

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4136660号  
(P4136660)

(45) 発行日 平成20年8月20日(2008.8.20)

(24) 登録日 平成20年6月13日(2008.6.13)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 3/155 (2006.01)** HO2M 3/155 H  
 HO2M 3/155 B

請求項の数 7 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2002-561356 (P2002-561356)	(73) 特許権者	503272195 トウルー・ソーラー・オートノミー・ホールディング・ビー・ブイ オランダ国、1031 エイチエックス、 アムステルダム、グラスベーク 77
(86) (22) 出願日	平成14年1月30日(2002.1.30)	(74) 代理人	100058479 弁理士 鈴江 武彦
(65) 公表番号	特表2004-520792 (P2004-520792A)	(74) 代理人	100058479 弁理士 鈴江 武彦
(43) 公表日	平成16年7月8日(2004.7.8)	(74) 代理人	100091351 弁理士 河野 哲
(86) 国際出願番号	PCT/NL2002/000069	(74) 代理人	100088683 弁理士 中村 誠
(87) 国際公開番号	W02002/061929	(74) 代理人	100108855 弁理士 蔵田 昌俊
(87) 国際公開日	平成14年8月8日(2002.8.8)		
審査請求日	平成17年1月5日(2005.1.5)		
(31) 優先権主張番号	01300816.4		
(32) 優先日	平成13年1月30日(2001.1.30)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電圧変換回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

可変電圧または電流源に接続されている入力端子(4)および供給電圧を出力する出力端子(12)と、

第1の端子が入力端子に接続され、第2の端子が基準電圧(9)に接続された1つの端子を有する容量性素子(8)と出力端子(12)とに接続されている誘導性素子(5)と、

第1の端子が誘導性素子(5)の第2の端子に接続され、第2の端子が基準電圧(9)に接続され、第1の電圧レベルの制御電圧が第1のゲート電極(31)に供給されたときに第1のスイッチを開閉する第1のゲート電極(31)を備えている第1のスイッチ(6)と、

出力端子(12)に接続された電力入力(14)と、第1のスイッチ(6)の第1のゲート電極(31)に接続され、その第1のゲート電極(31)にパルス状信号を供給するスタートアップ出力(15)と、発振器出力(16)とを備えている第1の発振器(13)と、

第1のスイッチ(6)と並列に接続され、発振器出力(16)に接続された第2のゲート電極(32)を有している第2のスイッチ(7)とを具備しており、

第1のスイッチ(6)は出力端子(12)における供給電圧が予め定められたレベルに達したとき開いたままの状態であり、第2のスイッチ(7)は第1のゲート電極(31)に供給される制御電圧の電圧レベルである第1の電圧レベルより高い第2の電圧レベルの制御電圧で発振器出力(16)により動作される電圧変換回路(2)において、

第1の発振器(13)は、前記電力入力(14)が0.4Vより低い入力電圧を受取ったときに前記スタートアップ出力(15)に対する出力電圧を発生することのできる低電圧インバータ

10

20

ポートを備えており、誘導性素子(5)の第1の端子と第1のゲート電極(31)との間にはクランプダイオード(D4)が接続されていることを特徴とする電圧変換回路(2)。

【請求項2】

第1のスイッチ(6)はバイポーラトランジスタ(T4)であり、第2のスイッチ(7)は電解効果トランジスタ(T1)である請求項1記載の電圧変換回路(2)。

【請求項3】

発振器(13)のスタートアップ出力(15)は、各容量性素子(C2)を介して第1のゲート電極(31)に接続されている請求項1または2記載の電圧変換回路(2)。

【請求項4】

可変電圧源に接続可能な第1の端子と、累算装置のような電気素子(24)の第1の端子(25)に接続可能な第2の端子とを備えた誘導性素子(28)を有している第2の変換段(3)が設けられており、電気素子(24)は基準電圧(23)に接続された第2の端子(26)を備えており、第3のスイッチ(19)は誘導性素子(28)の第2の端子と基準電圧(23)との間に接続され、第2の発振器(17)の発振器出力(18)に接続されたゲート電極(33)を備えており、電圧変換回路(2)の出力端子(12)は第2の変換段(3)の誘導性素子(28)の第2の端子および第2の発振器(17)の電力入力(22)に接続されている請求項1乃至3のいずれか1項記載の電圧変換回路(2)を備えている電圧変換装置(1)。

