

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4659037号
(P4659037)

(45) 発行日 平成23年3月30日(2011.3.30)

(24) 登録日 平成23年1月7日(2011.1.7)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/28 (2006.01) HO2M 3/28 Q
 HO2M 3/28 H

請求項の数 35 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2007-528054 (P2007-528054)	(73) 特許権者	503062253
(86) (22) 出願日	平成17年8月19日 (2005.8.19)		アナログ ディヴァイスィズ インク
(65) 公表番号	特表2008-511272 (P2008-511272A)		アメリカ合衆国・マサチューセッツ・02
(43) 公表日	平成20年4月10日 (2008.4.10)		062・ノーウッド・ワン・テクノロジー
(86) 国際出願番号	PCT/US2005/029617		・ウェイ (番地なし)
(87) 国際公開番号	W02006/023767	(74) 代理人	100064908
(87) 国際公開日	平成18年3月2日 (2006.3.2)		弁理士 志賀 正武
審査請求日	平成19年3月27日 (2007.3.27)	(74) 代理人	100089037
(31) 優先権主張番号	10/922,504		弁理士 渡邊 隆
(32) 優先日	平成16年8月20日 (2004.8.20)	(74) 代理人	100108453
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 村山 靖彦
		(74) 代理人	100110364
			弁理士 実広 信哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マイクロトランスを使用した電力および情報信号の伝送

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

発振信号を出力するためのインダクタと静電容量とを具備するタンク回路と、
 前記タンク回路に接続されているコイルドライバと、
 前記コイルドライバを電圧源に接続するためのスイッチと、
 前記電力変換器の出力が閾値から外れたことを示す信号であって、前記外れたことに
 応答して前記スイッチを制御する信号を出力するために、前記電力変換器の出力端に接続さ
 れたフィードバック・ネットワークと、を有し、

前記コイルドライバは、第1スイッチングトランジスタと第2スイッチングトランジスタ
 とを持っており、

前記第1スイッチングトランジスタおよび第2スイッチングトランジスタのそれぞれは
 、第1端と、制御端と、第2端とを持っており、前記第1スイッチングトランジスタの第
 1端と前記第2スイッチングトランジスタの第1端とが接続されており、

前記第1スイッチングトランジスタおよび第2スイッチングトランジスタの各第2端は
 、他のトランジスタの前記制御端に接続されており、

前記スイッチは、前記コイルドライバを前記電圧源に接続するために、前記電圧源に接
 続された第1端と、前記コイルドライバの前記第1および第2スイッチングトランジスタ
 の両方の第1端に接続された第2端とを有し、

前記フィードバック・ネットワークは、前記信号としてPWM制御信号を出力する構成
 を有することを特徴とする電力変換器。

【請求項 2】

前記電力変換器は、トランスを有しているとともに、
 前記タンク回路は、前記トランスの一次巻線を有しており、
 前記電力変換器は、さらに、前記トランスの二次巻線と、前記二次巻線に接続された整流器とを有している請求項 1 に記載の電力変換器。

【請求項 3】

前記タンク回路に接続された整流器であって整流された出力を供給する整流器と、
 前記整流器に並列に接続されたフィルタと、をさらに有する請求項 1 に記載の電力変換器。

【請求項 4】

前記整流された出力には、直列に接続されるインダクタをさらに具備していない請求項 3 に記載の電力変換器。

10

【請求項 5】

前記スイッチは、前記タンク回路の周波数の $1 / 100$ 以下の周波数でスイッチングされる請求項 1 に記載の電力変換器。

【請求項 6】

前記電力変換器は、トランスを有するとともに、
 前記タンク回路は、前記トランスの一次巻線を有しており、
 前記電力変換器は、さらに、前記トランスの二次巻線と、前記二次巻線に接続された整流器とを有しており、

20

前記トランスは、電氣的絶縁をもたらすものであり、
 前記フィードバック・ネットワークは、前記出力端と前記スイッチとの間にある絶縁バリアをさらに有する請求項 1 に記載の電力変換器。

【請求項 7】

前記トランスは、基板上に集積化されている請求項 6 に記載の電力変換器。

【請求項 8】

前記トランスは、基板上に集積化されている請求項 2 に記載の電力変換器。

【請求項 9】

前記論理信号についての調節された出力を提供するために、前記スイッチを制御するための論理信号入力であって、前記電力変換器の出力端に接続されている論理信号入力をさらに有し、

30

それによって、論理信号および電力を伝送する請求項 1 に記載の電力変換器。

【請求項 10】

前記論理信号は、電氣的絶縁を行うためにトランスを渡る前記出力端に印加される請求項 9 に記載の電力変換器。

【請求項 11】

前記スイッチを制御するための論理信号入力をさらに有し、
 前記電力変換器は、前記電力変換器の出力端に前記論理信号の調節された出力を供給する出力回路をさらに有し、

それによって、論理信号および電力を伝送する請求項 1 に記載の電力変換器。

40

【請求項 12】

前記出力信号は、電圧源からの入力電圧よりも高い電圧を持つ請求項 11 に記載の電力変換器。

【請求項 13】

前記タンク回路は、電氣的絶縁を行うためにトランスの一次巻線を有する請求項 11 に記載の電力変換器。

【請求項 14】

前記電力変換器は、唯一のトランスを具備している請求項 13 に記載の電力変換器。

【請求項 15】

前記タンク回路は、 10MHz 以上の周波数を持っている請求項 13 に記載の電力変換

50

器。

【請求項 16】

前記タンク回路は、100MHz以上の周波数を持っている請求項15に記載の電力変換器。

【請求項 17】

前記出力回路は、FETドライバを有している請求項11に記載の電力変換器。

【請求項 18】

少なくとも第1巻線と第2巻線とを有しており、前記第1巻線から第2巻線に電力を伝達する鉄コアのない第1オンチップ・トランスと、

正フィードバック構成に接続された複数のトランジスタを有し、前記複数のトランジスタのそれぞれは第1端と制御端と第2端とを持っており、前記トランジスタの第2端が前記第1巻線に接続されたコイルドライバと、

前記コイルドライバを電圧源に接続するためのスイッチであって、前記電圧源に接続された第1端と、前記トランジスタの第1端に接続された第2端と、制御端とを有するスイッチと、

