(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3878393号
(P3878393)
(45)発行日　平成19年2月7日(2007.2.7)　(24)登録日　平成18年11月10日(2006.11.10)

(51)Int.Cl.　F I
H05B 33/08 (2006.01)　H05B 33/08
H02M 7/5387 (2007.01)　H02M 7/5387 Z

請求項の数 12　(全 24 頁)

(21)出願番号　特願2000-136825(P2000-136825)
(22)出願日　平成12年5月10日(2000.5.10)
(65)公開番号　特開2000-348862(P2000-348862A)
(43)公開日　平成12年12月15日(2000.12.15)
審査請求日　平成13年4月26日(2001.4.26)
審判番号　不服2005-218(P2005-218/J1)
審判請求日　平成17年1月6日(2005.1.6)
(31)優先権主張番号　09/311315
(32)優先日　平成11年5月13日(1999.5.13)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　000003089
東光株式会社
東京都大田区東雪谷２丁目１番１７号
(74)代理人　100079980
弁理士　飯田　伸行
(72)発明者　トロイ　ジェイ．リトルフィールド
アメリカ合衆国　コロラド州　８０９０７，コロラド　スプリングス，フォージ　ロード　４７５５

合議体
審判長　田中　秀夫
審判官　高木　進
審判官　丸山　英行

最終頁に続く

(54)【発明の名称】容量性負荷特性を示すエレクトロルミネセントランプを駆動する直流－交流切換回路

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
実質的に容量性負荷を駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、
直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；
前記容量性負荷への接続のための第１及び第２出力端子と；
前記切換回路を動作の第１、第２、第３、及び第４状態にする制御回路であって、
少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、
前記第１出力端子と前記第２出力端子の電圧差を監視して感知電圧を発生する電圧感知手段と、
前記感知電圧と電圧基準との比較に応答して信号を発生する電圧比較手段と、
を有した制御回路と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第１状態中に前記第１入力端子を前記第１出力端子に接続する第１切換手段と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第３状態中に前記第１入力端子を前記第２出力端子に接続する第２切換手段と；
前記第１出力端子を前記直流基準へ接続する第１電流導通手段であって、
前記第１電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第１状態中にほぼゼロである開路を提供し、

前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第２状態中にほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流は前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第３状態中に前記第１出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に動作可能であり、
前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合その定電流が比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導電手段が、前記動作の第４状態中に前記第１出力端子の電圧を前記直流基準にほぼ等しく維持するように更に動作可能である
第１電流導通手段と；
前記第２出力端子を前記直流基準へ接続する第２電流導通手段であって、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第１状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第２電流導通手段が、前記動作の第２状態中に前記第２出力端子の電圧を前記直流基準電圧にほぼ等しく維持するように更に作動可能であり、
前記第２電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第３状態中にほぼゼロである開路を提供して、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第４状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に作動可能であり、
その定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下する
第２電流導通手段と；
を具備し；
ここで、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第１状態から前記第２状態への遷移を開始させ、前記制御回路の制御入力へ加えられた前記信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第３状態から前記第４状態への遷移を開始させ、前記制御回路の制御入力へ加えられた前記信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。
【請求項２】
実質的に容量性負荷を駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、
直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；
前記容量性負荷への接続のための第１及び第２出力端子と；
前記切換回路を動作の第１、第２、第３、及び第４状態にする制御回路であって、
少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、
前記容量性負荷を通して流れる電流を監視して感知電圧を発生する電流感知手段と、
前記感知電圧と電圧基準との比較に応答して信号を発生する電圧比較手段と、
を有した制御回路と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第１状態中に前記第１入力端子を前記第１出力端子に接続する第１切換手段と；

前記制御回路に応答して、前記動作の第３状態中に前記第１入力端子を前記第２出力端子に接続する第２切換手段と；
前記第１出力端子を前記直流基準へ接続する第１電流導通手段であって、
前記第１電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第１状態中にほぼゼロである開路を提供し、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第２状態中にほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流は前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第３状態中に前記第１出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に動作可能であり、
前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合その定電流が比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導電手段が、前記動作の第４状態中に前記第１出力端子の電圧を前記直流基準にほぼ等しく維持するように更に動作可能である
第１電流導通手段と；
前記第２出力端子を前記直流基準へ接続する第２電流導通手段であって、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第１状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第２電流導通手段が、前記動作の第２状態中に前記第２出力端子の電圧を前記直流基準電圧にほぼ等しく維持するように更に作動可能であり、
前記第２電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第３状態中にほぼゼロである開路を提供して、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第４状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に作動可能であり、
その定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下する
第２電流導通手段と；
を具備し；
ここで、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第１状態から前記第２状態への遷移を開始させ、前記制御回路の制御入力へ加えられた前記信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第３状態から前記第４状態への遷移を開始させ、前記制御回路の制御入力へ加えられた前記信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記第１及び第２出力端子間の電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。
【請求項３】
実質的に容量性負荷を駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、
直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；
前記容量性負荷への接続のための第１及び第２出力端子と；
前記切換回路を動作の第１、第２、第３、及び第４状態にする制御回路であって、
少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、

前記第１出力端子の電圧と第１電圧基準との比較に応答して第１信号を発生する第１電圧比較手段；

前記第２出力端子の電圧と第２電圧基準との比較に応答して第２信号を発生する第２電圧比較手段；

を有した制御回路と；

前記制御回路に応答して、前記動作の第１状態中に前記第１入力端子を前記第１出力端子に接続する第１切換手段と；

前記制御回路に応答して、前記動作の第３状態中に前記第１入力端子を前記第２出力端子に接続する第２切換手段と；

前記第１出力端子を前記直流基準へ接続する第１電流導通手段であって、

前記第１電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第１状態中にほぼゼロである開路を提供し、

前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第２状態中にほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、

この定電流は前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、

前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第３状態中に前記第１出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に動作可能であり、

前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合その定電流が比較的小さな値に降下して、

前記第１電流導電手段が、前記動作の第４状態中に前記第１出力端子の電圧を前記直流基準にほぼ等しく維持するように更に動作可能である

第１電流導通手段と；

前記第２出力端子を前記直流基準へ接続する第２電流導通手段であって、

前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第１状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、

この定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、

前記第２電流導通手段が、前記動作の第２状態中に前記第２出力端子の電圧を前記直流基準電圧にほぼ等しく維持するように更に作動可能であり、

前記第２電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第３状態中にほぼゼロである開路を提供して、

前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第４状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に作動可能であり、

その定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下する

第２電流導通手段と；

を具備し；

ここで、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第１状態から前記第２状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第１制御入力へ加えられた前記第１信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第３状態から前記第４状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第２制御入力へ加えられた前記第２信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記第１及び第２出力端子間の電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。

【請求項４】

実質的に容量性負荷を駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、
直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；
前記容量性負荷への接続のための第１及び第２出力端子と；
前記切換回路を動作の第１、第２、第３、及び第４状態にする制御回路であって、
少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、
前記第１出力端子と前記第２出力端子間の電圧差を監視して感知電圧を発生する電圧感知手段と、
前記感知電圧と第１電圧基準との比較に応答して第１信号を発生する第１電圧比較手段と、
前記感知電圧と第２電圧基準との比較に応答して第２信号を発生する第２電圧比較手段と、
を有した制御回路と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第１状態中に前記第１入力端子を前記第１出力端子に接続する第１切換手段と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第３状態中に前記第１入力端子を前記第２出力端子に接続する第２切換手段と；
前記第１出力端子を前記直流基準へ接続する第１電流導通手段であって、
前記第１電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第１状態中にほぼゼロである開路を提供し、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第２状態中にほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流は前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第３状態中に前記第１出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に動作可能であり、
前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合その定電流が比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導電手段が、前記動作の第４状態中に前記第１出力端子の電圧を前記直流基準にほぼ等しく維持するように更に動作可能である
第１電流導通手段と；
前記第２出力端子を前記直流基準へ接続する第２電流導通手段であって、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第１状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第２電流導通手段が、前記動作の第２状態中に前記第２出力端子の電圧を前記直流基準電圧にほぼ等しく維持するように更に作動可能であり、
前記第２電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第３状態中にほぼゼロである開路を提供して、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第４状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に作動可能であり、
その定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下する
第２電流導通手段と；
を具備し；

ここで、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第１状態から前記第２状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第１制御入力へ加えられた前記第１信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第３状態から前記第４状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第２制御入力へ加えられた前記第２信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記第１及び第２出力端子間の電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。