10

【請求項5】

第3のスイッチ(19)は、多数のドレインおよび多数のソースを備えたMOSFETを具備している請求項4記載の電圧変換装置(1)。

20

【請求項6】

第2の誘導性素子(28)はその第2の端子がダイオード(20)を介して電気素子(24)に接続されており、その電気素子(24)の第1の端子は容量性素子(21)を介して基準電圧(23)に接続されている請求項4または5記載の電圧変換装置(1)。

【請求項7】

可変電圧または電流源に接続されている入力端子(4)および供給電圧を出力する出力端子(12)と、

第1の端子が入力端子に接続され、第2の端子が基準電圧(9)に接続された1つの端子を有する容量性素子(8)と出力端子(12)とに接続されている誘導性素子(5)と、

第1の端子が誘導性素子(5)の第2の端子に接続され、第2の端子が基準電圧(9)に接続され、第1の電圧レベルの制御電圧が第1のゲート電極(31)に供給されたときに第1のスイッチを開閉する第1のゲート電極(31)を備えている第1のスイッチ(6)と、

30

出力端子(12)に接続された電力入力(14)と、第1のスイッチ(6)の第1のゲート電極(31)に接続され、その第1のゲート電極(31)にパルス状信号を供給するスタートアップ出力(15)と、発振器出力(16)とを備えている第1の発振器(13)と、

第1のスイッチ(6)と並列に接続され、発振器出力(16)に接続された第2のゲート電極(32)を有している第2のスイッチ(7)とを具備しており、

第1のスイッチ(6)は出力端子(12)における供給電圧が予め定められたレベルに達したとき開いたままの状態であり、第2のスイッチ(7)は第1のゲート電極(31)に供給される制御電圧の電圧レベルである第1の電圧レベルより高い第2の電圧レベルの制御電圧で発振器出力(16)により動作される電圧変換回路(2)において、

40

第1の発振器(13)は、前記電力入力(14)が0.4Vより低い入力電圧を受取ったときに前記スタートアップ出力(15)に対する出力電圧を発生することのできる低電圧インバータポートを備えており、電圧変換回路はクランプ装置(D4)を備え、そのクランプ装置(D3/D4)は前記スタートアップ出力(15)における前記パルス状信号を前記可変電圧または電流源に付加して第1のスイッチ(6)の第1のゲート電極(31)に供給される付加電圧を生じさせるために誘導性素子(5)の前記第1の端子と第1のゲート電極(31)の間に接続されていることを特徴とする電圧変換回路(2)。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

50

## 【 0 0 0 1 】

本発明は、小さい可変入力電圧を発生する可変電圧または電流源に接続されることができ、電圧変換回路に関し、この電圧変換回路は自動的にスタートし、発生される供給電圧を増加させる。

## 【 背景技術 】

## 【 0 0 0 2 】

米国特許第 5,659,241号明細書には：

可変電圧または電流源に接続されている入力端子および供給電圧を出力する出力端子と

、  
第 1 の端子が入力端子に接続され、第 2 の端子が基準電圧に接続された 1 つの端子を有する容量性素子と出力端子とに接続されている誘導性素子と、

第 1 の端子が誘導性素子の第 2 の端子に接続され、第 2 の端子が基準電圧に接続され、第 1 のレベルの制御電圧が第 1 のゲート電極に供給されたときに第 1 のスイッチを開閉する第 1 のゲート電極を備えている第 1 のスイッチと、

出力電子に接続された電力入力と、第 1 のスイッチの第 1 のゲート電極に接続され、その第 1 のゲート電極にパルス状信号を供給するスタートアップ出力と、発振器出力とを備えている第 1 の発振器と、