前記第2巻線上の信号から導出されたフィードバック信号を前記スイッチの制御端に接続するフィードバック回路と、

を有することを特徴とする電力変換器。

【請求項 19】

前記第1巻線と第2巻線とは、異なるグラウンドに関連付けられているとともに、電氣的に絶縁されている請求項18に記載の電力変換器。

【請求項 20】

前記第1巻線と第2巻線とは、異なるグラウンドに関連づけられているとともに、電氣的に絶縁されており、前記フィードバック・ネットワークは、前記第2巻線側から前記第1巻線側に信号を供給するための絶縁バリアを有する請求項18に記載の電力変換器。

【請求項 21】

前記第1巻線は、約100MHz以上の共振周波数を持つタンク回路を形成するために、コンデンサに並列に接続されている請求項18に記載の電力変換器。

【請求項 22】

前記電力変換器は、DC-DC電力変換器である請求項18に記載の電力変換器。

【請求項 23】

第1巻線と第2巻線とを具備した第2オンチップ・トランスをさらに有し、前記第2オンチップ・トランスは、論理信号を連結するためのものである請求項18に記載の電力変換器。

【請求項 24】

前記第1トランスの第1巻線は、前記第2トランスの第1巻線のものと同じグラウンドであって、各トランスの第2巻線のものとは異なるグラウンドに関連づけられている請求項23に記載の電力変換器。

【請求項 25】

第1巻線で信号を受信するとともに、前記受信された信号から絶縁された信号を第2巻線で出力する第1マイクロトランスと、

正フィードバック構成に接続された複数のトランジスタを有し、前記複数のトランジスタのそれぞれは第1端と制御端と第2端とを持っており、前記トランジスタの第2端が前記第1巻線に接続されたコイルドライバと、

前記コイルドライバを前記電圧源に接続するためのスイッチであって、前記電圧源に接続された第1端と、前記トランジスタの第1端に接続された第2端と、制御端とを有するスイッチと、

前記第1マイクロトランスの第2巻線から出力された信号が調節されて形成されたDC信号を受信するための出力端と、

前記出力端と前記スイッチの制御端との間に配置されたフィードバック回路とを有し、

10

20

30

40

50

前記フィードバック回路は、第2マイクロトランスを有するとともに、前記DC信号の電位が閾値から外れたことを示すPWM制御信号を出力することを特徴とする電力変換器。

【請求項26】

コンデンサに並列に接続されたコイルを有するタンク回路と、

正フィードバック構成に接続された複数のトランジスタを有し、前記複数のトランジスタのそれぞれは第1端と制御端と第2端とを持っており、前記トランジスタの第2端が前記タンク回路の入力に接続されているコイルドライバと、

電源に接続された第1端と、前記トランジスタの第1端に接続された第2端と、制御端とを有するスイッチング回路と、

前記タンク回路の出力が閾値から外れたことを示す信号であって、前記外れたことに応答して前記スイッチング回路を制御する信号を前記スイッチング回路の制御端に出力するために、前記タンク回路の出力側に接続されたフィードバック・ネットワークと、を有し、

前記タンク回路は、10MHz以上の周波数で発振するものであり、

前記フィードバック・ネットワークは、前記信号としてPWM制御信号を出力することを特徴とする電力変換器。

【請求項27】

前記タンク回路のコイルは、トランスの一次巻線である請求項26に記載の電力変換器

【請求項28】

前記トランスは、鉄コアのないオンチップ・トランスである請求項27に記載の電力変換器。

【請求項29】

前記静電容量は、個別コンデンサを有している請求項26に記載の電力変換器。

【請求項30】

前記タンク回路を電圧源に接続するための少なくとも1つのトランジスタを具備するスイッチング回路をさらに有し、

前記静電容量は、前記スイッチング回路における前記少なくとも1つのトランジスタによって提供される請求項26に記載の電力変換器。

【請求項31】

前記スイッチング回路は、第1トランジスタおよび第2トランジスタを有し、

前記第1トランジスタおよび第2トランジスタそれぞれの制御ポートは、前記第1トランジスタおよび第2トランジスタの他方の一方端に接続されてたすきがけされている請求項30に記載の電力変換器。

【請求項32】

前記周波数は、約50MHz以上である請求項26に記載の電力変換器。

【請求項33】

前記周波数は、約100MHz以上である請求項26に記載の電力変換器。

【請求項34】

一次巻線および二次巻線を持っているトランスと、

正フィードバック構成に接続された複数のトランジスタを有し、前記複数のトランジスタのそれぞれは第1端と制御端と第2端とを持っており、前記トランジスタの第2端が前記トランスの一次巻線に接続されているコイルドライバと、

電圧源に接続された第1端と、前記トランジスタの第1端に接続された第2端とを有するスイッチと、

直流出力を提供するために前記二次巻線に接続された整流器と、を有する回路であって、

前記スイッチは、倫理情報信号によって制御される制御ポートを持ち、

前記回路は、唯一のトランスを介して電力変換をするものであり、

10

20

30

40

50

前記整流器の出力が閾値から外れたことを示す信号であって、前記外れたことに応答して前記スイッチを制御する信号を出力するために、前記整流器の出力側に接続されたフィードバック・ネットワークをさらに有し、

前記フィードバック・ネットワークは、前記信号としてPWM制御信号を出力することを特徴とする回路。

【請求項35】

一次巻線と二次巻線とを持つ第1トランスと、

正フィードバック構成に接続された複数のトランジスタを有し、前記複数のトランジスタのそれぞれは第1端と制御端と第2端とを持っており、前記トランジスタの第2端が前記第1トランスの一次巻線に接続されたコイルドライバと、

電圧源に接続された第1端と、前記トランジスタの第1端に接続された第2端とを有するスイッチと、

直流出力を供給するために前記二次巻線に接続された整流器と、

トランジスタの制御ポートに接続されたドライバとを有する回路であって、

前記スイッチは、論理情報信号によって制御される制御ポートを持ち、

前記回路は、前記論理情報信号を前記制御ポートに印加するための一次巻線および二次巻線を具備する第2トランスをさらに有し、

絶縁された電力変換と論理信号伝送とを提供するために、前記第1トランスおよび第2トランスの前記一次巻線は、第1グラウンドにそれぞれ関連づけられているとともに、前記第1トランスおよび第2トランスの前記二次巻線は、第2グラウンドにそれぞれ関連づけられており、

