

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3622284号

(P3622284)

(45) 発行日 平成17年2月23日(2005.2.23)

(24) 登録日 平成16年12月3日(2004.12.3)

(51) Int. Cl.⁷

F I

HO2M 1/12	HO2M 1/12	
HO2M 3/28	HO2M 3/28	H
HO2M 7/06	HO2M 7/06	A
HO2M 7/217	HO2M 7/217	

請求項の数 11 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願平7-240528	(73) 特許権者	395010325
(22) 出願日	平成7年8月28日(1995.8.28)		ドイツェ トムソン-ブランド ゲーエム
(65) 公開番号	特開平8-80032		ペーハー
(43) 公開日	平成8年3月22日(1996.3.22)		DEUTSCHE THOMSON-BR
審査請求日	平成14年4月12日(2002.4.12)		ANDT GMBH
(31) 優先権主張番号	P4431120.6		ドイツ連邦共和国, デー-78048
(32) 優先日	平成6年9月1日(1994.9.1)		ヴィリンゲン- シュヴェニンゲン, ヘル
(33) 優先権主張国	ドイツ(DE)		マン-シュヴェール-ストラッセ 3番
(31) 優先権主張番号	19502647.0		地
(32) 優先日	平成7年1月28日(1995.1.28)	(74) 代理人	100074930
(33) 優先権主張国	ドイツ(DE)		弁理士 山本 恵一
		(72) 発明者	ジェラルド リリ
			ドイツ連邦共和国, デー-78089
			ウンテルキルナーハ, パノラマヴェーク
			6番地
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高調波による電源ラインの負荷を軽減したスイッチモード電源回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電源ライン整流器(BR)の出力が、電荷コンデンサ(CN)と、トランス(Tr)の主コイル(W1)とスイッチングトランジスタ(T1)で構成された直列回路に接続され、(a) 電荷コンデンサ(CN)は、非常に小さく、その電圧(UCS)はフィルタされない一定極性の半波正弦波電圧であり、

(b) 蓄電コンデンサ(CS)は、直列回路(W1、T1)に対して並列に接続され、その容量は非常に大きく、その電圧(UCS)はフィルタされたDC電圧であり、

(c) 電荷コンデンサ(CN)は、インダクタンス(LH)とダイオード(DH)で構成された直列回路を経由して、一次コイル(W1)のピックアップ(A)に接続され、

(d) デカップリング素子(DN)が、電荷コンデンサ(CN)と蓄電コンデンサ(CS)の間に接続されることを特徴とする、電源ラインの高調波負荷を軽減したスイッチモード電源。

【請求項2】

デカップリング素子(DN)が、ダイオード(DN)で構成された、請求項1に記載の電源。

【請求項3】

ピックアップ(A)とスイッチングトランジスタ(T1)の間のコイル部と、ピックアップ(A)と蓄電コンデンサ(CS)に接続された一次コイル(W1)の末端の間のコイル部、の間の巻率(W)がおよそ2:1である、請求項1に記載の電源。

10

20

【請求項 4】

一次コイル (W 1) のピックアップが、トランス (T r 1) の補助コイル (W 3) の一方の末端で構成され、補助コイル (W 3) のもう一方の末端は一次コイル (W 1) の一方の末端に接続されている、請求項 1 に記載の電源。

【請求項 5】

並列に接続された複数の補助コイル (W 3 a - c) が備えられた、請求項 4 に記載の電源。

【請求項 6】

主コイル (W 1) が、チャンパーコイル構成器の個々のチャンパーに置かれた複数のコイル部 (W 1 a - c) に分けられ、補助コイル (W 3 a - c) が各チャンパーに置かれている、請求項 4 に記載の電源。

10

【請求項 7】

電源ライン整流器 (B R) の出力が、電荷コンデンサ (C N) と、第一インダクタンス (L H) とダイオード (D H) で構成された直列回路を經由してスイッチングトランジスタに接続され、

スイッチングトランジスタが、動作電圧 (U B) を供給するフィルタコンデンサ (C 1) に、第二インダクタンス (W 1) を經由して接続され、

第二インダクタンス (W 1) と対になった第三インダクタンス (W 2) が、第一インダクタンス (L H) と直列に接続された、電源ラインの高調波負荷を軽減したスイッチモード電源。