第 1 のスイッチと並列に接続され、発振器出力に接続された第 2 のゲート電極を有している第 2 のスイッチとを具備しており、

第 1 のスイッチは出力端子における供給電圧が予め定められたレベルに達したとき開いたままの状態であり、第 2 のスイッチは第 1 の電圧レベルより高い第 2 の電圧レベルで発振器出力により動作される電圧変換回路が開示されている。この既知の電圧変換回路は、低い直流電圧を高い直流電圧に変換する DC / DC 変換器である。低い電圧は約 1 . 5 V であると示されている。高い電圧は約 3 V 乃至 5 V 程度であると示されている。バイポーラトランジスタであってもよい第 1 のスイッチは、出力電圧がその上限レベルに達していないとき、始めに DC / DC 変換器を動作させる。出力電圧が予め定められた限界に達したとき、変換器は、MOS トランジスタであってもよい第 2 のスイッチにより動作される。類似した変換器回路設計は、JP - A - 3 0 7 4 1 6 9 号明細書および EP - A - 6 8 5 9 2 1 号明細書から得られることができる。

## 【 発明の開示 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 0 3 】

本発明は、太陽電池により発生されたとくに低い電圧で動作されることができ、また、1 V より低い、とくに 0 . 5 V より低い電圧のような比較的小さい電圧を、電池を充電するため、あるいは電気装置を動作させるための 1 乃至 2 0 V の直流電圧に変換するために使用されることのできる直流・直流ステップアップ変換器に関する。

本発明の目的は、低い入力電圧で動作し、自動的にスタートし、比較的少数の素子を使用する直流・直流ステップアップ変換器を提供することである。

本発明の別の目的は、電力損失が最小にされ、コンパクトな設計であるステップアップ変換器を提供することである。

## 【 0 0 0 4 】

本発明のさらに別の目的は、太陽電池の最大パワーポイントまたはその付近で動作することのできる直流・直流ステップアップ変換器を提供することである。

## 【 課題を解決するための手段 】

## 【 0 0 0 5 】

本発明による電圧変換回路は、請求項 1 に規定されている特徴を含んでいる。

## 【 0 0 0 6 】

可変入力電圧は、発振器のスタートアップ出力の制御下において第 1 のスイッチを開くことにより基準電圧に周期的に接続される誘導性素子に供給される。発振器の電力入力は、スタートアップ時に非常に小さい電圧を受取る供給電圧端子に接続されている。結果的

10

20

30

40

50

に得られるスタートアップ出力電圧は対応的に小さく、たとえば、0.2V以下である。第1のスイッチが開かれ、再び閉じられたとき、誘導性素子中で上昇電流が発生され、それが容量性素子を充電するために、供給電圧は連続的に増加される。第1のスイッチは、とくに、発振器のスタートアップ出力からの低いゲート制御電圧で動作されるのに適している。供給電圧が増加すると、発振器のスタートアップ出力信号は増加し、その結果第1のスイッチの動作が良好なものとなり、誘導性素子から容量性素子に移動される電力が増加するので、自動増幅 (self-amplifying) 効果により供給電圧および発振器のスタートアップ出力信号が増加する。供給電圧が予め定められた値に達したとき、第1のスイッチは消勢され (開かれ)、第2のスイッチは第2の発振器出力からのゲート制御電圧で動作され、このゲート制御電圧は第1のスイッチのゲート制御電圧より高い。第2のスイッチの動作の結果、供給電圧がさらに増加される。第1のスイッチは、たとえば、基準電圧より0.6V高いゲート制御電圧と、100mAのコレクタ電流 $I_c$ で600mVのコレクタ・エミッタ電圧 $V_{ce}$ とを有するバイポーラnpnトランジスタによって形成されてもよい。第2のスイッチは、2Vのソース電圧 $V_{ds}$ および0.3乃至1.2Aの電流 $I_{ds}$ で一般的に1乃至2Vの範囲のゲート制御電圧 $V_{gs}$  (ゲートしきい値電圧) を有する低電力論理レベルMOSFETによって形成されてもよい。

10

## 【0007】

異なったゲート制御電圧レベルでそれぞれ動作する本発明による2つのスイッチを使用することにより、自動スタートするステップアップ変換器を得ることができる。

第1のスイッチのゲート電極と誘導性素子の第2の端子との間にクランピングダイオードが接続されている。約0.4Vの可変供給電圧が入力端子に供給され、供給電圧が約0.4Vであるとき、第1のスイッチの制御端子上の0.4Vのバイアス電圧は、ダイオードにより形成された正のクランプによって維持される。したがって、第1のスイッチがnpnバイポーラトランジスタによって形成されている場合、トランジスタを導通状態にするためにゲートにおいて0.2Vの可変制御電圧があればよい。0.2Vの可変制御電圧は、その入力において0.4Vの供給電圧レベルによって給電されたときに発振器から得られる。