前記論理情報信号を出力する構成であって、前記整流器の出力が閾値から外れたことに応答して前記論理情報信号を出力するとともに、前記論理情報信号をPWM制御信号として出力するフィードバックネットワークをさらに有することを特徴とする回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、マイクロトランスを使用した電力および情報信号の伝送に関するものである。

【背景技術】

【0002】

デバイス間での電気（直流電気）絶縁は、入力回路と出力回路との間にある絶縁バリアを具備する絶縁装置として提供することができる。入力回路は第1グラウンドに関連づけることができ、出力回路は別個の第2グラウンドに関連づけることができる。第2グラウンドは第1グラウンドから電氣的に絶縁されており、それらの間には電流が流れない。

【0003】

さらに、情報信号の絶縁された伝送を提供するために、そのようなデバイスは、通常、電源によって駆動されるものであって相互に絶縁された入力回路および出力回路を持つ。例えば、2つの別々の電源が別個のグラウンドを持つ態様として、または、前記バリアの一方側から前記バリアの他方側に電力を供給するために電力を誘導するためのディスクリークのトランスで絶縁されたDC-DC変換器を具備することで、前記電源を提供することができる。

【0004】

図1は、フルブリッジ・フォワードDC-DC変換器の一例を示している。変換器100は、スイッチングトランジスタMP1, MP2, MN1およびMN2を持ち、トランスTR1を駆動する。4つのスイッチングトランジスタが全てPMOS型または全てNMOS型として実装することができる。典型的な動作としては、第1に、トランジスタMP1およびMN2が時間間隔DT ($0 < D < 1$) でオンになる。そのとき、トランジスタMN1およびMN2は時間間隔 $(1 - D) T$ でオンであり、ここで、Tは1周期の半分の時間を示す。次に、トランジスタMP2およびMN1はDTの時間分だけオンになる。そして

10

20

30

40

50

、トランジスタMP1およびMP2は1周期の期間オンになる。電圧または電力の伝送は電力が2つのDT期間の間だけ伝送されるように、変数Dによって制御される。

【0005】

第1DT区間の間、トランジスタMP1およびMN2が閉じている(オン)のとき、電流がトランスTR1の一次巻線102を通過して供給されるとともに、二次巻線での誘導が整流器106と、フィルタ108と、負荷(図示せず)とに伝達される。前記負荷は、出力端V(OUT)と出力側グランドGNDB(前記入力側GNDAとは区別されている)との間に接続されている。また、電流が前記トランスの磁化インダクタンスを充電するように図示されている。この磁化インダクタンスは、トランジスタMP2およびMN1がターンオンしたとき、第2DT区間で放電される。

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

小型絶縁器を製造するために、マイクロトランスが使用できる。ここで使用されている「マイクロトランス」は、少なくとも1つの巻線が平面加工法を使用して形成されている小型トランスを意味する。前記平面加工法は、半導体技術を含むがこれに限定されるものではない。望ましくは、前記「マイクロトランス」は、同一または類似基板上で他の回路素子との内部接続を容易にする。平面巻線は、シリコン基板、またはプリント回路基板(PCB)または他の材料の表面(側面または上)に形成されることができる。マイクロトランスは、その巻線の両方が半導体基板の表面に形成されている場合であって、その基板に対して潜在的に接触しているまたは間隔をあけられている場合、「オンチップ」であると言われる。オンチップ・マイクロトランス、特に「空芯」マイクロトランスの実例は、同一出願人によるものであって、2002年8月8日に出願されて、公開番号2003/0042571号として刊行された米国特許番号6,291,907号および米国特許出願第10/214,883号に示されており、その両方の全てが引用によってここに組み込まれている。通常、マイクロトランスは、小さいインダクタンス(L)と大きい直列抵抗(R)とを持っているので、L/Rの値が小さい。前記区間DTは、L/Rよりも短くしなければならず、または、前記トランスが電流を飽和状態にさせて、直列抵抗Rを渡る電圧降下によって効率を下げる。また、フィルタ・インダクタLpがマイクロインダクタとして形成されている場合、高い直列抵抗のために、さらに効率が下がる。大きいフィルタ・インダクタンスは、マイクロトランスを構成することが困難となる場合があるので、変換器出力のリプルを最小にするためにフィルタ・コンデンサC2の値を高くすることが好ましい。大きいフィルタ・コンデンサの使用は、一般的に、小さい絶縁器を製造する目的に反する。

20

30

【0007】

マイクロトランスを使用するために、いくつかのデバイスで共振スイッチングさせるトランジスタスイッチの駆動に、高いスイッチング周波数が使用される。しかし、周波数が高くなって、DTが小さくなるにしたがって、前記制御回路はより複雑で扱いにくいものとなる。

【課題を解決するための手段】

40

【0008】

ここで説明された実施形態は、例えばコイルの使用を介して、絶縁バリアを横切って電力を供給することができる電力変換器を有している。実施形態は、オンチップ・マイクロトランスを具備した電力変換器を有している。前記オンチップ・マイクロトランスは、鉄コアを持つ必要がない。コイルドライバは、測定されている出力電力によって制御される手段で、電源に接続されることができる。ここで説明された他の実施形態は、絶縁のあるなしにかかわらずに使用できるFETドライバを有している。

【0009】

回路で使用されるトランスは、空芯デバイスとすることができるとともに、半導体プロセス技術を使用して1つ以上の基板上に非常に小さいデバイスとして形成することもでき

50

、その結果、小型装置を製造することができる。その他の特徴および利点は、以下の詳細な説明、図面および特許請求の範囲の記載から明らかになる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

ここで本発明は、以下の説明または図面に示される構成部材のセットの詳細な構成および配置の適用に限定されないとともに、他の実施形態が可能であり、各種の方法で使用または実施することができる。また、本実施形態で使用されている表現および用語は、説明のためのものであって、限定的に解釈するべきでない。本実施形態で使用される「有する」、「具備する」、「持っている」、「含有する」、「内包する」およびそれらのパリエーションは、以下に記載されたアイテムおよび追加アイテムに加えてそれらの等価物をも包含することを意味する。本実施形態の態様は、別個にまたは様々に組み合わせて実施することが可能であり、図示されているものおよび図示されていないものの両方であって、各実施形態で示したまたは説明したものは実施例であって非限定的なものであることを意図している。