20

【請求項 8】

一次コイル (W 1) が、第三インダクタンスを構成するトランス (T r 2) の二次コイル (W 2) によって構成された、請求項 7 に記載の電源。

【請求項 9】

電源ライン整流器 (B R) の出力が、第一インダクタンス (L H) 、第一整流器 (D H) の第三インダクタンス (W 2) 、トランジスタ (T 1) と第二インダクタンス (W 1) を通ったコレクタノエミッタパス、で構成された直列回路を經由して動作電圧 (U B) を供給するフィルタコンデンサ (C 1) に接続された、請求項 7 に記載の電源。

【請求項 10】

第一インダクタンス (L H) は、トランス (T r 2) の二次コイル (W 2) のインダクタンスと離して構成された、請求項 8 に記載の電源。

30

【請求項 11】

トランス (T r 2) の一次コイル (W 1) と二次コイル (W 2) が、チャンパーコイル構成器 (C) の二つのチャンパー (K 1 、 K 2) に置かれ、

二つのチャンパー (K 1 、 K 2) が、巻線のない中間空間 (B) を用いて、軸方向に互いに分けて置かれた、請求項 10 に記載の電源。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、スイッチモード電源に関する。

40

【0002】

【従来の技術】

スイッチモード電源は、電源ラインに、激しいパルス負荷、すなわち高調波を持つ負荷、を出す。電源ラインのこのような負荷は、かなりのリアクタンス電流が出され、回路網を經由して補助的に送られた情報が妨害される表皮効果の結果、既存の回路網が十分に利用できないので好ましくない。従って国際的に、電源ラインの最大高調波負荷のより厳密な規制がある。高調波負荷は、電力計数 [s i c] とも呼ばれる。

【0003】

電源ラインの高調波負荷は、電源ライン端子と電源ライン整流器の間に比較的大きなインダクタンスを挿入することで軽減できる。しかしながら、このようなインダクタンスは、

50

比較的大きく高価な部品である。

【 0 0 0 4 】

【 発明が解決しようとする課題 】

この発明は、電源ラインの高調波負荷が軽減され、既存または将来的な高調波負荷の規制に対応できるような、簡素な回路構成部品を使ったスイッチモード電源を開発すること、の目的に基づいている。

【 0 0 0 5 】

【 課題を解決するための手段 】

この発明の場合、まず第一に電源ライン整流器の出力にある電荷コンデンサは、非常に小容量で、その電圧は、フィルタされない一定の極性の半波正弦波電圧である。非常に大きな容量を持ち、その電圧が有効な A C 電圧部品なしにフィルタされた D C 電圧である、実際の蓄電コンデンサは、トランスの一次コイルとスイッチングトランジスタで構成された直列回路に対して並列に接続される。小容量の電荷コンデンサと大容量の蓄電コンデンサは、互いに完全に絶縁されているか、または非干渉ダイオードを経由して互いに接続されているかのどちらかであるため、互いに非干渉である。

10

【 0 0 0 6 】

加えて、電荷コンデンサは、インダクタンスとダイオードで構成された直列回路を経由して、一次コイルのピックアップに接続される。

【 0 0 0 7 】

インダクタンスとダイオードで構成された直列回路は、蓄電コンデンサに対して、補助充電パスを構成する。設計したように、この充電パスを流れる電流は、通常流れるパルス充電電流よりもかなり長く持続する。結果として、電源ラインの高調波負荷は、電源ライン電圧に対応する理想電流に近似された電源ラインから出る電流によって、より軽減される。幅、すなわち電源ラインの一つの半サイクルの間のこの電流の持続期間、を一次コイルのピックアップの選択、すなわち一次コイルの二つのコイル部分の巻率、によって調節できる。一方、電流の増幅は、上記インダクタンスの値によって調節できる。このように電荷コンデンサは、高調波を軽減するために、大容量蓄電コンデンサに対する補助充電電流のための直接電圧源を構成する。

20

【 0 0 0 8 】

この発明による回路は、本質的に一つのインダクタンスと二つのダイオードが必要となるだけなので、比較的簡素である。上記回路は、特にインダクタンスの大きさの結果と、トランスの一次コイルのピックアップの選択の結果として、最適な高調波負荷の大きさにすることが可能となる。このインダクタンスは、蓄電コンデンサに対する電荷の部分のみ送るために、このインダクタンスを比較的小さくすることができる。更なる利点は、この発明が既存のスイッチモード電源に適用されるとき、調節と制御に関しては、実質的な変更は必要ない。保持している大容量蓄電コンデンサの結果として、パルススパイクに逆らった高いレベルの安定が達成されることは、更なる利点である。