【請求項５】

実質的に容量性負荷を駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、

直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；

前記容量性負荷への接続のための第１及び第２出力端子と；

前記切換回路を動作の第１、第２、第３、及び第４状態にする制御回路であって、

少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、

前記第１出力端子を前記直流基準へ接続する第１電流導通手段と、前記第２出力端子を前記直流基準へ接続する第２電流導通手段と、

前記第１電流導通手段を通して流れる電流を監視して第１感知電圧を発生する第１電流感知手段と、

前記第２電流導通手段を通して流れる電流を監視して第２感知電圧を発生する第２電流感知手段と、

前記第１感知電圧と第１電圧基準との比較に応答して第１信号を発生する第１電圧比較手段と、

前記第２感知電圧と第２電圧基準との比較に応答して第２信号を発生する第２電圧比較手段と、

を有した制御回路と；

前記制御回路に応答して、前記動作の第１状態中に前記第１入力端子を前記第１出力端子に接続する第１切換手段と；

前記制御回路に応答して、前記動作の第３状態中に前記第１入力端子を前記第２出力端子に接続する第２切換手段と；

前記第１電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第１状態中にほぼゼロである開路を提供し、

前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第２状態中にほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、

この定電流は前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、

前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第３状態中に前記第１出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に動作可能であり、

前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合その定電流が比較的小さな値に降下して、

前記第１電流導電手段が、前記動作の第４状態中に前記第１出力端子の電圧を前記直流基準にほぼ等しく維持するように更に動作可能である

第１電流導通手段と；

前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第１状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、

この定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、

前記第２電流導通手段が、前記動作の第２状態中に前記第２出力端子の電圧を前記直流基準電圧にほぼ等しく維持するように更に作動可能であり、
前記第２電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第３状態中にほぼゼロである開路を提供して、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第４状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に作動可能であり、
その定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下する
第２電流導通手段と；
を具備し；
ここで、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第１状態から前記第２状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第１制御入力へ加えられた前記第１信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第３状態から前記第４状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第２制御入力へ加えられた前記第２信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記第１及び第２出力端子間の電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。

【請求項６】
実質的に容量性負荷を駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、
直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；
前記容量性負荷への接続のための第１及び第２出力端子と；
前記切換回路を動作の第１、第２、第３、及び第４状態にする制御回路であって、
少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、
前記第１出力端子を前記直流基準へ接続する第１電流導通手段と、前記第２出力端子を前記直流基準へ接続する第２電流導通手段と、
前記第１電流導通手段を通して流れる電流を監視して第１感知電圧を発生する第１電流感知手段と、
前記第２電流導通手段を通して流れる電流を監視して第２感知電圧を発生する第２電流感知手段と、
前記第１感知電圧と第１電圧基準との比較に応答して第２信号を発生する第１電圧比較手段と、
前記第２感知電圧と第２電圧基準との比較に応答して第１信号を発生する第２電圧比較手段と、
を有した制御回路と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第１状態中に前記第１入力端子を前記第１出力端子に接続する第１切換手段と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第３状態中に前記第１入力端子を前記第２出力端子に接続する第２切換手段と；
前記第１電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第１状態中にほぼゼロである開路を提供し、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第２状態中にほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流は前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第３状態中に前記第１出力端子からのほぼ一定電流を導通させるた

め更に動作可能であり、
前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合その定電流が比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導電手段が、前記動作の第４状態中に前記第１出力端子の電圧を前記直流基準にほぼ等しく維持するように更に動作可能である
第１電流導通手段と；
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第１状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第２電流導通手段が、前記動作の第２状態中に前記第２出力端子の電圧を前記直流基準電圧にほぼ等しく維持するように更に作動可能であり、
前記第２電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第３状態中にほぼゼロである開路を提供して、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第４状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に作動可能であり、
その定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下する
第２電流導通手段と；
を具備し；
ここで、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第１状態から前記第２状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第１制御入力へ加えられた前記第１信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第３状態から前記第４状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第２制御入力へ加えられた前記第２信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記第１及び第２出力端子間の電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。

【請求項７】
実質的に容量性負荷を駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、
直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；
前記容量性負荷への接続のための第１及び第２出力端子と；
前記切換回路を動作の第１、第２、第３、及び第４状態にする制御回路であって、
少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、
前記容量性負荷を通して流れる電流を監視して感知電圧を発生する電流感知手段と、
前記感知電圧と第１電圧基準との比較に応答して第１信号を発生する第１電圧比較手段と、
前記感知電圧と第２電圧基準との比較に応答して第２信号を発生する第２電圧比較手段と、
有した制御回路と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第１状態中に前記第１入力端子を前記第１出力端子に接続する第１切換手段と；
前記制御回路に応答して、前記動作の第３状態中に前記第１入力端子を前記第２出力端子に接続する第２切換手段と；
前記第１出力端子を前記直流基準へ接続する第１電流導通手段であって、

前記第１電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第１状態中にほぼゼロである開路を提供し、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第２状態中にほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流は前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導通手段が、前記第１出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第３状態中に前記第１出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に動作可能であり、
前記第１出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合その定電流が比較的小さな値に降下して、
前記第１電流導電手段が、前記動作の第４状態中に前記第１出力端子の電圧を前記直流基準にほぼ等しく維持するように更に動作可能である
第１電流導通手段と；
前記第２出力端子を前記直流基準へ接続する第２電流導通手段であって、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第１状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため作動可能であり、
この定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下して、
前記第２電流導通手段が、前記動作の第２状態中に前記第２出力端子の電圧を前記直流基準電圧にほぼ等しく維持するように更に作動可能であり、
前記第２電流導通手段が、それを通して流れる電流が前記動作の第３状態中にほぼゼロである開路を提供して、
前記第２電流導通手段が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準より実質的に大きい間、前記動作の第４状態中に前記第２出力端子からのほぼ一定電流を導通させるため更に作動可能であり、
その定電流が、前記第２出力端子の電圧が前記直流基準にほぼ等しい場合比較的小さな値に降下する
第２電流導通手段と；
を具備し；
ここで、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第１状態から前記第２状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第１制御入力へ加えられた前記第１信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記クロック発生手段に応答して前記動作の第３状態から前記第４状態への遷移を開始させ、前記制御回路の第２制御入力へ加えられた前記第２信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記第１及び第２出力端子間の電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。

【請求項８】

エレクトロルミネセントランプを駆動するため使用される直流－交流インバータの切換回路であって、
直流電圧及び直流基準にそれぞれ接続された第１及び第２入力端子と；
前記エレクトロルミネセントランプへ接続する第１及び第２出力端子と；
前記第１入力端子を第１制御信号に応答して前記第１出力端子に接続する第１スイッチと；
前記第１入力端子を第２制御信号に応答して前記第２出力端子に接続する第２スイッチと；
第１及び第２端子を各々有する第１及び第２電流源であって、その第２端子が前記直流基準に接続される第１及び第２電流源と；

前記第１出力端子を第３制御信号に応答して前記第１電流源に接続する第３スイッチと；
前記第２出力端子を第４制御信号に応答して前記第２電流源の前記第１端子に接続する第４スイッチと；
前記第１電流源と平行に接続され、かつ前記第３スイッチが開放されると、前記第１電流源が第１整流器をバイアスするように配向された前記第１整流器と；
前記第２電流源と平行に接続され、かつ前記第４スイッチが開放されると、前記第２電流源が第２整流器をバイアスするように配向された前記第２整流器と；
第１、第２、第３及び第４制御信号を発生する制御回路であって、
少なくとも動作の第１と第２状態間、第３と第４状態間の遷移を開始させるためのクロック発生手段と、
前記第１電流源の前記第１端子の電圧を第１電圧基準と比較しかつ第１信号を出力する第１比較器と、
前記第２電流源の前記第１端子の電圧を第２電圧基準と比較しかつ第２信号を出力する第２比較器と
を有し、
動作の第１状態中の前記第１及び第４制御信号と、
動作の第２状態中の前記第３及び第４制御信号と、
動作の第３状態中の前記第２及び第３制御信号と、
かつ動作の第４状態中の前記第３及び第４制御信号と
を出力するため作動可能である制御回路と；
を具備し；
ここで、前記第１比較器の前記第１信号に応答して前記動作の第２状態から前記第３状態への遷移を開始させ、前記第２比較器の前記第２信号に応答して前記動作の第４状態から前記第１状態への遷移を開始させることで、前記動作の第２状態から第３状態への遷移時と第４状態から第１状態の遷移時に、前記第１及び第２出力端子間の電圧差の変化がほぼゼロになるフラットスポットが除かれることを特徴とする切換回路。
【請求項９】
前記第１及び第２電流源が、前記第１及び第２電流源の前記第１及び第２端子としてそれぞれ働く前記ＭＯＳＦＥＴトランジスタの電流源、ドレイン及びソース端子として構成されたＭＯＳＦＥＴトランジスタを含む請求項８に記載の切換回路。
【請求項１０】
前記第１、第２、第３及び第４スイッチが、ＭＯＳＦＥＴトランジスタを含む請求項９に記載の切換回路。
【請求項１１】
前記第１及び第２整流器が、前記ＭＯＳＦＥＴトランジスタの各々のバルクダイオードを含む請求項１０に記載の切換回路。
【請求項１２】
前記直流電圧が、低い直流入力電圧を前記直流電圧へ上昇させるため作動可能な直流－直流コンバータによって発生される請求項１１に記載の切換回路。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
本発明は概してエレクトロルミネセントランプ（ＥＬ）駆動装置に関し、さらに詳細には容量性特性を示す負荷を駆動する直流－交流切換回路に関する。
【０００２】
【従来の技術】
エレクトロルミネセントランプは次第に、例えば携帯時計、ＰＤＡ、及び移動電話などの多くの種類のバッテリを動力源とするデバイスの表示バックライトを提供するため利用される共通の光放射デバイスになりつつある。ＥＬランプの電気的負荷特性は実質的に容量