10

【0011】

本実施形態は、マイクロトランスを使用して出力する第2絶縁電源から出力された信号によって動かされる絶縁器について説明する。

【0012】

図2Aにおいて、絶縁電力コンバータ200の具体例の第1実施形態の概略回路図が示されている。電圧源V_{dd}は、スイッチ212を介してコイルドライバ210に接続されている。コイルドライバは、トランジスタQ_{MP1}、Q_{MP2}、Q_{MN1}およびQ_{MN2}を有している。トランジスタQ_{MP1}、Q_{MP2}、Q_{MN1}およびQ_{MN2}は、ポジティブフィードバック構成に接続されている。これらのトランジスタは、それらのゲートがそれらのオン・オフを切り替える制御回路に直接接続されないことが望ましいが、電圧源への接続にはスイッチ212に依存する。

20

【0013】

オンチップ・マイクロトランスとして形成することが可能なパワートランスTR2を駆動するために、コンデンサC1は前記トランスの一次巻線202と並列に接続されており、LCタンクネットワークを形成している。前記タンクネットワークは、下記の数1で与えられる周波数fで切り替わる。

30

【0014】

【数1】

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

【0015】

ここで、Lは、一次巻線202のインダクタンスを示し、Cは、一次巻線の端から端までのものと、C1、および、前記4つのスイッチングトランジスタのゲート・ドレイン間の容量とを含めた全静電容量を示している。前記タンク回路は、別個(separate)のコンデンサを持つこととしてもよい。そうしなければ、その静電容量はそのトランジスタのゲート・ドレイン間の静電容量のみとなる。抵抗負荷が前記LCタンクネットワークを横断するように、電力が二次巻線204によって二次側(図示せず)の抵抗負荷に供給される。前記周波数fは、望ましくは10MHz以上であり、さらに望ましくは約50MHz以上であり、なおもって望ましくは約100MHz以上である。一つの実施形態としては、前記一次巻線のインダクタンスは約12nHであるとともに、前記周波数は約100MHzであり、その静電容量は約200pFとする。

40

【0016】

集積トランスTR2のL/Rの値が小さいことと、鉄トランスコアを欠いている(lack)

50

こととによって、前記タンクネットワークは、比較的高い周波数に切り替わるとともに、電流飽和を避けることと高い能率を持つことの両方をもつものになる。前記タンクネットワークの効率は、下記の数2で与えられるそのタンクのQに比例している。

【0017】

【数2】

$$Q = \omega \frac{L_{202}}{R_{202}}$$

10

【0018】

ここで、L202およびR202は、それぞれ、一次巻線202のインダクタンスと直列抵抗である。また、二次巻線は、効率に寄与する。

【0019】

図3において、タンク回路は、一次巻線の端から端までの静電容量Cに並列に接続された一次巻線インダクタンスL202に、さらに並列に接続された実負荷抵抗RLおよび抵抗Rpのようにモデル化することができる。抵抗Rpは、公式Rs(Q²+1)で与えられるタンク損失を示す。ここで、Rsは、一次巻線の直列抵抗である。RpとRLとの関係は、タンク回路の効率を決定する。Rpが無限に大きいとした場合、すべてのエネルギーが負荷抵抗RLに伝達されることとなる。Rpの値が小さければ小さいほど、Rpで失われたものであって負荷への伝達に利用できないものであるタンクのエネルギーの割合が大きくなる。

20

【0020】

トランスの一次巻線から二次巻線までが理想的な結合ではないことは、いくらかのエネルギー損失があることを意味する。空芯トランスにおける積み重ねコイルの典型的な具体例では、0.9の結合係数が達成可能であることが明らかとなっている。しかしながら、発振を持続するためのタンク回路については、抵抗RpとRLの並列な組み合わせの値が1/gmよりも大きくなるべきである。ここで、gmはそのスイッチの相互コンダクタンスである。

【0021】

前記タンク回路に常時通電することはしないことによって、いくらかの電力が節約できる。所定割合の時間において、非通電にしても、十分な電力量を負荷に伝送することができる。この能力は負荷の電力需要に依存する。

30

【0022】

前記タンク回路を非通電にするために、スイッチ212の状態がライン214上に出力されるパルス幅変調(PWM)信号によって制御される。このようにして、トランスTR2は、前記LCタンク回路の平均「ON」時間を通じて制御されている平均電力の状態で、電力がより大きな効率で伝送されるように、変調信号によって駆動される。この制御は、図1に示すような典型的なフルブリッジ・コンバータのように、一次コイルに入る高周波数信号のデューティサイクルを制御する必要性を無くす。

40

【0023】

二次巻線204上の信号は、整流器216を通じて容量型フィルタ218に提供される。容量型フィルタ218としては、コンデンサC2を使用することができる。前記コンデンサは、外付けのチップとしてもよいが、外付けのバイパスコンデンサはまた高い等価直列インダクタンスを持つので、何らかのオンチップ・キャパシタンスであることがまた望ましい。約5ボルトとすることができる結果信号は、RLによって表現された負荷を横切って提供される。

【0024】

使用目的によって、電圧制御が望まれている場合、図2Aに示すような動的スイッチ制御回路が実装することとしてもよい。この制御回路は、出力電圧をモニタして、比較器2

50

24において基準源226から出された基準電圧とその出力電圧とを比較する。図2Aに示されるように、前記比較される電圧は、ノード228で接続された抵抗R1とR2からなる抵抗分圧器を使用して、ノード222での出力電圧を縮小したものとすることができ、その結果、ノード228での電圧が基準源226から出された基準電圧と実際に比較される。ノード228での電圧が基準電圧よりも高い場合（すなわち、必要とされるものよりも高い場合）、比較器224の出力が低値に駆動され、ライン234を介してエンコーダ232に供給される。エンコーダ232は信号によってトランスTR3の一次巻線242を駆動するとともに、トランスTR3の二次巻線244がデコーダ246の入力に対応信号をつなぐ。応答として、デコーダ246は、LCタンクネットワークを制御するためにライン214上に制御信号を出力する。ノード228上でスケールされた出力電圧が基準源226によって設定された閾値の下まで下がる場合、比較器224の出力が高くなり、エンコーダ232はトランスTR3を通じて対応信号をデコーダ246に伝送する。そして、デコーダ246は、前記LCタンクを発振させるために、スイッチ212を閉じるように、制御信号をライン214上に伝送する。