30

【 0 0 0 9 】

電荷コンデンサと蓄電コンデンサは、非干渉ダイオードを用いて、互いに絶縁される。この場合、このダイオードは二重機能を持つ。一つは、蓄電コンデンサに対する充電パスとして、もう一つは、電荷コンデンサのパルス状の妨害電圧を抑えるために使われる。このダイオードはまた、できる限り省くことができる。そのとき電荷コンデンサは、電源ライン整流器と一次コイルへの蓄電コンデンサの出力へのみ接続される。これは、インダクタンスとダイオードで構成された直列回路を除いて、これらの二つのコンデンサ間に何の接続もない。

40

【 0 0 1 0 】

例えば、ピックアップとスイッチングトランジスタ間の一次コイル部と、ピックアップと蓄電コンデンサに接続された一次コイルの末端との間のコイル部、の間の巻率は 2 : 1 である。その率は、一つの電源サイクルの間の補助充電電流の持続期間を決める。

【 0 0 1 1 】

50

一次コイルのピックアップはまた、トランスの補助コイルの末端の一つで構成され、もう一つの末端は、一次コイルの末端の一つに接続される。この場合、複数の並行接続補助コイルが備えられる。一次コイル自身は、この場合に、チャンパーコイル構成器の個々のチャンパーに置かれる多数のコイル部と、各チャンパーに置かれている補助コイルに分割する。このようなチャンパーコイル構成器は、コイル間で閉対で製作する。この解決の場合、一つの補助ピンのみが、更にトランスで必要とされる。

【 0 0 1 2 】

小容量電荷コンデンサは、およそ $0.5 \mu F$ の容量が望ましく、一方、大容量蓄電コンデンサは、およそ $100 \mu F$ の容量を持つ。

【 0 0 1 3 】

電荷コンデンサは、この場合、電源ライン電圧の 0 交差の範囲でその電圧が 0 に落ちないが、代わりにそこで一定値を保つような容量にする。

【 0 0 1 4 】

【 発明の実施の形態 】

図 1 は、スイッチモード電源の構成を示す。この図は、電源ライン電圧 U_N 、電源ライン整流器 B_R 、電流制限抵抗 R_1 、電荷コンデンサ C_N 、一次コイル W_1 と二次コイル W_2 を持つトランス T_r 、スイッチングトランジスタ T_1 、負荷 R_2 と制御回路 S のためのフィルタコンデンサ C_1 の動作電圧 U_B を出すダイオード D_1 、で構成される。制御回路 S は、二次コイルで供給され、動作電圧 U_B を安定化する機能の切替えを制御する。電荷コンデンサ C_N と蓄電コンデンサ C_S は、デカップリングダイオード D_N を用いて、互いに非干渉となる。加えて、インダクタンス L_H とダイオード D_H で構成された直列回路は、電荷コンデンサ C_N と一次コイル W_1 のピックアップ A の間に挿入される。

【 0 0 1 5 】

この回路の動作過程は、図 2 に参照して説明される。図 2 a は、電源ライン電圧 U_N の一つの半サイクルを示す。特に考慮をしていないスイッチモード電源は、最大 U_N の、パルス形で発生する i_{N1} を電源ラインからとり出す。

【 0 0 1 6 】

この電流は、電源ラインの高調波負荷の既存または将来的な規制に矛盾する。そのとき電流 i_{N2} は、図 1 の補助電流調節の結果、望ましい動作で電源ラインから出る。電流 i_{N2} は、電源ラインの半サイクルの間、長い持続と小さい増幅となり、 U_N に比例する非常に良い近似に理想波形になる。

【 0 0 1 7 】

図 2 b による電荷コンデンサ C_N の電圧 U_{CN} は、相当する小容量電荷コンデンサ C_N の電力係数 $[s i c]$ の結果として、発振している正弦波電圧である。しかしながら、正弦波電圧は、 U_N の 0 交差の範囲で 0 に落ちないが、そこで一定した値を保つ。大容量蓄電コンデンサ C_S の電圧 U_{CS} は、実際に半サイクルの間ドロップしない、フィルタされた DC 電圧である。ダイオード D_N は、 C_S に対する第一充電パスを構成する。しかし、ダイオード D_N 自身は、望ましくない高長波を持つ電流 i_{N1} を出す。そのとき L_H と D_H で構成された直列回路は、 C_S に対する第二充電パスを構成する。 L_H の値とピックアップ A の特別な選択の結果として、補助充電電流が、 U_N の最大の範囲で C_S に流れる。この充電電流は、より長い持続と、 i_{N1} よりも小さい増幅を保つ。そのために電源ラインから出る電流は、例えば図 2 a のように、形 i_{N1} から形 i_{N2} へ転換される。