性である。ＥＬランプをルミネセンス状態に励起させるには、比較的高い電圧の交流信号をその端子に印可しなければならない。

【０００３】

代表的には、交流信号は１００から２００Ｖの振幅を有する２００から４００Ｈｚの範囲の発振周波数を呈する。バッテリによって供給される比較的低い直流電圧から比較的高い電圧の交流信号を生成するため、代表的には共通のブーストコンバータを利用して低いバッテリ電圧を比較的高い直流電圧へ上昇させることは普通のことである。ブーストコンバータの出力にもたらされる直流電圧はその後多数の既知のスイッチイング技術を使用して交流電圧に変換される。Ｈ－ブリッジはひとつのそのような変換回路である。

【０００４】

いくつかの従来技術による、エレクトロルミネセントランプを駆動するため必要な直流電圧を交流電圧に変換するための方法が知られている。従来技術の典型は、Ｋｉｎｄｌｍａｎｎに帰属する米国特許第４，５２７，０９６号及びＳａｎｄｅｒｓｏｎに帰属する米国特許第５．４６３、２８３号に記載されている。Ｋｉｎｄｌｍａｎｎは比較的少ない構成要素を利用してＥＬランプを効果的に駆動する回路を教示している。

【０００５】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、Ｋｉｎｄｌｍａｎｎ回路では、比較的大きな電流パルスが誘導素子から容量性ＥＬランプに直接供給される。これらの大電流スパイクは、ＥＬランプの両端に一連の小さな電圧ステップを生ずる。信頼性の観点からは、これらの大電流スパイクはＥＬランプの寿命を短縮することがある。Ｓａｎｄｅｒｓｏｎの特許では、共通のブーストコンバータが比較的高い電圧の直流供給電源を発生させ、供給電源はＨ－ブリッジ切換回路を流れる定電流によりＥＬランプを順次充放電させるため使用される、ほかの問題解決の取り組み方が開示されている。従って、

Ｋｉｎｄｌｍａｎｎに教示されたように、一連の大電流スパイクを通じてエネルギーが供給されることとは対照的である。Ｓａｎｄｅｒｓｏｎの問題解決の取り組み方では、 定電流でＥＬランプにエネルギーを供給することによりＥＬランプの寿命を延長している。それでもなおＳａｎ-ｄｅｒｓｏｎ回路は、容量性ＥＬランプからの電荷を除去するため高電圧供給電源からの電流を彼が使用するのは、著しく多量の電力消費を生ずる結果になる点でＫｉｎｄｌｍａｎｎ回路と比較すると不利である。

【０００６】

【課題を解決するための手段】

従って、容量性ＥＬランプを放電させるため定電流及び改良された方法を使用して、エネルギーを高電圧直流供給電源からＥＬランプへ供給することにより、高電圧供給電源からの平均電流の消費を著しく低減させる本発明による切換回路を提供することは有益であるはずである。

【０００７】

【発明の実施の形態】

次に第１図において、本発明の第１実施の形態による切換回路の図式的線図を示す。電圧源１００は直流基準１０１を基準とする入力レールV_{HV}の直流電圧を供給する。出力端末V_A及びV_Bはエレクトロルミネセントランプ１０２、または他の実質的な容量性負荷に接続される。第１スイッチＳＷ１は電圧レールV_{HV}及び出力端子V_A間に接続される。第１出力信号Ｃ１が切換制御及び駆動回路１０３によって出力されると、スイッチＳＷ１がターンオンし、電流I_1が直流電圧レールV_{HV}から出力端子V_Aに流れる。第２スイッチＳＷ２は直流電圧レールV_{HV}と出力端子V_Bとの間に接続される。第２出力信号Ｃ２が切換制御及び駆動回路１０３によって出力されると、スイッチＳＷ２がターンオンし、電流I_2が直流電圧レールV_{HV}から出力端子V_Bに流れる。

【０００８】

スイッチＳＷ３、電流源１１１及び整流ダイオード１１２を含む第１電流導通回路１１０は出力端子V_Aと直流基準１０１との間に接続される。信号Ｃ３が切換制御及び駆動回路

１０３によって出力されると、出力端子V_Aの電圧が直流基準１０１より著しく高くなければ、電流源１１１によって供給された電流に対応する定電流が出力端子V_Aから第１電流導通回路１１０に流入する。この場合、整流器１１２は非導通である。出力端子V_Aの電圧が直流基準１０１の電圧より低いレベルに降下すると、整流手段１１２が電流を導通し始め、従ってスイッチＳＷ３を通る電流を減少させる。スイッチＳＷ３と共に整流器１１２は出力端子V_Aの電圧が直流基準１０１の電圧より著しく低いレベルへ降下するのをさらに防止する。

【０００９】

スイッチＳＷ４、電流源１２１及び整流ダイオード１２２を含む第２電流導通回路１２０は、出力端子V_Bと直流基準１０１間に接続される。信号Ｃ４が切換制御及び駆動回路１０３によって出力されると、出力端子V_Bの電圧が直流基準１０１より著しく高くなければ、電流源１２１によって供給された電流に対応する定電流が出力端子V_Bから第２電流導通回路１２０に流入する。この場合、整流器１２２は非導通である。出力端子V_Bの電圧が直流基準１０１の電圧より低いレベルに降下する場合は、整流器１２２が電流を導通し始め、このようにしてスイッチＳＷ４を通る電流を減少させる。スイッチＳＷ４と共に整流器１２２は出力端子V_Bの電圧が直流基準１０１の電圧より著しく低下するレベルへ降下するのをさらに防止する。

【００１０】

切換制御及び駆動回路１０３は内部的または外部的いずれかで発生されるクロックに同期して出力信号Ｃ１，Ｃ２，Ｃ３及びＣ４を周期的に出力する。次に第２図において、切換制御及び駆動回路１０３で発生した信号Ｃ１，Ｃ２，Ｃ３及びＣ４のタイミング特性を呈する波形線図を示す。これらの信号は、動作の４通りの状態によりスイッチＳＷ１、ＳＷ２、ＳＷ３及びＳＷ４を周期的に循環させる。

【００１１】

動作の第１状態中タイミング信号Ｃ１及びＣ４が出力され、スイッチＳＷ１及びＳＷ４をそれぞれターンオンする。スイッチＳＷ１のオンに伴って、出力端子V_Aガ入力レールV_{HV}の電位まで引っぱられる。スイッチＳＷ４のターンオンに伴って、電流源１２１から引出された電流が回路構成部品ＳＷ４、C_{LAMP}、及びＳＷ１を通して流れる。入力レールV_{HV}から引出された電流は電流源１２１から引出された電流に等しい。エレクトロルミネセントランプ１０２の電荷が初期にはゼロであったとすると、電流源１２１から引出された電流は出力端子V_Bの電圧を一定の比率で下方へ傾斜させる。整流器１２２がターンオンしてスイッチＳＷ４を通して流れる電流が止まるまで、出力端子V_Bの電圧は固定比率で下方への傾斜を継続する。整流器１２２がターンオンすると、電流源１２１から引出された電流は整流器１２２を通して流れ、回路構成部品ＳＷ４、C_{LAMP}、及びＳＷ１を通して流れる電流I_1はゼロまで降下する。エレクトロルミネセントランプ１０２を流れる電流がゼロの状態で、出力端子V_A及びV_Bの電圧は安定したままである。動作のこの状態の終了時、エレクトロルミネセントランプ１０２の両端電圧（$V_A - V_B$）は入力レールV_{HV}によってもたらされた電圧にほぼ等しくなる。

【００１２】

動作の第２状態中タイミング信号Ｃ３及びＣ４が出力され、スイッチＳＷ３及びＳＷ４をそれぞれターンオンする。スイッチＳＷ１及びＳＷ２のターンオフに伴って、入力レールV_{HV}から引出された電流はほぼゼロになる。スイッチＳＷ３のオンに伴って、電流源１１１から引出された電流が回路構成部品ＳＷ３、C_{LAMP}、及び整流器１２２を通して流れる。電流がこれらの素子を流れる間、整流器１２２は順方向にバイアスされ、出力端子V_Bの電圧は直流基準１０１より幾分低い。

【００１３】

出力端子V_Aの電圧は電流源１１１によってもたらされた電流に比例する比率で下方へ傾斜する。出力端子V_Aの電圧が直流基準１０１より低い電位まで下降すると、整流器１１２がターンオンし、回路構成部品ＳＷ３、C_{LAMP}、及びＳＷ４を通して流れる電流はほぼゼロまで降下する。動作のこの状態の終了時、エレクトロルミネセントランプ１０２の両