10

【0025】

パワートランスTR2の二次コイル204の直列抵抗によって、ノード222での実際の出力電圧はその出力電流に依存するので、その結果、制御が可能となる。

【0026】

トランスTR2およびTR3は、マイクロトランスであることが望ましい。パワートランスTR2と制御信号トランスTR3との製造には、同一プロセスを使用することができ、または、それらは異なる方法で別個に製造することもできる。前記2つのトランスの「左」側の回路は、第1グラウンドのGNDA（黒く塗りつぶされた下向き三角形で示された）に関連づけられているが、前記2つのトランスの「右」側の回路は、前記第1グラウンドから電気的に絶縁された別個のグラウンドのGNDB（オープン下向き三角形で示された）に関連づけられている。

20

【0027】

図2Bは、図2Aの回路についての1組の波形例を示す。ノード222での出力電圧は、例えば、約+/-50mVのリプルがあるような約5ボルトの直流信号として示されている。ノード222上の信号が閾値よりも下がったとき、比較器224はライン234上にハイ信号を出力する。この信号は、符号化信号を出力するエンコーダ232に供給される。図2Bで示すような符号化信号の一実施形態は、立ち上がりエッジに対するダブルパルスと立ち下がりエッジに対するシングルパルスとを使用することである。デコーダ246は、符号化信号を検出して、スイッチ212を開閉させる信号であって、ライン234上に前記信号を遅延させ且つ反転させた信号を出力する。ノード214上の信号が低くなると、スイッチ212は、前記タンク回路が発信信号を出力することを許可するために、タンク回路の部品によって決定された周波数（例えば約100MHz）で、閉じる。そして、この信号は、二次巻線204によって整流器216に供給される。その整流信号は、ノード222において図2Bに示すものと同様な信号を生成するために、容量型フィルタ218によってフィルタリングされる。

30

【0028】

図4および図5を他の実施形態として参照すると、コイルドライバと整流器と容量型フィルタとは図2Aにおけるものと同様であるが、制御回路は異なる構成で具備されている。図4に示す実施形態では、縮小(scaled down)出力電圧は、誤差電圧を生成するために、増幅器402（図2Aの比較器224に換えて）に出力される。誤差電圧は、比較器406において、ノコギリ波発生器404から出力されたノコギリ波信号（固定周波数）と比較される。その結果、固定周波数PWM制御信号がライン408上に生成されるとともに、エンコーダ232に供給される。これは図2Aに示すものと同様の方法でスイッチを制御するためのものである。

40

【0029】

図4の整流器410は、その整流器の出力にインダクタ・フィルタを直列に接続せずに

50

、容量型フィルタとして動作するコンデンサC2と簡易ブリッジ回路(ダイオードD1~D4を有する)とで構成することができる。他の整流構造を使用することとしてもよい。例えば、図5の実施形態において、整流器は、2つのダイオードD1およびD2と、トランスTR2の一部である中央タップ・二次トランス巻線204'とだけを持つ。

【0030】

図2A, 図4および図5に示したフィードバック手段に代わる手段として、電力変換器が、固定のまたは他の手段によってプログラムされた所定デューティサイクルに設定されているPWMタンクをスイッチするための制御信号によって、実行されるもの、とすることができる。

【0031】

これらの装置は、入力電圧に関連した特定の所望出力電圧によって、昇圧または降圧トランスのいずれかを提供するものを、トランスTR2の巻線の巻数比を選択することによって構成することができる。一実施形態として、二次巻線は、一次巻線の巻数の2倍の巻数となっており、その結果、一次巻線の4倍のインダクタンスを持つ。トランスTR2を渡って伝送される電力は、通常100mWより大きいとともに、500mW以上としてもよく、1W(あるいはさらに大きい)まで上げることができる。

【0032】

論理データの伝送と電力の伝送とのためのマイクロトランスの使用は、また、フィードバック経路における他の制御信号に必要とされるようなマイクロトランスの使用は、絶縁機能の全てを集積化することを簡単にすることができる。すべてのトランスの作成に同じ製造プロセスが使用でき、これはたとえ異なるプロセスが使用できる場合であってもである。さらに、単方向または双方向の各種のデータチャネルが任意数の電源内蔵型絶縁器を提供するために加えられることとしてもよい。単一のトランスが電力およびデータの伝送の両方に使用できる。例えば、入力デジタル信号またはそれから誘導された信号は、タンクスイッチ212の制御に使用することができる。そして、前記電力変換器における変調信号から入力デジタル信号を復号化するための受信部を追加することもできる。

【0033】

電力変換するためのこれらの手法は、電力バス経路選択が困難であるかまたは別個の供給電圧が必要であるような、別個のチップの部分において信号絶縁が電力を得るための構成要素ではないところに、使用することもできる。その結果、マイクロトランスを使用しているこれらの回路は、別の電圧を供給するために、利用可能な供給電圧の局所的な昇圧または降圧を提供することに使用できる。

【0034】

あらゆる好適なマイクロトランスの設計が使用できるが、これらの実施形態では上述のマイクロトランスは、「空芯」トランスと呼ばれることもある無鉄心トランスであることが望ましく、オンチップであることが望ましい。しかしながら、上述の回路は、鉄コアのトランス、PCBの両側に形成されたマイクロトランス、または既知の不連続(discrete)ワイヤ巻線で形成されたトランスを使用することができる。無鉄心トランスでは、(a)トランス巻線を非常に接近させた状態に製造すること、および(b)高周波でそのトランスを動作させることで、効率を上げることができる。本実施形態では、使用するコアの要件として、厚さ、重さ、およびコストを追加することができ、また、低周波の使用を要求することもできる。さらに、同一の大きさのコイルとしながら、空芯コイルを使用しているコイル巻線間についてより高い値の絶縁を通常得ることができるが、とはいっても、本実施形態はコアの使用を排除するものではない。集積回路の金属層を作成するために、多くの場合がその素材としてアルミニウムを使用する。前記金属層がトランスのコイル巻線に使用されるとき、それが抵抗を下げるとともに、L/R比を増加させるので、ボトムコイルの厚さを向上させることに役立てることができる。