【 0 0 1 8 】

図 2 d は、電源ラインから出る電流に対する規制を表わすウインドウ F を示す。短い持続のために、図 2 a による電流 i_{N1} は、このウインドウの中に置かれ、望んでいるような i_{N2} の形を想定しない。しかし図 2 d による電流 i_{N2} は、ウインドウ F によって構成されたエッジを越えて、十分長く持続を保つために、要求される形になる。図 2 による i_{N2} は、もしダイオード D_N が逆バイアスで存続したり、備えられないとき流れる。

【 0 0 1 9 】

もし D_N が、補助的な正バイアスであるならば、電流 i_{N3} はまた更に流れる。

10

20

30

40

50

【0020】

C Sに対する充電パスのような機能に加えて、ダイオードD Nはまた、以下のような有利な効果を持つ。：D Nの影響の結果として、実際問題、電圧V C Nは、C Sの電圧U C Sよりも正になることができない。一方、実際問題、電圧U C Sは、大容量蓄電コンデンサC Sのために、パルスのように変化できない。結果として、電源ライン整流器B Rの出力や電荷コンデンサC Nの妨害パルスNは、望ましい方法でこのように抑えられる。

【0021】

図3は、ピックアップAの実装に関して、図1による回路の変更を示す。ピックアップAは、トランスT rの補助コイルW 3で構成される。補助コイルW 3は、三つの並列接続されたコイル部W 3 a、W 3 b、W 3 cから構成する。一次コイルW 1は、三つのコイル部W 1 a、W 1 b、W 1 cと同様に分けられる。二つの対応したコイル部、すなわちW 1 aとW 3 a、W 1 bとW 3 b、W 1 cとW 3 cは、各々チャンバークoil構成器の一つのチャンバの中に一緒に置かれる。チャンバークoil構成器は、コイル間で特に閉対となり、製造技術の点から経済的に生産できる。図3による解決は、補助接続ピンまたは明らかにピックアップAのピンの一つだけが、トランスT rで必要とされる。一方、図3による回路は、図1による回路と同じ方法で動作する。

10

【0022】

図4は、トランスT rの一例である。チャンバートランスは、個々のチャンバに対して分かれた一次コイルと並列に置かれる。これらタッピングコイルは、並列に接続される。

【0023】

図5は、トランスT rのタッピングの更に進んだ例を示す。タッピングコイルは、並列に接続され、一次コイルのタッピングに補助的に接続される。

20

【0024】

図6は、この発明の発展を示す。この回路は、図1による回路と同じ方法で構成される。しかし、この回路は絶縁トランスを持たないが、ステップダウン回路と呼ばれるように構成される。この場合に、図1と同じ部分は、同じ参照シンボルで示される。スイッチングトランジスタT 1までの回路の左手部分は、電源ラインの高調波負荷を軽減するために使われる。スイッチングトランジスタからの回路の右手部分は、負荷R 2の動作電圧U Bを何度も出すステップダウン回路と呼ばれる。トランスT r 2の二次コイルW 2は、ステップダウン回路のインダクタンスを構成する上記トランスT r 2の一次コイルW 1である、インダクタンスL Hに直列に接続される。電源ラインの高調波負荷のような、高調波負荷を軽減するために、ステップダウン回路からその回路にフィードバックする結果として、1サイクルの間、電源ライン整流器B Rから持続して流れるその電流は、何度も拡大される。図6による回路は、複数の利点がある。

30

【0025】

高調波負荷を軽減する回路と図6によるステップダウン回路の組合せの結果として、前もって必要とされる複数の部品が不要となる。特に、一つのスイッチングトランジスタT 1だけは、既知の回路と比較して、両方の回路で必要とされる。例えば具体的に言うと、インダクタンスL Hは、既知の回路と比較して、500 μ Hから75 μ Hに、かなり減らされる。一つのスイッチングトランジスタT 1だけが、両方の回路で使われていることの結果として、一つの制御回路はまた全体に渡ることを必要とされる。図6による回路は、特に説明した負荷R 2を意味する、メタルh a l i d eランプを制御するためには適切である。トランスT r 2の巻率は、およそW 1 : S 2 = 2 : 1である。