端電圧（$V_A - V_B$）はほぼゼロボルトまで放電する。

【００１４】

動作の第３状態中タイミング信号Ｃ２及びＣ３が出力され、スイッチＳＷ２及びＳＷ３をそれぞれターンオンする。スイッチＳＷ２のオンに伴って、出力端子V_Bは入力レールV_{HV}の電位まで引っ張られる。スイッチＳＷ３のオンに伴って、電流源１１１から引出された電流が回路構成部品ＳＷ３、C_{LAMP}、及びＳＷ２を通して流れる。入力レールV_{HV}から引出された電流は電流源１１１から引出された電流に等しい。エレクトロルミネセントランプ１０２の電荷が初期にはゼロであったとすると、電流源１１１から引出された電流は出力端子V_Aの電圧を一定の比率で下方へ傾斜させる。整流器１２２がターンオンするまで、出力端子V_Aの電圧は一定の比率で下方への傾斜を継続する。整流器１２２がターンオンすると、電流源１１１から引出された電流は整流器１２２を通して流れ、回路構成部品ＳＷ３、C_{LAMP}、及びＳＷ２を通して流れる電流I_2はゼロまで降下する。エレクトロルミネセントランプ１０２を流れる電流がゼロの状態で、出力端子V_A及びV_Bの電圧は安定したままである。

【００１５】

動作のこの状態の終了時、エレクトロルミネセントランプ１０２の両端電圧（$V_A - V_B$）は入力レールV_{HV}によってもたらされた電圧にほぼ等しくなるが、反対極性の電圧になる。動作の第４状態中タイミング信号Ｃ３及びＣ４が出力され、スイッチＳＷ３及びＳＷ４をそれぞれターンオンする。スイッチＳＷ１及びＳＷ２のターンオンに伴って、入力レールV_{HV}から引出された電流は基本的にゼロになる。スイッチＳＷ４のターンオンに伴って、電流源１２１から引出された電流が回路構成部品ＳＷ４、C_{LAMP}、及びＳＷ３を通して流れる。電流がこれらの構成部品を流れる間、整流器１２２は順方向にバイアスされ、出力端子V_Aの電圧は直流基準１０１より幾分低い。出力端子V_Bの電圧は電流源１２１によってもたらされた電流に比例する比率で下方へ傾斜する。出力端子V_Bの電圧が直流基準１０１の電圧より低い値まで下降すると、整流器１１２がターンオンし、回路構成部品ＳＷ４、C_{LAMP}、及びＳＷ３を通して流れる電流はほぼゼロまで降下する。動作のこの状態の終了時、エレクトロルミネセントランプ１０２の両端電圧（$V_A - V_B$）はほぼゼロまで放電する。

【００１６】

切換制御及び駆動回路１０３の実装は当業界の通常技術を有する者の能力の範囲内で十分である。この回路は４出力、入力なし、及び動作の４通りの状態を有するクロックにより動作する状態の機構により簡単に構成される。この状態の機構の主要な設計要件は、容量性エレクトロルミネセントランプ１０２が実質的に充電及び放電するのに十分な時間を取れるような十分に低いクロック周波数を使用することである。切換制御及び駆動回路１０３の第２の設計要件は、「シュートスルー」または「クロスコンダクション」と呼ばれる一般に知られた特性を回避することである。この現象は、直流電圧レールV_{HV}からの電流が負荷（例えば、スイッチペアＳＷ１及びＳＷ３、またはＳＷ２及びＳＷ４）を通過することなく直接直流基準１０１へ直接流れる場合に生ずる。電流源１１１及び１２１は「シュートスルー」電流の大きさを制限するが、上述のスイッチペアが同時に導通している中の時間周期を短くするか、または削除することは不必要な損失を減少させる。

【００１７】

第１図の切換回路の第１スイッチＳＷ１は動作の第１状態中出力端子V_Aを入力レールV_{HV}へ接続させるように働く。第１の状態間,出力端子V_Aは入力レールV_{HV}の電圧とほぼ等しい電圧レベルのままである。同様に、第２スイッチＳＷ２は動作の第３状態中出力端子V_Bを入力レールV_{HV}へ接続させるように働く。当業者はスイッチＳＷ１及びＳＷ２の具体的な実装のため多くの可能性が存在することを正当に評価しよう。そのような可能性の典型はＭＯＳＦＥＴトランジスタ、バイポーラトランジスタ、ＳＣＲなどである。

【００１８】

第１図の第１電流導通回路は電流を出力端子V_Aから直流基準１０１へ導通させるように働く。同様に、第２電流導通回路は電流を出力端子V_Bから直流基準１０１へ導通させる

ように働く。電流が出力端子V_A及びV_Bから導通される方法は動作の現在の状態及び出力端子の各々に存在する電圧ポテンシャルに依存する。

【００１９】

機能的に、第１電流導通回路１１０及び第２電流導通回路120は２つの位相はずれ状態である動作状態を除いて同一である。次の説明は4通りの動作状態の各々の第１電流導通回路１１０の振舞いをさらに明確にする。動作の第１状態の間、スイッチＳＷ１はオンであり、出力端子V_Aの電圧は入力レールV_{HV}の電圧にほぼ等しい。出力端子V_Aが入力レールＶＨＶへ接続された状態で、第１電流導通回路１１０は動作の第１状態全体にわたって開路として作動しなければならない。このように，第１電流導通回路１１０の中に流れる電流は動作の第１状態全体にわたってほぼゼロに等しい。動作の第１状態中スイッチＳＷ３及びＳＷ４がターンオンすると、第１電流導通回路１１０は出力端子V_Aからほぼ一定電流を導通させるように働く。出力端子V_Aが直流基準１０１より実質的に大きいままである間、第１電流導通回路１１０は出力端子V_Aからのほぼ一定電流を引出し続ける。出力端子V_Aの電圧が直流基準１０１の電圧より幾分低い値に降下すると、整流器１１２が導通し始め、かつ出力端子V_Aから流れる電流がゼロに実質的に等しい値に降下する。動作の第３状態中スイッチＳＷ２がオンし、かつ出力端子V_Bの電圧は入力レールV_{HV}の電圧にほぼ等しくなる。動作の第２状態と同様に、第１電流導通回路１１０は動作の第３状態中出力端子V_Aからのほぼ一定電流を導通させるように働く。出力端子V_Aが直流基準１０１より実質的に大きいままである間、第１電流導通回路１１０は出力端子V_Aからのほぼ一定電流を引出し続ける。出力端子V_Aの電圧が直流基準１０１の電圧より幾分低い値に降下すると、整流器１１２が導通し始め、かつ出力端子V_Aから流れる電流がゼロに実質的に等しい値に降下する。動作の第４状態中スイッチＳＷ３及びＳＷ４がオンすると、電流導通回路１２０はほぼ一定電流の状態で出力端子V_Bにプルダウンされる。このような条件下で、整流器１２２は出力端子V_Aの電圧が直流基準１０１の電圧より著しく低下するレベルへ降下するのを防止するように働く。従って、動作の第４状態中電流導通回路１１０は出力端子V_Aの電圧を直流基準１０１の電圧にほぼ等しく維持する整流器として働く。

【００２０】

第１及び第２電流導通回路１１０及び１２０の１つの実施の形態を第１図に図示してきたけれども、その他の実施の形態が可能であることは当業者にとって正当に評価されよう。第３Ａから３Ｅ図はそれらの他の実施の形態のいくつかを図示している。例えば、第３Ａ図には、スイッチＳＷ１、電流源１１及び第１受動整流器Ｄが本切換回路の第１実施の形態に使用されて図示されている。第３Ｂ図には、スイッチＳＷ１、電流源１１及び第１受動整流器Ｄ及び第２受動整流器Ｄ２が図示されている。電流導通回路１１０のこの実施の形態では、動作の第２及び第３状態中スイッチＳＷ１は閉鎖されている。第３Ｃ図には、スイッチＳＷ１、対応する動作可能信号Ｅ１を有する電流源１１及び第１受動整流器Ｄ１が図示されている。この実施の形態では、スイッチＳＷ１が閉鎖されて、電流源１１は動作の第２及び第３状態中動作可能である。 動作の第１及び第４状態中スイッチＳＷ１は開放であり、電流源１１は動作不可能である。第３Ｄ図には、電流源１１、対応する動作可能信号ＥＮ及び第１受動整流器Ｄ１が図示されている。この実施の形態では、電流源１１は動作の第２及び第３状態中動作可能である。第３Ｅ図には、電流源１１、対応する動作可能信号ＥＮ及び作動可能状態の整流器として働くスイッチＳＷ１が図示されている。この実施の形態では、電流源１１は動作の第２及び第３状態中動作可能である。電流源１１の両端電圧がほぼゼロであれば、電流源１１は動作不可能であり、同期スイッチＳＷ１はターンオンする。動作の第４状態では、電流源１１は動作不可能であり、ＳＷ２は開放である。

【００２１】

第１及び第２電流導通回路１１０及び１２０のいくつかの特定実施の形態を図示かつ説明してきたけれども、図示したそれらと同じ機能特性を呈する多数の他の可能性が存在する。さらに、容量性負荷１０２の両端の傾斜波形を結果として生ずる、第３Ａから３Ｅ図の