【0035】

一方または両方のコイル巻線が金属プロセスをせずに形成されることとしてもよい。すなわち、一方または両方のコイル巻線が半導体素子および回路を形成するプロセスで使用

10

20

30

40

50

されるものとは異なる金属で形成されることとしてもよい。動作の後処理または動作の続きにおいて、回路素子が形成された後、前記トランスは、既に回路素子が形成されている基板上に蒸着される金または他の金属で加工されることとしてもよい。この手法は、コイル巻線が典型的な金属層よりも厚く作られることを許容し、例えば、CMOSプロセスがスイッチングトランジスタおよび他の構成要素を形成することに使用される。一つの実施形態として、オンチップ・マイクロトランスは金属の3つの層をもつ基板で構成され、その基板は、基板表面から、ウエハ保護層と、前記ウエハ保護層上に形成されて接合パッドをうずまき線のセンタに接続する第1金属層と、第1絶縁層と、ビアを介して前記第1金属層に接続された第1ボトム巻線と、第2トップ巻線との層が形成されたものとして行うことができる。なおも更なるバリエーションまたは代替実施形態として、他の構成要素が利用するために形成された後、例えばCMS加工で、酸化物またはポリイミド層のような誘電体が、所望の厚さ、基板上に形成されることとしてもよく、次に、この層の上にコイル巻線が形成されることとしてもよい。そのような手法は、基板から離れたボトムコイルを解消し、ボトムコイルから基板までの静電容量を減少させる。誘電体の一例であるポリイミドは、巻線を区分けするような構成で使用することができるとともに、より良い静電的放電性質を持つ傾向があって、より多くの酸化物を良好に通り返けるレジストパンチのような構成で使用することができるが、酸化物を使用することもできる。

【0036】

2つのトランスTR2およびTR3は、同一構造である必要はない。例えば、トランスTR3のなかのコイル244は、低抵抗である必要はないので、他のコイルとは別に作ることができる。

【0037】

図2A、図4および図5で示された電力伝送(DC-DCコンバータ)装置は、集積回路製造技術を使用して製造されたものであって、集積回路パッケージにおける安価な信号および電力の伝送を提供するとともに、絶縁を提供するものである、組み込まれた特許および出願で開示されたもののような絶縁器を組み合わせることができる。

【0038】

図6を参照すると、この概略図は、電力変換器が2つの基板602および604上にどのように形成することができるかを示している。論理信号入力がノード606に加えられ、基板602上の回路と、各トランスTR5、TR6およびTR7の一方のコイルとが第1グラウンドGNDAに接続されている。これらのトランスは、マイクロトランスとすることができ、また、無鉄心オンチップ・トランスとすることができ、信号出力がノード608に加えられ、基板604上の回路と、前記各トランスの他方のコイルとが第2グラウンドGNDBに接続されている。送信回路610は、ノード606に加えられた入力情報(例えば、論理)信号を受信して、トランスTR7の一次巻線612を駆動する。トランスTR7の二次巻線614は、対応する波形を受信回路616に出力する。前記受信回路は、受信された波形を復号化して、入力信号606を再生させた出力信号608をつくる。前記送信回路および受信回路の動作および構成は、例えば、前記の本願明細書に組み込まれた文書で開示されたものとしてもよい。

【0039】

望ましくは、図2Aにおけるコイルドライバ210と同様のコイルドライバ620は、Vddから入力を受けて、トランスTR6の一次巻線を駆動する。トランスTR6の二次巻線は、ノード630に平坦化された電力変換出力を供給するために、フィルタリング(図示せず)する整流器622に接続されている。また、前記電力変換出力は、トランスTR5の一次巻線に信号を供給する比較器624(図2, 4, 5の検出および比較回路とエンコーダ232との両方を有する)によって示されたフィードバック制御のためのフィードバックがある。TR5の二次巻線は、図2Aに示すようにスイッチを制御することなどによって、電源電圧とコイルドライバ620との間の関係を制御する制御信号を出力するデコーダ246に、信号を供給する。

【0040】

10

20

30

40

50

前記絶縁回路および電力変換回路は、あらゆる適当な方法でパッケージ化することができる。例えば、それらは、単一の電力変換器によって駆動される複数の絶縁器とすることができ、または、双方向絶縁器を具備することとしてもよい。前記電力変換器は、1つ以上の絶縁器の受信回路に対して、または1つ以上の他の絶縁器の送信回路（またはチャンネル）に対して、絶縁された電力を供給することができる。前記トランスは、基板604上に作成されているように示されているが、基板602上に作成されることとしてもよい。図6では、2つの基板で実現していることを示しているが、より多くの基板を使用することができ、例えば、送信回路、受信回路、ドライバ回路、エンコーダ回路、またはデコーダ回路を具備しない1つ以上の分離された基板に共通の1つ以上のトランスを使用することができる。

10

【0041】

マイクロトランスに基づいた電力変換器は、電力および論理情報を供給する手法で、絶縁ゲート電界効果トランジスタ（IGFET）の出力のような、出力回路を駆動することを使用できる。図7Aおよび8AはIGFETドライバの2つの実施形態を示しており、図7Aでは論理信号および電力を別々に供給する2つのトランスがあり、図8Aでは電力および論理信号を提供するために電力変換器を調節する。

【0042】

図7Aおよび7Bを参照すると、電圧源は、スイッチ212を介して、コイルドライバに接続されている。そのコイルドライバは、図2Aの回路と同様の方法でトランスを駆動する。この場合、図7Bに示すFET IN論理信号は、ドライバ726に供給される。ドライバ726は、スイッチ212を制御するために約1MHzの周波数の制御信号722を出力する要素として、前記システムの入力周波数および出力容量を使用する。図7Bに示されているように、前記信号は、FET INと比較して、半分の周波数を持つとともに、反転され、且つ、遅延されている。信号722がロウのとき、前記スイッチは閉じられるとともに、コイル202（したがってコイル204）を渡る信号が、例えば10MHz以上の周波数で、望ましくは約100MHzの周波数で+5ボルトと-5ボルトとの間で高周波で発振する。

20

【0043】

コイル204は、3つの信号を出力するように巻かれている。その3つの信号のそれぞれは、そのトランスの入力側から絶縁されたグランドを基準として+15ボルトと+10ボルトと+5ボルトとに調整された電圧を出力するために、コンデンサに並列なダイオードを別々にフォワード・バイアスするように供給される。