40

【0026】

図7は、図6による回路を簡単にした例を示す。

【0027】

図6に説明されたインダクタンスL Hは、トランスT r 2の二次コイルW 2がインダクタンスから離れて構成されたが、図7ではもはや必要とされない。結果としてインダクタンスL Hは、インダクタンスの構成で離れた部品として、もはや必要とされない。

【0028】

50

図8は、トランスTr 2の実際の例を示す。一次コイルW 1と二次コイルW 2は、チャンパーコイル構成器Cの二つのチャンパーK 1とK 2の中に置かれる。チャンパーK 1とK 2は、巻かれない中間空間Bを用いて、コイル構成器Cの軸方向に互いに別々の場所に置かれる。インダクタンスLHを実装するための、二次コイルW 2に対する離れたインダクタンスは、この分離部Bの選択によって調節できる。

【0029】

実際に試験した回路の場合、部品は以下の値にした。

CN : 0.7 μ F

CS : 100 μ F

LH : 300 μ H (図6のみ75 μ H)

10

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の模範的具体例を示す。

【図2a】図1による回路の動作過程を説明するためのグラフを示す。

【図2b】図1による回路の動作過程を説明するためのグラフを示す。

【図2c】図1による回路の動作過程を説明するためのグラフを示す。

【図2d】図1による回路の動作過程を説明するためのグラフを示す。

【図3】この発明の発展例を示す。

【図4】この発明の別の実施例を示す。

【図5】この発明の別の実施例を示す。

【図6】この発明の別の実施例を示す。

20

【図7】図6による回路を簡単にした変更を示す。

【図8】図6と図7による回路で使われたトランスの物理的な図を示す。

【符号の説明】

LH インダクタンス

DH ダイオード

Tr トランス

A 一次コイルのピックアップ

W1 一次コイル

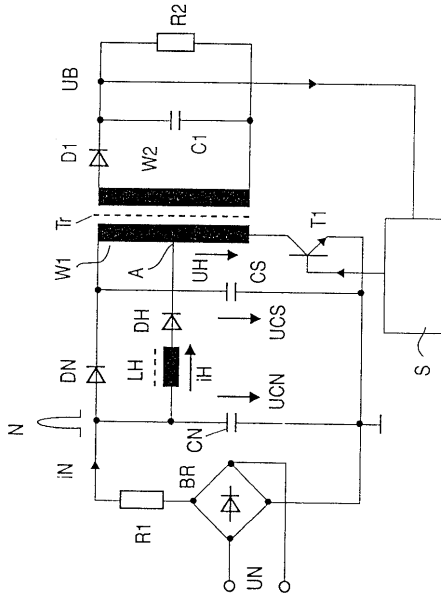
CN、DN 電荷コンデンサ

UN 電源ライン電圧

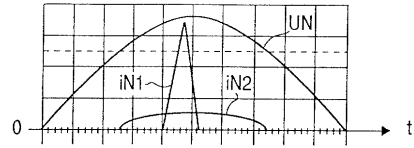
30

CS 蓄電コンデンサ

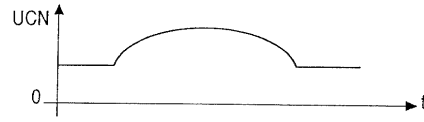
【 図 1 】



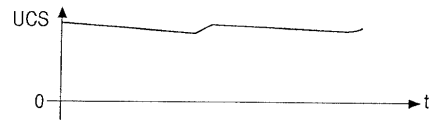