第１及び第２電流導通回路の実施の形態が定電流源を有する状態で説明されてきたが、当業者には定電流を可変電流源に交換してほかの容量性負荷１０２の両端波形形状を容易に発生できるはずである。

【００２２】

第１図に図示した本切換回路の実施の形態は、以前に述べた従来技術の回路と比較すると、ほぼ５０％の平均供給電流の低減を達成する。さらに、本実施の形態はエレクトロルミネセントランプ１０２への定電流供給の有益な特性を呈する。このような問題解決の取り組み方は、電力消費を最少にしながら、ランプ１０２の寿命を延長することになる。第１図の切換回路の主要な欠点はエレクトロルミネセントランプ１０２の充放電間の著しい遅延時間の長さである。この遅延時間は、エレクトロルミネセントランプ１０２両端電圧の立上り及び立下り波形の「フラットスポット」を発生させる。

【００２３】

次に第４図において、第１図の切換回路により示された「フラットスポット」を削除するため働く本発明の第２実施の形態による切換回路の図式的ブロック線図を示す。第４図の回路の動作は、制御信号タイミングを除いて第１図の回路動作と同一である。第１図の回路において、制御信号Ｃ１，Ｃ２，Ｃ３及びＣ４は切換制御及び何れかの入力とは独立した駆動回路１０３によって発生される。第４図の回路において、修正切換制御及び駆動回路２０３は入力信号ＩＮ１及びＩＮ２に応答して出力信号Ｃ１，Ｃ２，Ｃ３及びＣ４を発生する。第１入力信号ＩＮ１は動作の第２と第３状態間の遷移を開始させるように働く。第２入力信号ＩＮ２は動作の第４と第１状態間の遷移を開始させるように働く。ほかの問題解決の取り組み方により、第２から第３状態への遷移及び第４から第１状態への遷移の両方を開始させるため単一入力を使用してもよい。残る状態遷移は入力信号とは独立のクロックに応答してそれらの状態遷移が第１図の切換回路で開始されるのと同様の方法で開始される。

【００２４】

第４図の感知及び比較回路２００は、第１及び第２出力端子V_Aの電圧及びV_Bの電圧を監視するため働いてＩＮ１Ｉ切換制御及び駆動回路２０３のＮ２入力にそれぞれ接続された２つの出力信号を発生する。比較器２０１は出力端子V_Aの電圧を監視するため働く。動作の第２状態の開始時は、出力端子V_Aの電圧は比較的高い。動作の第２状態全体にわたって、出力端子V_Aの電圧は一定の比率でゼロに向って減少する。出力端子V_Aの電圧が代表的にはゼロに近い第１基準電圧V_{REF1}を通過すると、比較器２０１は信号ＩＮ１を出力する。信号ＩＮ１の出力に応答して、切換制御及び駆動回路２０３が動作の第２状態を終了し、かつ動作の第３状態を開始する。比較器２０２は第２の出力端子ＶＢの電圧を監視するため働く。動作の第４状態の開始時は、出力端子V_Bの電圧は比較的高い。動作の第４状態全体にわたって、出力端子V_Bの電圧は一定の比率でゼロに向って減少する。出力端子V_Bの電圧が代表的にはゼロに近い第２基準電圧V_{REF2}を通過すると、比較器２０２は信号ＩＮ２を出力する。信号ＩＮ２の出力に応答して、切換制御及び駆動回路２０３が動作の第４状態を終了し、かつ動作の第１状態を開始する。

【００２５】

第１図の切換回路の場合におけるように、切換制御及び駆動回路２０３の実装は当業界の通常技術を有する者の能力の範囲内で十分である。切換制御及び駆動回路２０３は４出力、２入力、及び動作の４通りの状態を有するクロックにより動作する状態の機構により簡単に構成される。第１から第２状態への遷移及び第３から第４状態への遷移はクロックに応答して開始される。第２から第３状態への遷移及び第４から第１状態への遷移は２つの入力信号に応答して開始される。第１図の切換回路の場合におけるように、いくつかの設計予防措置を講じて「シュートスルー」または「クロスコンダクション」現象として一般に知られた特性を回避しれなければならない。

【００２６】

次に第５図において、切換制御及び駆動回路２０３により発生した信号Ｃ１，Ｃ２，Ｃ３及びＣ４のタイミング特性を説明する波形線図を示す。この波形線図は動作の第２及び第

４状態の持続時間における第２図の波形線図とは異なる。第４図の切換回路は、容量性負荷１０２の放電後に直ちに第２から第３状態へかつ第４から第１状態へ遷移させる。ある状態から他への即刻の遷移は第１図の切換回路の「フラットスポット特性を削除するため働く。

【００２７】

第４図に図示した本発明の実施の形態では、感知及び比較回路２００は出力端子V_A及びV_Bを個別に監視するため働く。次に第６図において、第４図の感知及び比較回路２００が異なった電圧感知手段を使用する修正感知及び比較回路３００と交換されている本発明の第３実施の形態を示す。差動増幅器３０３は出力端子V_A及びV_B間の電圧差を監視して感知電圧V_Cを発生するように働く。感知電圧V_Cは第１比較器３０１を使用して第１基準電圧V_{REF1}と比較され、切換制御及び駆動回路２０３への入力信号ＩＮ１を発生する。同様に、第２比較器３０２は、感知電圧V_Cを第２基準電圧V_{REF2}と比較することにより入力信号ＩＮ２を発生させるため使用される。代表的には、第１基準電圧V_{REF1}及び第２基準電圧V_{REF2}はゼロに近い値を有する。このような配置では、出力端子V_A及びV_B間の電圧差がゼロに接近するのに伴い、入力信号ＩＮ１及び信号ＩＮ２が出力される。

【００２８】

第６図の実施の形態では、感知及び比較回路３００は出力端子V_A及びV_B間の電圧を差動的に監視して入力信号ＩＮ１及び信号ＩＮ２を発生するように働く。次に第７図において、第６図の感知及び比較回路３００が電流感知手段を使用する修正感知及び比較回路４００と交換されている本発明の第４実施の形態を示す。増幅器４０３は電流I_Cを監視する電流感知機能を提供して比例感知電圧V_Cを発生する。多くの既知技術は電流を感知しかつ比例電圧を発生する従来技術の中に存在する。そのような技術の典型は電流感知抵抗器及び電流感知コイルである。感知電圧V_Cは第１比較器４０１を使用して第１基準電圧V_{REF1}と比較され、切換制御及び駆動回路２０３への入力信号ＩＮ１を発生する。同様に、第２比較器４０２は、感知電圧V_Cを第２基準電圧V_{REF2}と比較することにより入力信号ＩＮ２を発生するため使用される。本発明の前の実施の形態の先述説明で述べたように、容量性負荷１０２の両端電圧がゼロに向って放電するにつれて、電流導通回路１１０及び１２０を通して流れる電流もゼロに向って低下する。これによって、電圧基準V_{REF1}及びV_{REF2}は代表的にはゼロに近い値に設定されそれに対応して負荷１０２を通してゼロ電流を検出する。

【００２９】

第７図の線図には容量性負荷１０２を通る電流1_Cを監視する感知及び比較回路４００が図示されているが、感知及び比較回路４００は本発明の回路の適切な動作を行いながらも、電流導通回路１１０及び１２０を通して流れる電流を交互に監視できることになっている。

【００３０】

本発明の先に説明した第４実施の形態では、感知及び比較回路４００は容量性負荷１０２を通る電流を監視して入力信号ＩＮ１及びＩＮ２を発生するように働く。次に第８図において、一対の電流感知増幅器を採用するほかの感知及び比較回路５００を使用する本発明の第５実施の形態を示す。増幅器５０３は、電流導通回路１１０に流入する電流を監視する電流感知機能を提供して第１感知電圧V_Cを発生する。感知電圧V_Cは比較器５０１により第１電圧基準V_{REF1}と比較され、信号ＩＮ１を発生する。同様に、増幅器５０４は、電流導通回路１２０に流入する電流を監視する電流感知機能を提供して第２感知電圧V_Dを発生する。感知電圧V_Cは比較器５０２により第２電圧基準V_{REF2}と比較され、信号ＩＮ２を発生する。先に説明した第４実施の形態のように、電圧基準V_{REF1}及びV_{REF2}は代表的には、電流導通回路１１０及び１２０のいずれかを通るほぼゼロ電流に対応するゼロに近い値に設定される。第８図の実施の形態は、切換制御及び駆動回路２０３のそれぞれのＩＮ１及びＩＮ２入力に接続された比較器５０１及び比較器５０２の出力を有する状態で図示されているが、比較器５０１の出力はＩＮ１入力を駆動する比較器５０２でＩＮ２入力を選択的に駆動できるはずである。電圧基準V_{REF1}及びV_{REF2}の対応する調整と共にこ

