(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2015 年 7 月 16 日(16.07.2015)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2015/104920 A1

(51) 国際特許分類:
H01F 7/18 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2014/081925

(22) 国際出願日: 2014 年 12 月 3 日(03.12.2014)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願 2014-002082 2014 年 1 月 9 日(09.01.2014) JP

(71) 出願人: 日立オートモティブシステムズ株式会社 **(HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.)** [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 Ibaraki (JP).

(72) 発明者: 愛木 清**(AIKI Kiyoshi)**; 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目６番６号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 畑中 歩**(HATANAKA Ayumu)**; 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目６番６号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 黛 拓也**(MAYUZUMI Takuya)**; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 小山 克也**(OYAMA Katsuya)**; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 石田 良介**(ISHIDA Ryosuke)**; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 杉山 泰志**(SUGIYAMA Yasushi)**; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場２５２０番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP).

(74) 代理人: 井上 学, 外**(INOUE Manabu** et al.); 〒1008220 東京都千代田区丸の内一丁目６番１号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM,

[続葉有]

(54) **Title**: ELECTRONIC CONTROL UNIT

(54) 発明の名称 : 電子制御ユニット

[図8]

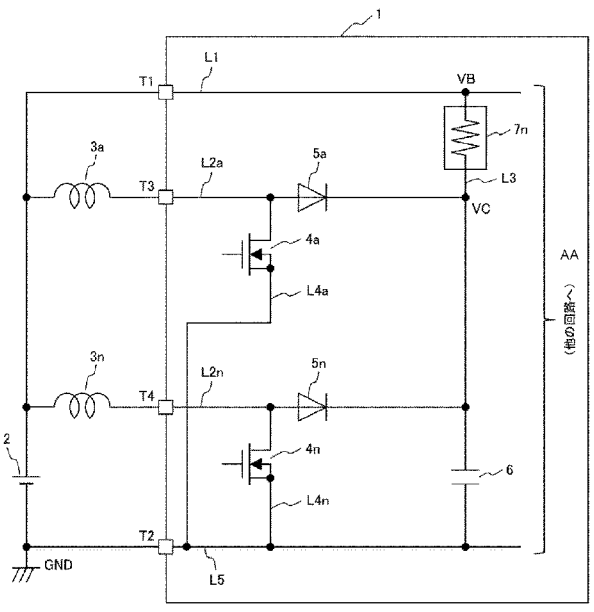


FIG. 8:
AA To another circuit

(57) **Abstract**: The purpose of the present invention is to provide an electromagnetic-coil drive control device with which conduction noise can be efficiently suppressed while reducing the capacitance of a capacitor. A capacitor and an impedance element are disposed in series on a connection line connecting a positive electrode line and a negative electrode line of a DC power supply. One end of each of a plurality of electromagnetic coils, and the connection line between the capacitor and the impedance element are connected, with a freewheeling diode therebetween. Furthermore, a point between each freewheeling diode and the one end of the respective electromagnetic coil is connected, by a switching element, to a point of either the positive electrode line or the negative electrode line. Accordingly, conduction noise caused by drive currents of the electromagnetic coils can be suppressed by the impedance element, and the capacitance of the capacitor can be reduced, and thus a reduction in the size of the electromagnetic-coil drive control device can be achieved. Furthermore, a reduction in the loss of the impedance element and a reduction in ripple voltage can be achieved by controlling the drive timing of the switching elements.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2015/104920 A1

ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

コンデンサの容量を低減しつつ、伝導ノイズを効率的に抑制することができる電磁コイルの駆動制御装置を提供することにある。直流電源の正極ラインと負極ラインを接続する接続ラインにコンデンサとインピーダンス素子を直列に配置し、コンデンサとインピーダンス素子の間の接続ラインと電磁コイルの一端とを還流ダイオードを介して接続し、更に還流ダイオードと電磁コイルの一端の間と正極ライン、或いは負極ラインの間をスイッチング素子で接続した。インピーダンス素子によって電磁コイルの駆動電流に起因した伝導ノイズを抑制でき、更にコンデンサの容量を小さくできるために、電磁コイルの駆動制御装置を小型化することが可能となる。さらに、スイッチング素子の駆動タイミングを制御することによって、インピーダンス素子の損失低減とリプル電圧低減が可能となる。

明　細　書

発明の名称 ： 電子制御ユニット

技術分野

[0001] 本発明は電磁石を用いた調節機構や電動機に使用される電磁コイルの駆動制御装置に係り、特に直流電源から電力を供給される電磁コイルの駆動制御装置に関するものである。