【 図 2 a 】



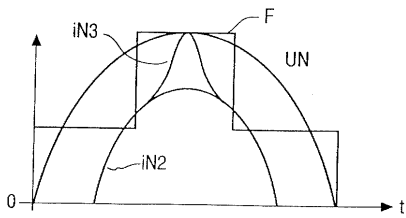
【 図 2 b 】



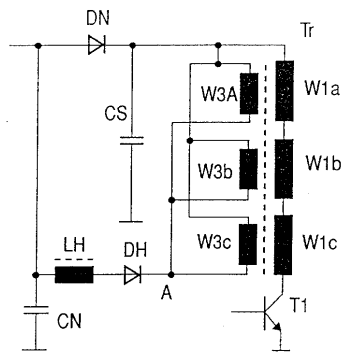
【 図 2 c 】



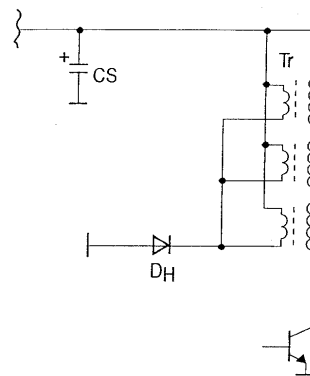
【 図 2 d 】



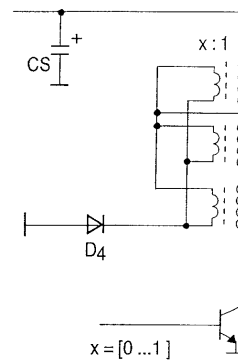
【 図 3 】



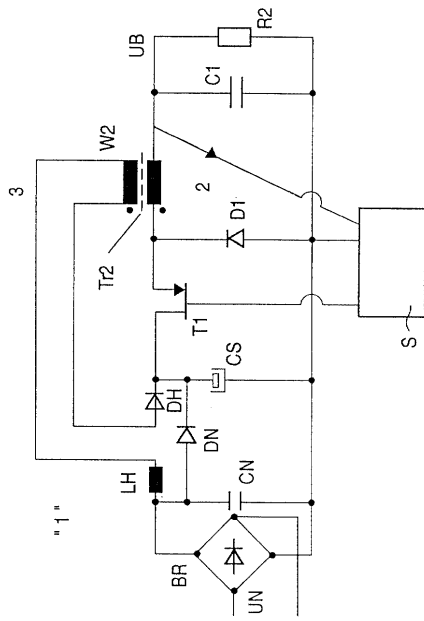
【 図 4 】



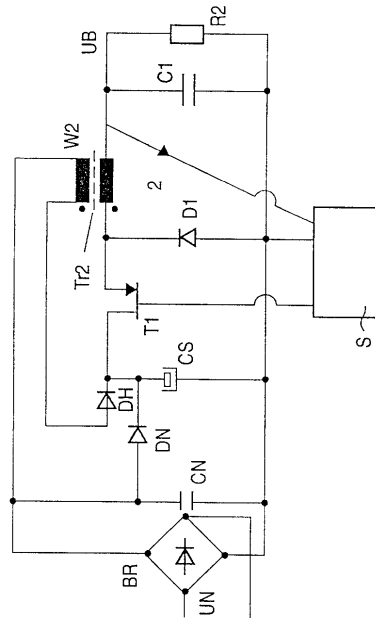
【 図 5 】



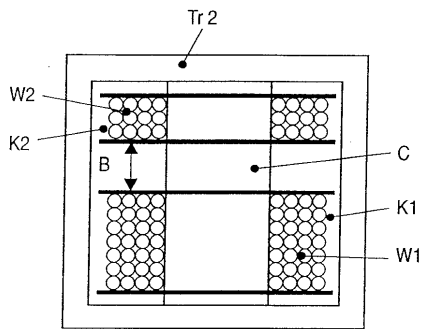
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

- (72)発明者 ホセ イー ロドリゲス - デュラン
ドイツ連邦共和国, デー - 7 8 0 5 0 ヴィリンゲン - シュヴェニンゲン, ブレンドヴェ
ーク 1 6 番地
- (72)発明者 ジェラルド モリゾ
ドイツ連邦共和国, デー - 7 8 0 4 8 ヴィリンゲン - シュヴェニンゲン, コプスプール
4 8 番地
- (72)発明者 ハラルド ロス
ドイツ連邦共和国, デー - 7 8 0 8 7 モエンヒヴァイレル, オベレル ミューレン
ストラーセ 5 6 番地
- (72)発明者 トーマス シュルツ
ドイツ連邦共和国, デー - 7 8 1 1 2 ザンクト ゲオルゲン, ギンステルヴェーク
8 6 番地

審査官 櫻田 正紀

- (56)参考文献 特開平 0 6 - 2 1 7 5 3 5 (J P , A)
国際公開第 9 2 / 0 2 9 8 3 (W O , A 1)
特開平 0 5 - 0 5 6 6 6 5 (J P , A)
特開平 0 1 - 2 2 2 6 5 6 (J P , A)
実開昭 6 1 - 0 5 5 4 8 6 (J P , U)
特開 2 0 0 1 - 2 6 8 8 9 6 (J P , A)
欧州特許第 0 7 0 0 1 4 5 (E P , B 1)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B名)

H02M 1/00-1/30

H02M 3/00-3/44

H02M 7/00-7/40