30

【0044】

また、FET IN信号は、トランス720を渡る図7Bの信号によって示されるように、図2Aのものと同様な手法で、エンコーダ724と、トランス720と、デコーダ710とを介して出力される。デコーダ710の出力が絶縁された論理信号であってFET INを模倣した信号であるので、エンコーダ710に inputsする電圧は、5ボルトと0ボルトである。デコーダ710の出力は、ロウ側FETドライバ708に供給されるとともに、レベルシフタ712に供給されて、ハイ側FETドライバ706に供給される。前記レベルシフタは、デコーダ710からの信号を、0-5ボルトのレンジから10-15ボルトのレンジにシフトする。増幅器706、708は、それぞれ、IGFET702、704のそれぞれのゲートに接続されている。生じるFET OUT信号は、FET INの遅延バージョンであり、15ボルトで提供される。

40

【0045】

図8Aは、図7Aのものと同様な技術思想を利用する他の実施形態であるが、絶縁バリアを横切って電力および情報を伝送するために1つのトランスを使用する。図7Aのように、FET IN信号は、電圧源とタンク回路を駆動するコイルドライバとの間のスイッチを制御して、電力出力を調節する。図8Bに示されているように、FET IN信号は、前記スイッチを制御するとともに、前記スイッチが閉じているときに高周波発振信号を出力するタンク回路を制御する。前記タンク回路は、例えば、10MHz以上の、望まし

50

くは100MHz以上の高周波発振信号を出力する。

【0046】

図7Aのように、二次巻線が巻かれているとともに、+15ボルトと+10ボルトと+5ボルトとに調整された電圧を出力するために、そのトランスからの各ラインが、コンデンサに並列なダイオードに、別々に接続されている。ノード810での+5ボルトの出力は、抵抗負荷808を駆動するとともに、レベルシフタ816に出力されて、第1ドライバ814を15ボルト供給と10ボルト供給との間で駆動し、さらにまた第2ドライバ812を5ボルト供給とグランドとの間で駆動する。レベルシフタ816は、第1ドライバ814を駆動するために適度な電圧レンジで信号を第2ドライバ812に伝送する。図8Bに示すように、ノード810の信号は、FET INを反転したものであるとともに、

10

ハイのとき、小さなリプルを持つ。レベルシフタ816からの出力は、同様であるが、+15ボルトと+10ボルトとの間である。生じるFET OUT信号は、+15ボルトと0ボルトとの間あるとともに、FET IN論理信号に従う。

【0047】

図9は、上述の回路といくつか同様の技術思想を使用する非絶縁電力変換器900の一実施形態であり、図2Aにおけるコイルドライバの態様を有している。電圧入力VINは、比較的低い周波数の信号Vcontrolによって制御されるスイッチ902に接続されているとともに、コイルドライバ904は、正のフィードバックを提供するために、各トランジスタのソースを他のトランジスタのゲートに接続した、たすきがけPMOSトランジスタとして形成されている。コイルドライバ904は、コンデンサC3と第2インダクタL2

20

とに並列接続されている第1インダクタL1を備えるタンク回路906に接続されている。タンク回路906は高周波発振を起こし、それは整流器908に出力され、次いでフィルタリングコンデンサC4に出力されて、出力VOUTとなる。タンク回路が例えば100MHzの非常に高い周波数である間、スイッチ902の制御信号は約1MHzの周波数とすることがでる。この回路は、整流器からの出力に直列にインダクタが接続されていないことが望ましい。

【0048】

本発明の少なくとも1つの実施形態のいくつかの態様を説明したが、各種の変更、変形および改良が当業者にとって容易に行えることが理解される。そのような変更、変形および改良は、この開示の一部であることを意図しているとともに、本発明の趣旨および請求

30

【図面の簡単な説明】

【0049】

【図1】フルブリッジのスイッチングDC-DCコンバータについての典型的な従来技術の概略回路図である。

40

【図2A】絶縁電力コンバータの部分ブロックを示す概略部分回路図である。

【図2B】図2Aの回路についての1組の波形を示す。

【図3】タンク回路の回路図である。

【図4】図2Aの回路の代替実施形態である。

【図5】図2Aの回路の代替実施形態である。

【図6】図2Aに示すものと同様の回路の部分回路図を示す部分透視図である。

【図7A】絶縁FETドライバの回路図である。

【図7B】図7Aの回路における波形のグラフ図である。

【図8A】絶縁FETドライバの回路図である。

【図8B】図8Aの回路における波形のグラフ図である。

50

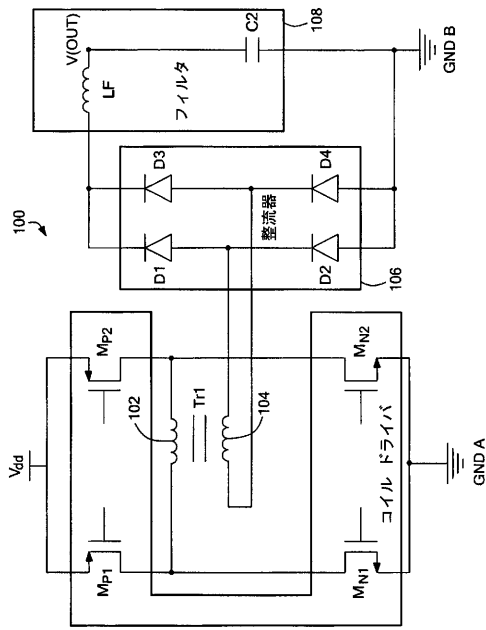
【図9】絶縁をせずに搭載されることができる電力コンバータの回路図である。

【符号の説明】

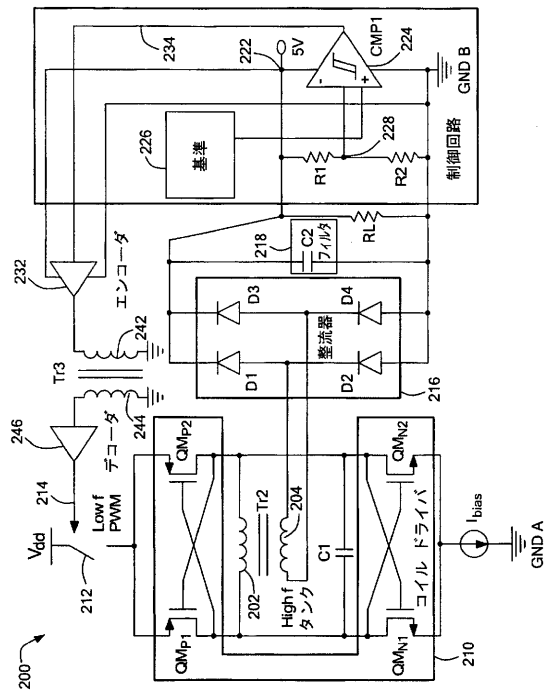
【0050】

- 210 コイルドライバ
- 212 スイッチ
- 216 整流器
- 218 容量型フィルタ
- 224 比較器
- 226 基準源
- 232 エンコーダ
- 246 デコーダ