背景技術

[0002] 例えば、自動車等においては、環境問題、排気ガス排出規制への対応はもとより、省エネルギー意識の高まりや資源枯渇の懸念から内燃機関の燃費（燃料消費量）を改善することが要請されている。そして、このためには内燃機関の燃焼効率を高めることによって少ない燃料で燃焼を行い、更に排気有害成分を低減するようにしている。

[0003] 内燃機関の燃焼効率を高める例として、内燃機関の回転数や吸入空気量（負荷）に基づいて吸気バルブや排気バルブの開閉タイミングを最適化するバルブタイミング制御装置（ＶＴＣ：Ｖａｌｖｅ Ｔｉｍｉｎｇ Ｃｏｎｔｒｏｌ）が知られている。このバルブタイミング制御装置はカムシャフトを相対的に回転させる油圧機構を備え、電磁石を使用した油圧制御弁の開度を制御することで油圧機構の油量を調整して吸気バルブや排気バルブの開閉タイミングを変えるようにしたものである。

[0004] このバルブタイミング制御装置の他にも、燃費を改善するために自動変速機に使用される変速制御弁や吸気通路に設けた電子スロットル制御装置等が使用されている。これらは電磁石や電動機を主たる駆動源としており、これらは電磁コイルに供給される電力によって駆動、制御されている。このように、自動車の機構部を操作するためには電磁石や電動機の電磁コイルに流れる電力を制御する電磁コイルの駆動制御装置が必須の構成となっている。

[0005] 例えば、電磁コイルを駆動するための駆動制御装置としては、特開２００６－３５１９０号公報（特許文献１）にあるように、電磁コイルにローサイ

ドスイッチを設け、このスイッチを開閉することで電磁コイルに流れる電流等を制御するようにしている。この特許文献１にいては電磁コイルの温度上昇を抑える目的で電磁コイルに発生する誘導電流の減衰時間を短くする方法が記載されている。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開２００６－３５１９１０号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] ところで、電磁コイルを駆動、制御する電磁コイルの駆動制御装置において、電磁コイルに流れる電流をオン／オフして電磁コイルを励起状態、或いは非励起状態に駆動する際に、直流電源の正極に繋がれたケーブルや基板パターン等の配線に電磁コイルに流れる電流のオン／オフに起因する伝導ノイズが発生するという現象がある。

[0008] 従来の技術においては、大容量のコンデンサを配線に配置することで伝導ノイズを吸収する手法が一般的であった。しかしながら、近年、電磁コイルの駆動制御装置の小型化等の理由から大容量のコンデンサを小型化すると共に、伝導ノイズを効率的に抑制したいとの要請が強くなされてきている。

[0009] 本発明の目的は、このような要請に応えるため、コンデンサの容量を低減しつつ、伝導ノイズを効率的に抑制することができる電磁コイルの駆動制御装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0010] 本発明の特徴は、直流電源の正極ラインと負極ラインとを接続する接続ラインにコンデンサとインピーダンス素子を直列に配置し、コンデンサとインピーダンス素子の間の接続ラインと直流電源の正極側に繋がれた電磁コイルの反対側の端部を還流ダイオードを介して接続し、更に還流ダイオードと電磁コイルの端部の間の接続線と正極ライン、或いは負極ラインの間をスイッ

チング素子を有した接続線で接続した、ところにある。ここで、スイッチング素子が正極ラインと接続された場合はハイサイドスイッチとなり、負極ラインと接続された場合はローサイドスイッチとなる。

発明の効果

[0011] 本発明によれば、インピーダンス素子によって電磁コイルの駆動電流に起因した伝導ノイズを抑制でき、更にコンデンサの容量を小さくできるために、電磁コイルの駆動制御装置を小型化することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]本発明の第１の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置の回路構成を示す回路図である。

[図2A]従来の電磁コイルの駆動制御装置の伝導ノイズに関する説明を行うための電磁コイルの電圧、電流と、還流ダイオードの電流と、コンデンサの電圧、電流と、電源電圧の変化状態を示す説明図である。

[図2B]図１に示す電磁コイルの駆動制御装置の伝導ノイズに関する説明を行うための電磁コイルの電圧、電流と、還流ダイオードの電流と、コンデンサの電圧、電流と、電源電圧の変化状態を示す説明図である。