20

## 【0008】

別の実施形態において、発振器出力はそれぞれ容量性素子を介してゲートに接続されている。容量性素子の結合により、発振器のスタートアップ出力からの小さい直流制御電圧が0.4Vの直流レベルのダイオードクランプに付加される。

30

電圧変換装置は、第2の変換段を電圧変換回路に結合することにより形成されてもよく、第2の変換段は、可変電圧源に接続可能な第1の端子と、累算装置のような電気素子の第1の端子に接続可能な第2の端子とを備えた誘導性素子を有しており、その累算装置は基準電圧に接続された第2の端子を備えており、第3のスイッチは誘導性素子の第2の端子と基準電圧との間に接続され、第2の発振器の発振器出力に接続されたゲート電極を備えており、電圧変換回路の出力端子の供給電圧は誘導性素子の第2の端子および第2の発振器の電力入力に接続されている。第3のスイッチは、変換回路からの直流電圧を3乃至15Vのレベルにさらに変換するための多数のドレインおよび多数のソースを備えたパワーMOSFETによって形成されてもよい。

40

## 【0009】

本発明による電圧変換回路は、電源として、燃料電池、または電流および電圧がそれらの出力では比較的小さい他の可変電圧または電流源が太陽電池と組合せられて適用されてもよい。本発明による電圧変換装置は、電圧源として太陽電池が使用された場合には、牧畜牛の給水装置、田舎道の照明または田園内の電気フェンスの一部であってもよい。太陽電池と組合せられた別の適用はデジタル掲示板、掲示板照明、街路照明、または情報ポイントである。

## 【0010】

さらに、本発明の装置は道路沿いの速度制御装置、路側反射装置または道路マーカー (キャットアイ)、緊急ポイント等に給電するために使用されることができる。

50

その代わりに、電圧変換装置は、ナビゲーション装置またはGPSシステム、またはポート照明用のポート上の発電機のような船舶用として使用されることができる。

【0011】

携帯電話、ラップトップ、オーガナイザおよびその他のアプライアンスは、ごく少量の電圧入力しか必要としない電圧変換回路によって給電されてもよい。

さらに、デジタルカメラ、電池充電器、バイクの照明、危険三角形標識(danger triangle)、雪崩ビーバ、フラッシュライト、テレビジョン、電子レンジその他家電、庭の照明、庭の噴霧器、およびウインドウブラインド、オーニング等の窓用採光調整装置が本発明の電圧変換回路によって給電されてもよい。

【0012】

本発明は、太陽電池の表面面積の実質的な減少を可能にすることにより小型の把持式アプライアンスに最も有効である。

以下、添付図面を参照として本発明による電圧変換装置のいくつかの実施形態をさらに詳細に説明する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

図1は、第2の変換器段3に接続された電圧変換回路または低電圧変換器段2を有する電圧変換装置1を示している。低電圧変換器段2は、入力端子4、誘導性素子5、第1および第2のスイッチ6,7およびキャパシタのような容量性素子8を備えている。スイッチ6および7は誘導性素子5に接続された第1の端子と、基準電圧ライン9に接続された第2の端子とを備えている。容量性素子8の第2の端子は、ダイオード11の出力および供給電圧端子12に接続されている。この供給電圧端子12は、第1の発振器13の電力入力14に接続されている。発振器13のスタートアップ出力15はスイッチ6のゲート電極31に接続され、一方発振器出力16はスイッチ7のゲート電極32に接続されている。低電圧変換器段2の供給電圧端子12は誘導性素子28の第2の端子と、第2の変換器段3の発振器17の電力入力22とに接続されている。発振器出力18はスイッチ19のゲート電極33に接続されている。誘導性素子15と基準電圧ライン23との間にはダイオード20およびキャパシタのような容量性素子21が接続されている。電気装置24は第2の変換器段3の出力端子25,26間に接続されている。

