する、数桁大きい駆動電流 I_{DRV} を発生するのに、小基準電流 I_{REF} で十分である。 I_{REF} の大きさを変化させることが、比例して I_{DRV} の大きさを変化させる。

【0031】

ライダシステムの一部としての調節可能な電流ドライバ回路の例示的な実装に戻ると、 I_{REF} の大きさを変化させることが、 I_{DRV} の大きさおよび I_{DRV} によって駆動されるレーザダイオードによって発される光の対応する強さを比例して変化させる。このように、ライダシステムは、それが撮像している距離の範囲および環境条件に基づいて光の強さを慎重に制御できる。ライダシステムが環境を撮像する間、環境条件の変化にも適応するように、 I_{DRV} は動的に調節できる。 I_{DRV} の動的調節は、ライダシステムが種々の距離に順応すること、種々の環境およびプロセス条件にわたって一定の光の強さを維持すること、および/または飛行時間撮像プロセスを実装する時間をかけて光の強さを変調することを可能にする。

10

【0032】

上記説明および図面は、本明細書に記載される特徴および利点を達成する、具体的な実施形態の単なる例示とのみ考えられるべきである。特定のプロセス条件の変更および置換を行うことができる。したがって、本発明の実施形態は、上記説明および図面によって限定されるとは考えられない。

20

【符号の説明】

【0033】

- 100 電流ドライバ回路
- 105 制御信号CTL
- 110 グランド
- 115 電源電圧ノード
- 120 電流ミラー
- 125 トランジスタ
- 130 トランジスタ
- 135 制御トランジスタ
- 140 制御信号ドライバ
- 200 調節可能な電流ドライバ回路
- 205 制御信号CTL
- 210 グランド
- 215A 電源電圧源
- 215B 電源電圧源
- 220 電流ミラー
- 225 トランジスタ
- 230 トランジスタ
- 235 トランジスタ
- 240 トランジスタ
- 245 電流源
- 250 コンデンサ
- 255 ノード
- 260 抵抗器
- 270 パルスコントローラ
- 275 ドライバ
- 280 トランジスタ
- 285 トランジスタ

30

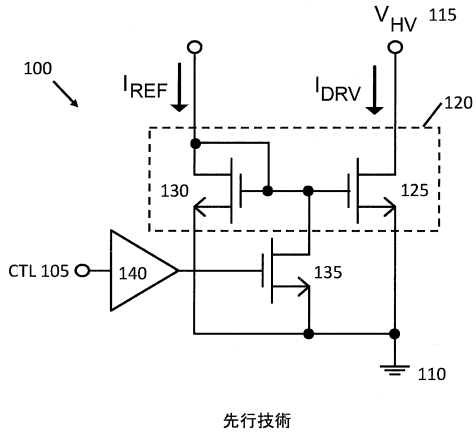
40

50

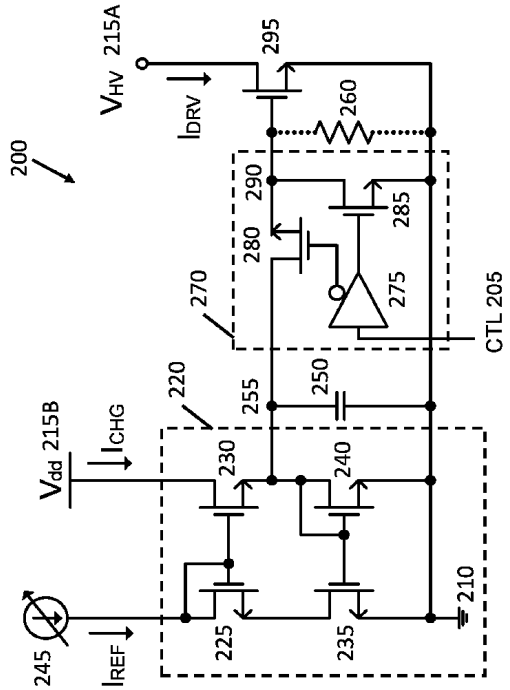
- 290 ノード
- 295 駆動トランジスタ
- I_{CHG} 充電電流
- I_{DRV} 駆動電流
- I_{REF} 基準電流
- V_{HV} 高駆動電源電圧

【図面】

【図 1】



【図 2】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- 833・フラトン・キャトリン・ストリート・1819
- (72)発明者 ラヴィ・アナス
アメリカ合衆国・カリフォルニア・92677・ラグナ・ニゲル・アイル・ロイヤル・ドライブ・
31812
- (72)発明者 マイケル・チャップマン
アメリカ合衆国・カリフォルニア・90808・ロング・ビーチ・クラーク・アベニュー・431
5
- (72)発明者 ジョン・エス・ 그레이ザー
アメリカ合衆国・ニューヨーク・12309・ニスカユナ・ウェンブル・レーン・1361
- (72)発明者 スティーヴン・エル・コリーノ
アメリカ合衆国・デラウェア・19701・ベア・ホノーラ・ドライブ・109
- 審査官 工藤 一光
- (56)参考文献 米国特許出願公開第2011/0193613(US, A1)
特表2015-520537(JP, A)
特開2013-13044(JP, A)
米国特許出願公開第2010/0052774(US, A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02M1/08-1/096
H03K17/00-17/70