のような修正を行なっても、それでもなお適切な動作がもたらされるはずである。

【００３１】

次に第９図において、第９図は本発明の第６実施の形態による図式的ブロック線図を示す。先に説明した第２、第３、第４、及び第５実施の形態の各々において、切換制御及び駆動回路２０３は２つの入力信号ＩＮ１及びＩＮ２に応答して状態遷移を開始する。第９図の実施の形態では、単一入力ＩＮ１に応答して状態遷移を開始する修正切換制御及び駆動回路３０３が使用されている。先の実施の形態のように、動作の第１及び第２状態間の及び動作の第３及び第４状態間の遷移がクロック信号に応答して開始される。切換制御及び駆動回路３０３は単一入力ＩＮ１に応答して動作の第２及び第３状態間の及び動作の第４及び第１状態間の遷移をさらに開始する。感知及び比較回路６００は、出力端子V_A及びV_B間の電圧差を監視するように働き、かつ切換制御及び駆動回路３０３の入力に接続された単一出力信号ＩＮ１を発生する。増幅器６０２は出力端子V_A及びV_B間の電圧差を監視し、かつ出力電圧ＶＣを発生する。

【００３２】

出力電圧V_Cは比較器６０１により電圧基準V_{REF1}と比較される。比較器６０１の出力は感知及び比較回路６００の出力に対応する。感知及び比較回路６００の出力は切換制御及び駆動回路３０３の入力に接続される。先の実施の形態のように、電圧基準V_{REF1}は電圧差$V_A - V_B$がゼロを通過するに伴い出力される信号ＩＮ１に対応して代表的にはゼロに近くなる。このように，信号ＩＮ１は上述の状態遷移を開始するため使用される。本発明の先に説明した第６実施の形態では、感知及び比較回路６００は出力端子V_A及びV_B間の電圧差を監視して切換制御及び駆動回路３０３への単一入力信号ＩＮ１を発生するように働く。次に第９図において、前記感知及び比較回路６００が電流感知を使用して単一出力信号を発生する修正感知及び比較回路７００に交換されている本発明の第７実施の形態が示されている。増幅器７０２は電流I_Cを監視する電流感知機能を提供して比例感知電圧V_Cを発生する。

【００３３】

感知電圧V_Cは比較器７０１を使用して基準電圧V_{REF1}と比較され切換制御及び駆動回路３０３への入力信号ＩＮ１を発生する。本発明の先の実施の形態の説明において本明細書で以前に述べたように、容量性負荷１０２の両端電圧がゼロに向って放電するにつれて、電流導通回路１１０及び１２０を通して流れる電流もゼロに向って低下する。従って、電圧基準V_{REF1}は代表的にはゼロに近い値に設定されそれに対応して負荷を通るゼロ電流を検出する。第１０図の線図には容量性負荷１０２を通る電流I_Cを監視する感知及び比較回路７００が図示されているが、感知及び比較回路７００は本発明の回路の適切な動作を行いながらも、電流導通回路１１０、または電流導通回路１２０を通して流れる電流を交互に監視できることになっている。

【００３４】

先に説明した実施の形態は電圧源１００を使用してＤＶ入力レールV_{HV}に電圧を発生させる。本発明の先に説明した第７実施の形態の電圧源１００が例えば、直流－直流コンバータなどのほかの直流電圧源で容易に交換され得ることは当業者にとって容易に認識されよう。次に第１１図において、本発明の第８実施の形態による図式的ブロック線図を示す。直流－直流コンバータ８００はバッテリなどの比較的低い電圧源８０１を入力供給レールV_{HV}に必要なより高電圧へ上昇させる。第１出力端子V_A及び第２出力端子V_Bは、例えば、エレクトロルミネセントランプを有してもよい容量性負荷１０２の第１及び第２端子にそれぞれ接続される。第１スイッチＳＷ１は入力レールV_{HV}と第１出力端子V_A間に接続される。制御信号Ｃ１はスイッチＳＷ１をターンオンし、それ故出力端子V_Aを入力供給レールV_{HV}へ接続する。同様に、第２スイッチＳＷ２は入力レールV_{HV}と第２出力端子V_B間に接続される。制御信号Ｃ２はスイッチＳＷ２をターンオンし、それ故出力端子V_Bを入力供給レールV_{HV}へ接続する。スイッチＳＷ１及びＳＷ２は、ＭＯＳＦＥＴトランジスタ、バイポーラトランジスタ、ＳＣＲなどの多数の既知スイッチングデバイスの何れかを使用して実現してもよい。

【００３５】
第３スイッチＳＷ３と第１トランジスタ電流源Ｑ２の直列接続は第１出力端子V_Aと直流基準１０１間に接続される。制御信号Ｃ３はスイッチＳＷ３をターンオンすることにより、トランジスタ電流源Ｑ２をほぼ一定電流で第１出力端子V_Aにプルダウンさせる。同様に、第４スイッチＳＷ４と第２トランジスタ電流源Ｑ３の直列接続は第２出力端子V_Bと直流基準１０１間に接続される。制御信号Ｃ４はスイッチＳＷ４をターンオンすることにより、トランジスタ電流源Ｑ３をほぼ一定電流で第２出力端子V_Bにプルダウンさせる。トランジスタ電流源Ｑ２及びＱ３の実装はＭＯＳＦＥＴトランジスタ、バイポーラトランジスタなどの多数の既知デバイスの何れかを使用して達成できる。
【００３６】
トランジスタＱ１と共に電流基準８０２は電流源Ｑ２及びＱ３を適切にバイアスする。トランジスタ電流源Ｑ２及びＱ３のバイアスを適切に設定する多数のほかの技術が存在する。一対の整流ダイオードＤ２及びＤ３がトランジスタ電流源Ｑ２及びＱ３にそれぞれ平行に接続される。トランジスタ電流源Ｑ２の出力を直流基準１０１以下の電位に引っ張る必要がある場合、整流ダイオードＤ２は直流基準１０１に対して低インピーダンス接続になるように働く。同様に、トランジスタ電流源Ｑ３の出力を直流基準１０１以下の電圧に引っ張らなければならない場合、整流ダイオードＤ３は直流基準１０１に対して低インピーダンス接続になるように働く。
【００３７】
集積回路、ダイオードＤ２及びＤ３を使用して実装する場合、トランジスタ電流源Ｑ２及びＱ３に関連するバルクダイオードが含まれていてよい。さらに、電流源Ｑ２及びＱ３を電流源として構成された
ＭＯＳＦＥＴトランジスタを使用して実現するシナリオにおいて、電流源の出力に存在する電圧の極性が直流基準１０１のそれより低い電圧に追い込まれると、ＭＯＳＦＥＴトランジスタが同期スイッチとしてさらに動作する。
切換制御及び駆動回路２０３は周期的に出力信号Ｃ１，Ｃ２，Ｃ３及びＣ４を出力する。動作の第１状態中制御信号Ｃ１が出力されスイッチＳＷ１及びＳＷ４をそれぞれターンオンする。動作の第１状態中トランジスタ電流源Ｑ３はほぼ一定電流でランプ１０２を充電するように働く。
【００３８】
動作の第１状態の終了時に、入力電圧レールV_{HV}により供給された電圧にほぼ等しい電圧差$V_A - V_B$がエレクトロルミネセントランプ１０２に供給される。動作の第２状態中制御信号Ｃ３及びＣ４が出力されスイッチＳＷ３及びＳＷ４をそれぞれターンオンする。動作の第２状態中にまた、トランジスタ電流源Ｑ２はほぼ一定電流でエレクトロルミネセントランプ１０２を放電するようにも働く。動作の第２状態の終了時、ランプ１０２の両端の電圧差$V_A - V_B$はほぼゼロに等しくなる。動作の第３状態中制御信号Ｃ２及びＣ３が出力されスイッチＳＷ２及びＳＷ３をそれぞれターンオンする。動作の第３状態中トランジスタ電流源Ｑ２はほぼ一定電流でエレクトロルミネセントランプ１０２を充電するように働く。動作の第３状態の終了時、入力レールV_{HV}により供給された電圧にほぼ等しい電圧差$V_B - V_A$がランプ１０２に供給される。
【００３９】
動作の第４状態中制御信号Ｃ３及びＣ４が出力されスイッチＳＷ３及びＳＷ４をそれぞれターンオンする。動作の第４状態中トランジスタ電流源Ｑ３はほぼ一定電流でエレクトロルミネセントランプ１０２を放電するように働く。動作の第４状態の終了時、ランプ１０２の両端の電圧差$V_B - V_A$はほぼゼロに等しくなる。切換制御及び駆動回路２０３は、内部的または外部的いずれかで発生したクロック信号と同期して上述の動作の４通りの状態を周期的に繰返す。本発明の他の実施の形態に関連して本明細書にて上述した「シュートスルー」または「クロスコンダクション」現象として一般に知られた特性を回避するため、動作の４通りの状態間を遷移する場合は、付加的な注意を払う必要がある。
【００４０】