【図1】



【図2A】



【 図 6 】

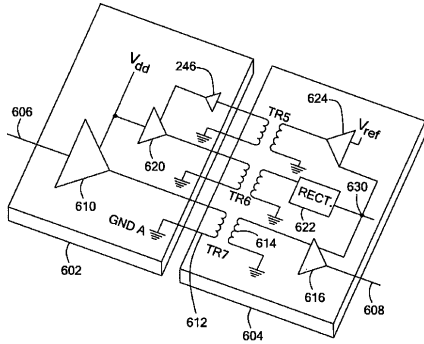


FIG. 6

【 図 7 A 】

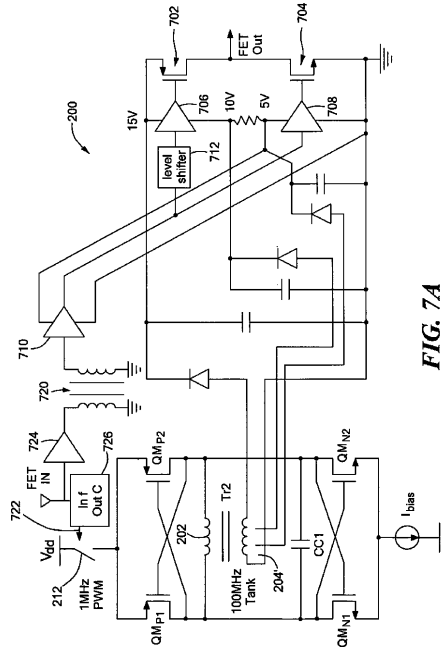


FIG. 7A

【 図 7 B 】

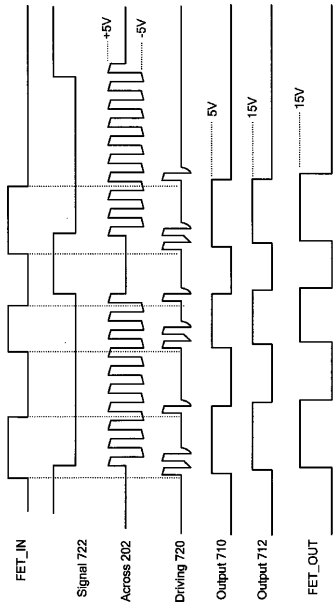


FIG. 7B

【 図 8 A 】

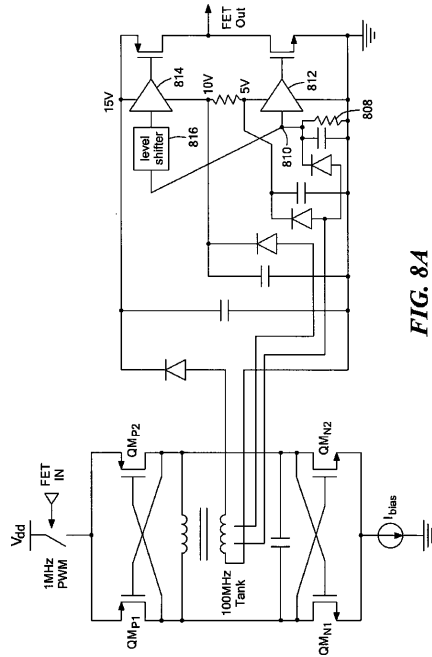


FIG. 8A

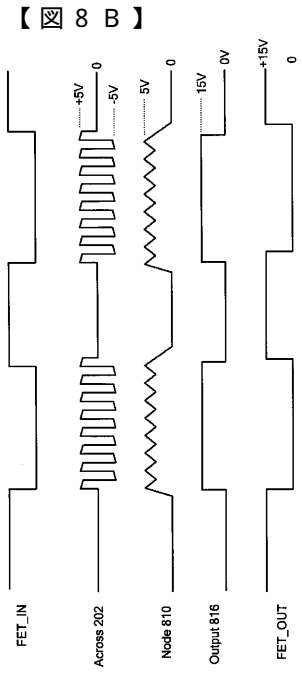


FIG. 8B

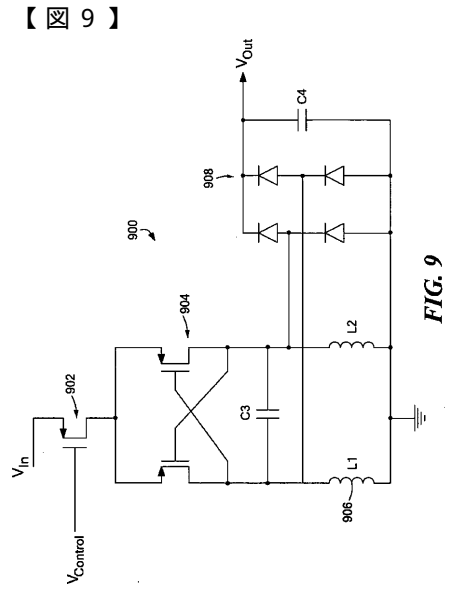


FIG. 9

フロントページの続き

- (72)発明者 バオシン・チェン
アメリカ合衆国・マサチューセッツ・01886・ウェストフォード・エリンズ・ウェイ・4
- (72)発明者 ロン・クリガー
アメリカ合衆国・マサチューセッツ・02420・レキシントン・ブライアント・ロード・5

審査官 安池 一貴

- (56)参考文献 米国特許第05430641(US,A)
米国特許第04035710(US,A)
特開昭52-109112(JP,A)
特開2003-203800(JP,A)
国際公開第03/049269(WO,A1)
特開2002-262545(JP,A)
国際公開第02/041478(WO,A1)
米国特許第04065713(US,A)
特開平07-115768(JP,A)
特開平10-191654(JP,A)
特開平09-037558(JP,A)
特開平11-178249(JP,A)
特開平06-178464(JP,A)
特開昭50-103623(JP,A)
特開平05-091740(JP,A)
特公平06-048904(JP,B2)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/28