【0014】

スタートアップ時に太陽電池のような可変の低電圧源が電圧変換装置1の入力端子4および27に接続され、スイッチ6,7が閉じられたとき、容量性素子8は充電され、出力端子12および発振器電力入力14上に小さい電圧を生じさせる。第1の発振器13中への少量の電力入力の結果、スタートアップ出力15において低いゲート制御電圧レベル $V_{C_1}$ でパルス成形された信号が得られ、この信号は10分の数ボルトであり、たとえば、100kHzの周波数でスイッチ6を周期的に開閉することができる。これによってスイッチ6を通る周期的な電流が発生され、その結果誘導性素子5を通る上昇電流が得られ、ダイオード11によって整流されてキャパシタ8を充電し、その結果供給電圧端子12およびしたがって第1の発振器13の電力入力14において増加した電圧が得られる。この効果は、供給電圧端子12における電圧レベルが予め定められたレベルに達するまで続き、その後低い電圧で制御されたスイッチ6は消勢され(開かれ)、高い電圧で制御されたスイッチ7は発振器出力16から動作される。第2のスイッチ7は、供給電圧端子12における供給電圧がたとえば数ボルトになるまで制御電圧レベル $V_{C_2}$ で動作される。供給電圧は、誘導性素子28の第2の端子において第2の変換器段3中に入力されると共に、第2の発振器17の電力入力22に入力される。発振器出力18において、スイッチ19のゲート電極33を動作させるパルス化された制御信号が発生される。スイッチ19をオンおよびオフに切替えることにより、誘導性素子28中に蓄積されたエネルギーは、予め定められたレベルに達するまで、キャパシタ21に移送される。1.5乃至12Vの電圧レベルのようなこの予め定められたレベルにおいて、電気エネルギーが誘導性素子28中に蓄積されるようにスイッチ19は開かれ、この蓄積されたエネルギーは、スイッチ19が閉じられたときに再び放出される。

【0015】

ステップアップ電圧変換装置1がそれ自身の供給電圧を休止状態から発生したとき、ステップアップ電圧変換器は自動的にスタートしている。

図2は、本発明による電圧変換器段2および第2の変換器段3の素子を詳細に示している。以下に文字シンボルの説明を示す：

T 1 : 低電力、論理レベルMOSFET；

T 2 : スイッチングMOSFET；パワーMOSFET；

L 1 : 高いインダクタンスを有するスイッチングコイル；

L 4 : スイッチングコイル；

D 1 , D 2 : 整流ダイオード；

C 9 , C 2 1 , C 1 : 平滑化を行う電氣的に制御可能なキャパシタ（電解コンデンサ）；

U 1 A - U 1 F ; U 1 C : フィリップス・エレクトロニクス社により型番74LV14で製造されている低電圧インバータゲート；

T 4 : スイッチングバイポーラトランジスタ；

D 2 , D 4 : ショットキーダイオード；

C 3 : 比較的小さいキャパシタ。

#### 【0016】

第2の変換器段3は、既知の直流・直流電圧変換器の原理にしたがって動作し、この原理にしたがって、コイル28の入力における小さい変動電圧V-solarは、スイッチするMOSFET19が開かれているときにこのコイル中に蓄積される。スイッチするMOSFET19が閉じられたとき、このコイル28からエネルギーが放出され、整流器ダイオード20を介して平滑化キャパシタ21に供給され、その結果、出力端子25,26間の電圧が増加される。自動的にスタートするために、発振器13がフィリップス社の低電圧インバータポートU1CおよびU1Eのタイプの能動素子から構成されている電圧変換器回路またはステップアップ回路2が設けられている。このインバータポートは、スタートアップ時における0.4Vより低いVCCの入力電圧でそれらの出力電圧を発生することができる。