先に説明した切換制御及び駆動回路２０３は入力信号がない状態で実装されるが、入力信号ＩＮ１及びＩＮ２を使用してランプ１０２の両端の電圧差に存在する「フラットスポット」を削除する。この「フラットスポット」は、電圧差$V_A - V_B$が実質的に動作の第２及び第４状態にある間ほぼゼロに等しい状態にある場合に生ずる。比較器２０８は、動作の第２状態中オンとなるスイッチＳＷ３を経た出力端子V_Aの電圧を監視するため働く。動作の第２状態中出力端子ＶＡの電圧は比較的高い。動作の第２状態全体にわたって、出力端子V_Aの電圧は一定の比率でゼロに向って減少する。出力端子V_Aの電圧が代表的にはゼロに近い第１基準電圧V_{REF1}を通過すると、比較器２０８は信号ＩＮ１をアサートにする。

【００４１】

信号ＩＮ１のアサートに応答して、切換制御及び駆動回路２０３が動作の第２状態を終了させ、かつ動作の第３状態を開始する。比較器２０９は、動作の第４状態中オンとなるスイッチＳＷ４を経た第２出力端子V_Bの電圧を監視するため働く動作の第４状態の開始時、出力端子V_Bの電圧は比較的高い。 動作の第４状態全体にわたって、出力端子V_Bの電圧は一定の比率でゼロに向って減少する。出力端子V_Bの電圧が代表的にはゼロに近いものでもある第２基準電圧V_{REF2}を通過すると、比較器２０９は信号ＩＮ２を出力する。信号ＩＮ２に応答して、切換制御及び駆動回路２０３が動作の第４状態を終了させ、かつ動作の第１状態を開始する。切換制御及び駆動回路２０３の具体的な実装は当業者にとって比較的容易である。

【００４２】

先の実施の形態を直流入力レール電圧V_{HV}が直流基準より大きい単一供給極性を使用して説明してきたが、先に説明した実施の形態の極性を反転させて基準に対して負極性の電圧供給源を使用してもよいことは当業者にとって容易に認識されよう。このような極性を反転させることは、上述の電圧源、電流源及び整流器を反転させるだけで済む。本発明の先に説明した実施の形態の各々において、エレクトロルミネセントランプ１０２を含む容量性負荷を駆動するための直流－交流切換回路が開示されてきた。基本的に容量性負荷特性を示すピエゾ電気トランスデューサなどの他の負荷も採用してよいことは容易に正当に評価されよう。

【００４３】

以上、いくつかの実施の形態について改良直流－交流切換回路を実現するため説明してきた。切換回路の斬新な問題解決の取り組み方が供給電流の実質的な低減を実現する一方で、容量性負荷への定電流供給を実証する。本発明を特定実施の形態に関して説明してきたが、各種変形実施例が本発明の範囲内で行なわれ得ることが正当に評価されよう。

【図面の簡単な説明】

【図１】第１図は本発明の第１実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。

【図２】第２図は第１図に関連する代表的な波形を図示する波形線図である。

【図３】第３Ａ図は第１図の回路の電流通電部分の第１実施の形態を図示する図式的線図である。

第３Ｂ図は第１図の回路の電流導通部分の第２実施の形態を図示する図式的線図である。

第３Ｃ図は第１図の回路の電流導通部分の第３実施の形態を図示する図式的線図である。

第３Ｄ図は第１図の回路の電流導通部分の第４実施の形態を図示する図式的線図である。

第３Ｅ図は第１図の回路の電流導通部分の第５実施の形態を図示する図式的線図である。

【図４】第４図は本発明の第２実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。

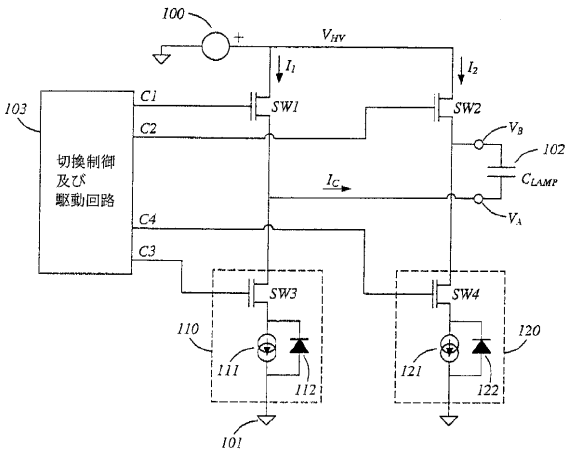
【図５】第５図は第４図に関連する代表的な波形を図示する波形線図である。

【図６】第６図は本発明の第３実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。

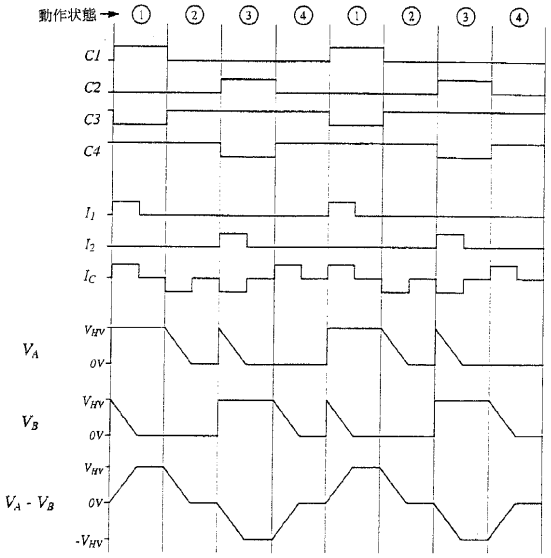
【図７】第７図は本発明の第４実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。

【図８】第８図は本発明の第５実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。
【図９】第９図は本発明の第６実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。
【図１０】第１０図は本発明の第７実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。
【図１１】第１１図は本発明の第８実施の形態による、ＥＬランプを駆動する直流－交流切換回路の詳細図式的線図である。