#### 【0017】

低い供給電圧VCCにおいて、トランジスタT3はオフに切替えられ、発振器13のステップアップ出力15を介して非常に低い交流電圧が結合キャパシタC2に供給され、そこからトランジスタT4のベース31に供給される。ショットキーダイオードD4は、0.4Vのオフセットにより小さい交流電圧がベース31上に生じるように正のクランプとして使用される。太陽電池の電圧は約0.4Vである。トランジスタT4は約0.6Vのゲート電圧で導通状態になるため、ゲート電圧はトランジスタT4を導通状態にするために0.2Vであればよい。発振器13の振動インバータゲートU1Cは、トランジスタT4を導通状態にするのに十分なエネルギーを供給することが可能であることが明らかになっている。これによって、トランジスタT4のコレクタC中に周期的な電流が生じる。トランジスタT4は比較的高いインダクタンスL1を有するスイッチングコイルおよび比較的小さいキャパシタC3と結合されているので、コレクタCにおける周期的な電流は結果的にコイル5を横切る交流電圧を生成する。この交流電圧はショットキーダイオードD2を通過して整流され、供給電圧端子12上に現れ、低電圧インバータゲートU1C-U1Fの供給端子においてフィードバックされる。VCCが上昇するたびに、発振器13のスタートアップ出力15における電圧レベルが上昇し、その結果スイッチングトランジスタT4の良好な制御が行われる。トランジスタT4を適切にゲートすることにより、コイル5中に蓄積されている電力の増加、供給端子電圧VCCの増加等が達成される。発振器U1Cのアウトレット30には、低電圧インバータゲートU1Eを動作させる結合キャパシタC4が設けられている。発振器U1Eの出力はMOSFET T1の低電力論理レベルの制御ゲート32に接続されている。結合キャパシタC4は、MOSFET T1が始めまたはスタートアップ時にトランジスタT4と同位相で切替ることを保証する。

#### 【0018】

供給電圧VCCが論理レベルMOSFET T1のしきい値レベルより高く上昇したと

き、トランジスタT3は導通状態になり、発振器U1Cの入力を接地電位にプルするため、最初にトランジスタT4がオフに切替えられ、論理レベルMOSFET T1が引き継ぐ。VCCはたとえば3Vに上昇することができる。1.5乃至12.0Vの範囲の電圧までの最終的な電力変換は、第2の変換器段3のパワーMOSFET T2により行われる。VCCがその所望の限界レベルに達したとき、可変供給レベルV-solarはトランジスタT5を導通状態にして、発振器U1Fの入力を接地電位にプルし、スイッチT2を消勢する。

#### 【0019】

図3は、ステップアップ直流・直流変換器（時に電圧増加チョッパとも呼ばれる）を含む低電圧太陽変換器の別の実施形態を示している。このステップアップ変換器の主要な素子は、次のとおりである。

すなわち、インダクタ/インダクタンスL4；半導体スイッチT4、ならびに補助的なNチャンネルMOSFET T2；ダイオードD1（ショットキーZHC5750）および追加のキャパシタC19およびC20によって低い抵抗に対して補償された高容量電解コンデンサC23の形態のキャパシタ/キャパシタンスである。半導体スイッチT4は、電圧が低過ぎてMOSFETスイッチT2を動作させることができないときにステップアップ変換器を動作させる。スイッチT4は、図3中に破線のボックスで示されている発振回路により動作される。発振器の出力は、スタートアップ変換器のスタートアップ発振器コネクタに接続しており、ここでショットキーダイオードD3（ZHC5750）は太陽パネル425aの出力電圧を、発振器により発生されたパルス化された電圧に追加する。結果的に得られた電圧はトランジスタT4のベースに供給される。ステップアップ変換器に供給された電圧が、MOSFETスイッチT2が動作するのに十分に高くなるとすぐ発振器出力は発振器回路の半導体T3によって接地される。その後、MOSFET T2は中央マイクロプロセッサ471の“Nゲート”出力から制御され、別のPチャンネルMOSFET T1はショットキーダイオードD1から引き継ぐようにプロセッサ471の“Pゲート”出力から制御される。プロセッサ471のPおよびNゲートはソフトウェア駆動される。このようにして、とくに有効なステップアップ変換器が得られている。半導体スイッチT4およびT2を交互に使用することにより、低および高の各電圧範囲に対して最適な特性を有するレジスタ複合ステップアップ変換器が提供される。ショットキーダイオードD3を設けることにより、可能な限り高い電圧を低電圧半導体スイッチT4のベースに供給することが可能になる。ダイオードD1と並列に配置されている追加のMOSFETスイッチT1により、ダイオードD1のようなダイオード中で通常発生する損失をなくすることができる。

#### 【0020】

図4は、反転シュミットトリガーインバータポートであるインバータポートU1CおよびU1Eの入力および出力電圧V1、V0を示している。一般に、1Vの供給電圧VCCにおいて、負方向のしきい値V<sub>T1</sub>は約0.5Vであり、正方向のしきい値V<sub>T2</sub>は10分の数ボルト高い。出力電圧V<sub>0</sub>は供給電圧VCCの最大値に制限される。製造業者の仕様より低い供給電圧VCCでは、低い供給電圧VCCでヒステリシスが依然として出力信号中に存在しているために、入力に対して抵抗R2を介して出力信号をフィードバックすることにより発振器が得られることができるV<sub>T1</sub>未満でインバータポートの領域が存在することが発明者により発見されている。図5には、0.4Vの供給電圧VCCにおけるインバータゲートU1Cでの入力が約300mVのレベルで約4kHzの周波数により示されている。

#### 【0021】

図6には、0.4Vの供給電圧VCCにおけるインバータゲートU1Cでの出力が約400mVのレベルで約20kHzの周波数により示されている。驚くべきことに、仕様にしたがった低い供給電圧VCCおよび負方向のしきい値V<sub>T1</sub>より低い低入力レベルにおいて、依然としてインバータゲートU1Cを使用して発振器を得ることが可能であるため、前記素子の使用によりステップアップ変換器のスタートアップが達成されることができ