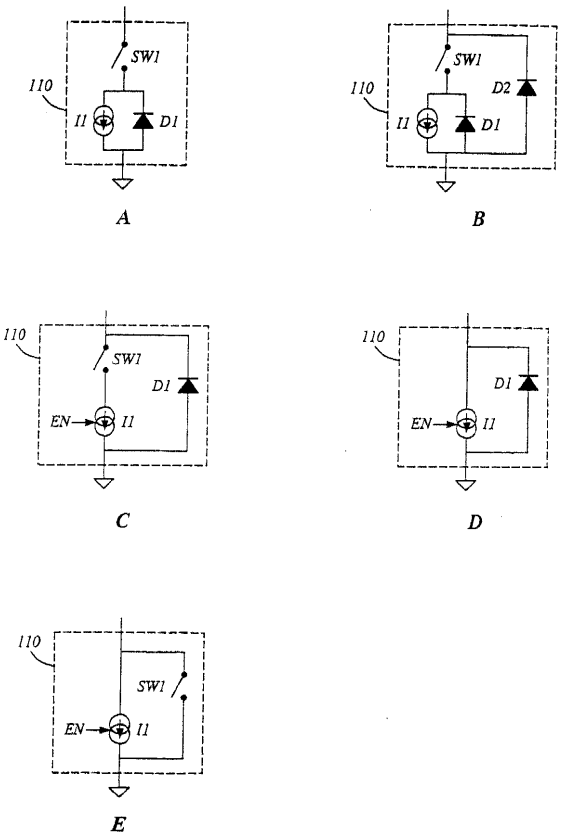
【図１】



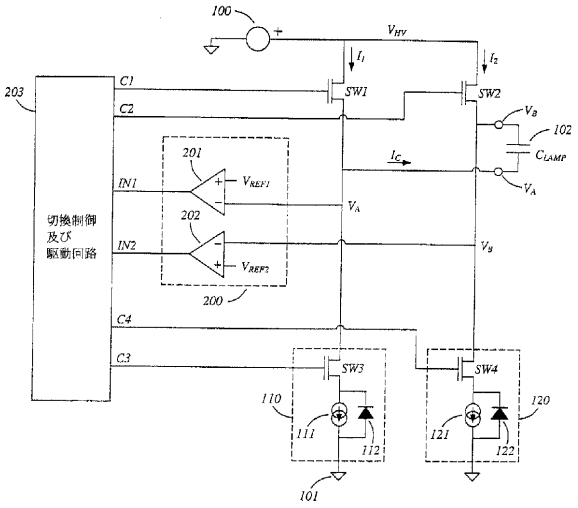
【図２】



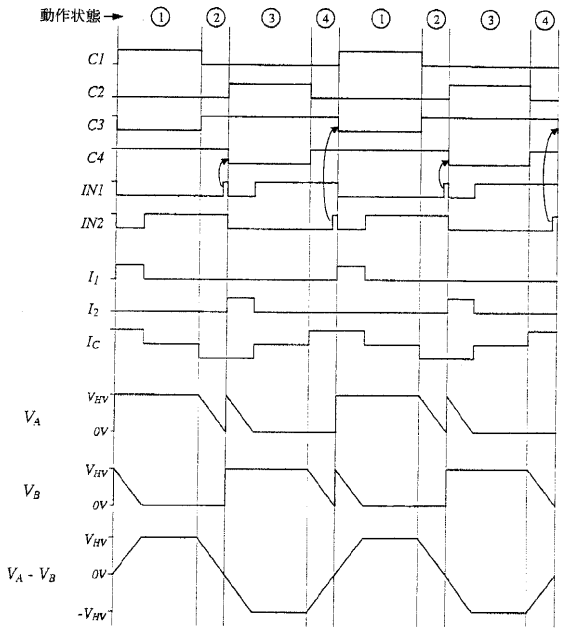
【図３】


110
SW1
I1
D1
A
D2
B
EN
C
D
E

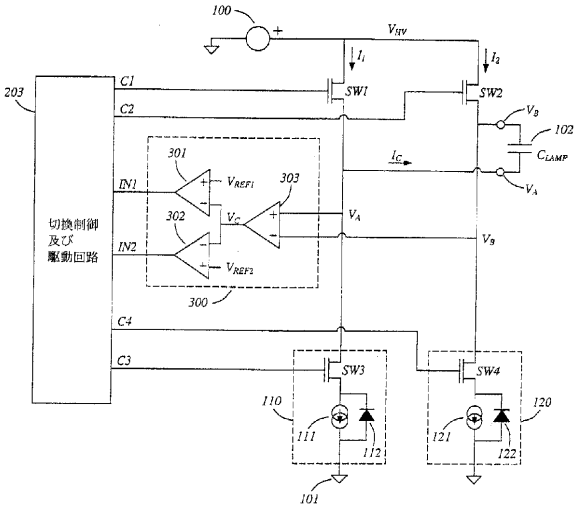
【図４】


100
VHV
I1
I2
SW1
SW2
203
C1
C2
VB
102
CLAMP
IC
VA
201
IN1
VREF1
202
IN2
VREF2
200
切換制御及び駆動回路
VB
C4
C3
SW3
SW4
110
120
111
112
121
122
101

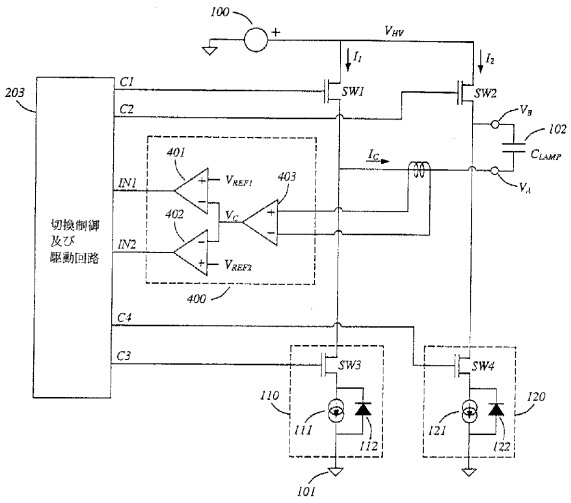
【図５】


動作状態
①
②
③
④
C1
C2
C3
C4
IN1
IN2
I1
I2
IC
VA
VHV
0V
VB
VA - VB
-VHV

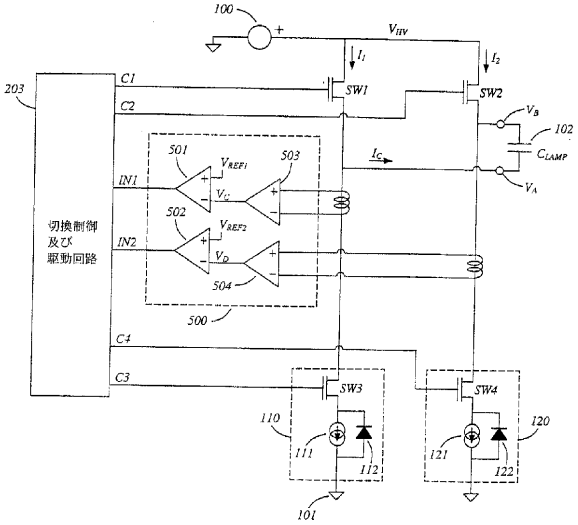
【図６】


100
VHV
I1
I2
SW1
SW2
203
C1
C2
VB
102
CLAMP
IC
VA
301
IN1
VREF1
303
302
VC
IN2
VREF2
300
切換制御及び駆動回路
VB
C4
C3
SW3
SW4
110
120
111
112
121
122
101

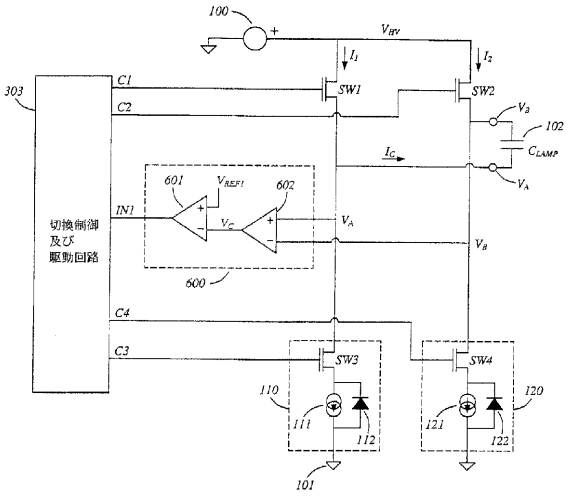
【図７】


100
V_{HV}
I_1
I_2
203
C1
C2
SW1
SW2
V_B
102
C_{LAMP}
I_C
V_A
401
V_{REF1}
403
IN1
V_C
402
IN2
V_{REF2}
400
切換制御及び駆動回路
C4
C3
SW3
SW4
110
120
111
112
121
122
101

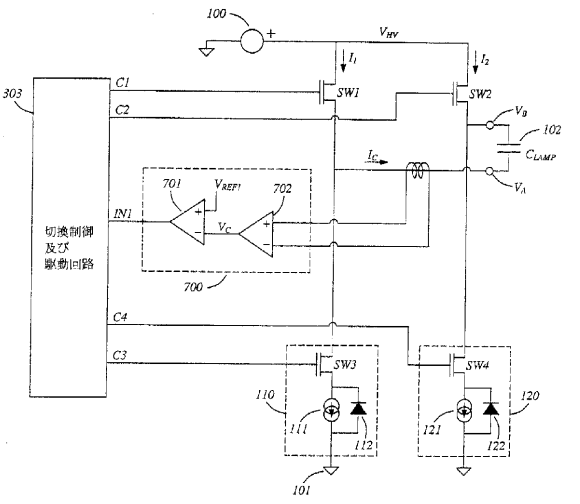
【図８】


100
V_{HV}
I_1
I_2
203
C1
C2
SW1
SW2
V_B
102
C_{LAMP}
I_C
V_A
501
V_{REF1}
503
IN1
V_C
502
V_{REF2}
IN2
V_D
504
500
切換制御及び駆動回路
C4
C3
SW3
SW4
110
120
111
112
121
122
101

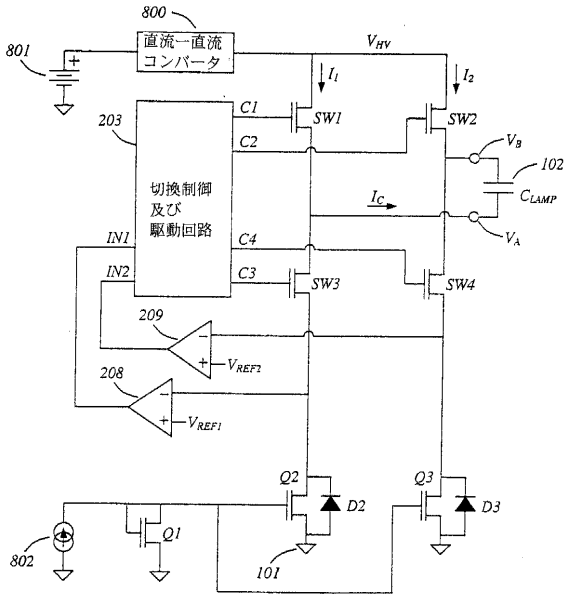
【図９】


100
V_{HV}
I_1
I_2
303
C1
C2
SW1
SW2
V_B
102
C_{LAMP}
I_C
V_A
601
V_{REF1}
602
IN1
V_C
V_A
V_B
600
切換制御及び駆動回路
C4
C3
SW3
SW4
110
120
111
112
121
122
101

【図１０】


100
V_{HV}
I_1
I_2
303
C1
C2
SW1
SW2
V_B
102
C_{LAMP}
I_C
V_A
701
V_{REF1}
702
IN1
V_C
700
切換制御及び駆動回路
C4
C3
SW3
SW4
110
120
111
112
121
122
101

【図１１】


800
直流－直流
コンバータ
801
V_{HV}
I_1
I_2
203
C1
C2
SW1
SW2
V_B
102
C_{LAMP}
I_C
V_A
切換制御
及び
駆動回路
IN1
IN2
C4
C3
SW3
SW4
209
V_{REF2}
208
V_{REF1}
Q2
Q3
D2
D3
Q1
802
101

フロントページの続き

(56)参考文献 米国特許第５６８６７９７（ＵＳ，Ａ）
米国特許第５４６３２８３（ＵＳ，Ａ）
特開平３－１７６９９２（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H02M 7/00