10

20

30

40

50

る。

【図面の簡単な説明】

【0022】

【図1】電気装置に接続された直流・直流ステップアップ電圧変換器と組合せられた本発明による電圧変換回路の構成を示す概略図。

【図2】図1の電圧変換回路および直流・直流変換器の素子を示す詳細な回路図。

【図3】第2のスイッチがマイクロプロセッサにより制御される本発明による電圧変換回路の別の実施形態の回路図。

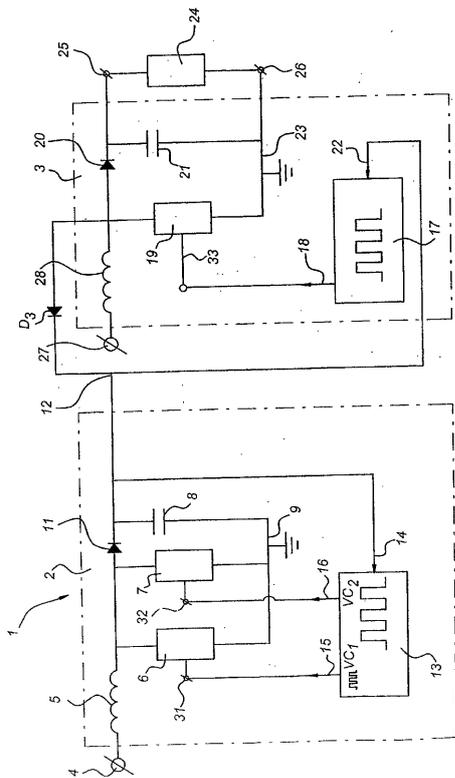
【0023】

【図4】インバータU1CおよびU1Eの入力および出力電圧の概略図。

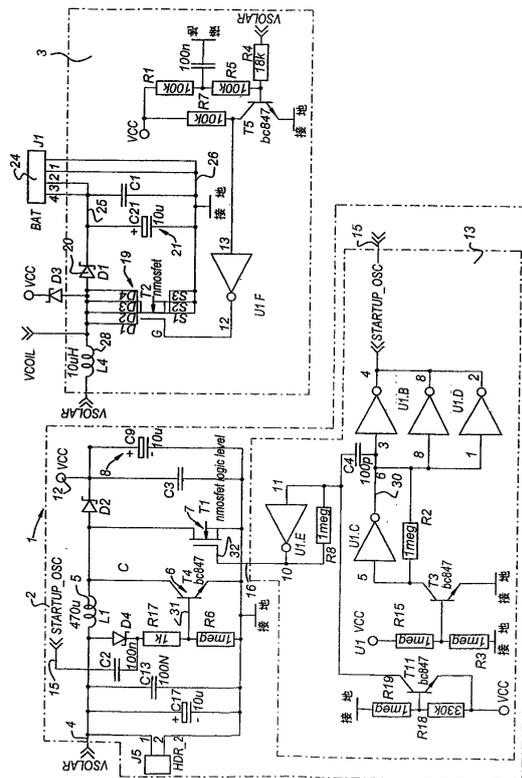
【図5】スタートアップ中のインバータU1Cの入力電圧を示す波形図。

【図6】スタートアップ中のインバータU1Cのインバータの出力電圧を示す波形図。

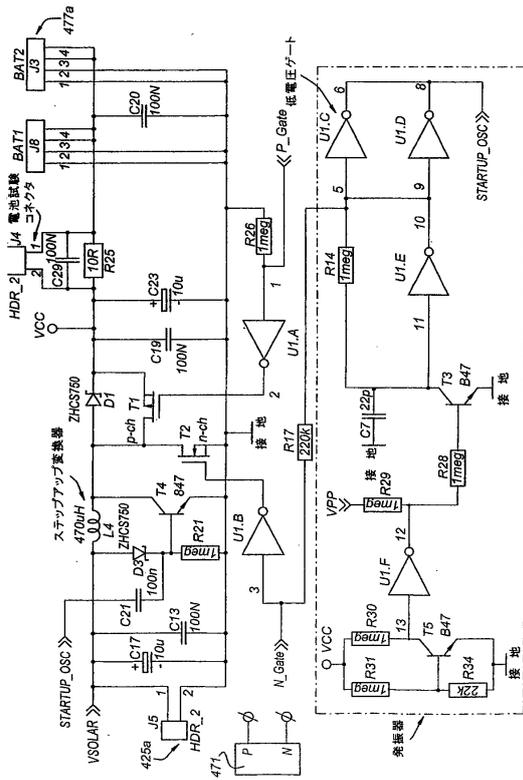
【図1】



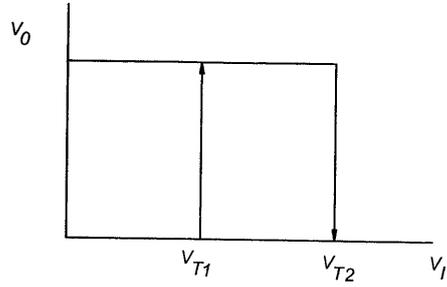
【図2】



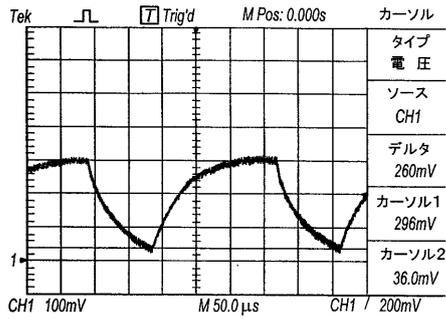
【 図 3 】



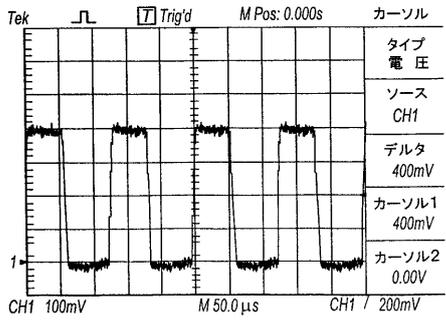
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



## フロントページの続き

(74)代理人 100075672

弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 オシंगा、アンネ、ユリエン

オランダ国、エヌエル - 3 2 3 5 エイシー、ロッカナイエ、デー・ファン・フルネラーン 1  
2

(72)発明者 ベルファート、ヨヒエム

オランダ国、エヌエル - 1 0 7 2 エックスビー、アムステルダム、ファン・オスターデストラート  
3 9 4 - ザ・セカンド

審査官 杉浦 貴之

(56)参考文献 特開平08 - 186980 (JP, A)

特開平03 - 074169 (JP, A)

特開平07 - 336998 (JP, A)

特開昭57 - 159126 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155