[図3]図１に示す電磁コイルの駆動制御装置と従来の電磁コイルの駆動制御装置の比較を行うためのノイズスペクトルを示した説明図である。

[図4A]従来の電磁コイルの駆動制御装置の電源のリプル電圧を示した特性図である。

[図4B]図１に示す電磁コイルの駆動制御装置の電源のリプル電圧を示した特性図である。

[図5]インピーダンス素子の抵抗に対するソレノイドに流れる電流とリプル電圧の関係を示す説明図である。

[図6]インピーダンス素子の抵抗に対するソレノイドに流れる電流と損失の関係を示す説明図である。

[図7A]インピーダンス素子の第１の例を示す回路素子の説明図である。

[図7B]インピーダンス素子の第２の例を示す回路素子の説明図である。

[図7C]インピーダンス素子の第３の例を示す回路素子の説明図である。

[図7D]インピーダンス素子の第４の例を示す回路素子の説明図である。

[図7E]インピーダンス素子の第５の例を示す回路素子の説明図である。

[図7F]インピーダンス素子の第６の例を示す回路素子の説明図である。

[図8]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置の回路構成を示す回路図である。

[図9]図８に示す第２の実施形態の変形例になる電磁コイルの駆動制御装置の回路構成を示す回路図である。

[図10]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のインピーダンス素子が共通に使用された時の損失（同時変化）を示す説明図である。

[図11]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のインピーダンス素子が共通に使用された時の損失（半周期ずらし）を示す説明図である。

[図12A]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のタイミング生成（固定シフト）を示す説明図である。

[図12B]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のタイミング生成（固定シフト）を示すブロック図である。

[図13A]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のタイミング生成（巡回シフト）を示す説明図である。

[図13B]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のタイミング生成（巡回シフト）を示すブロック図である。

[図14]従来の電磁コイルの駆動制御装置の回路構成を示す回路図である。

[図15]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のインピーダンス素子が各々個別に使用された時の損失（同時変化）を示す説明図である。

[図16]本発明の第２の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置のインピーダンス素子が各々個別に使用された時の損失（半周期ずらし）を示す説明図である。

発明を実施するための形態

[0013] 以下、本発明の実施形態について図面を用いて詳細に説明するが、本発明は以下の実施形態に限定されることなく、本発明の技術的な概念の中で種々の変形例や応用例をもその範囲に含むものである。

実施例 1

[0014] 本発明の第１の実施形態について図１に基づき詳細に説明する。図１において、参照番号１は本発明が対象とする電磁コイルの駆動制御装置であって、内部に電磁コイル３に流れる電流を制御する回路素子が設けられている。電磁コイル３は種々の調整機構に用いられるが、本実施例においてはバルブタイミング制御装置に使用される油圧制御弁の電磁コイルを示している。油圧制御弁は電流の大きさによって位置が線形的に変わる制御弁であり、駆動電流のオン/オフ比率（デューティ）に応じて変化する平均電流値によって可動子の位置を制御できるものである。一般にこの種の直動式電気機器はソレノイドと呼ばれているので、以下、電磁コイル３をソレノイド３と称することにする。尚、この図においては、ソレノイド３を駆動する回路素子を示し、これ以外の回路素子は説明を省略している。

[0015] 電磁コイルの駆動制御装置１には端子Ｔ１、Ｔ２、Ｔ３が設けられており、端子Ｔ１は直流電源２、例えば車載バッテリの正極端子と接続され、端子Ｔ２は直流電源２の負極端子と接続され、端子Ｔ３はソレノイド３を介して直流電源２の正極端子と接続されている。このソレノイド３が電磁石を構成するためのコイルであり、このソレノイド３に流れる電流によって油圧制御弁の位置が変わり、油圧機構の油量を調整することができるものである。この種の機構は良く知られているので、ここでは詳細な説明は省略する。

[0016] 端子Ｔ１は電磁コイルの駆動制御装置１内で正極ラインＬ１と接続され、端子Ｔ２は電磁コイルの駆動制御装置１内で負極ラインＬ５と接続されている。正極ラインＬ１と負極ラインＬ５は接続ラインＬ３によって接続されており、この接続ラインＬ３の途中に正極ラインＬ１から負極ラインＬ５に向かってインピーダンス素子７とコンデンサ６とが直列に配置、接続されてい

る。コンデンサ６とインピーダンス素子７の間の接続ラインＬ３とソレノイド３の一端は接続ラインＬ２によって接続され、この接続ラインＬ２には還流ダイオード５が配置されている。還流ダイオード５のカソード側はコンデンサ６とインピーダンス素子７の間の接続ラインＬ３に接続され、還流ダイオード５のアノード側はソレノイド３の一端と接続されている。

[0017] ここで、コンデンサ６は電解コンデンサ等を含め種々のコンデンサを使用することができるが、本実施例ではセラミックコンデンサを使用している。セラミックコンデンサの場合は抵抗値が小さいので、ノイズの発生を抑制するのに適しているからである。

[0018] 更に、還流ダイオード５のアノード側とソレノイド３の一端の間と、負極ラインＬ５とは接続ラインＬ４によって接続され、この接続ラインＬ４にはローサイドスイッチとしてのスイッチング素子４が接続されている。このスイッチング素子４はＦＥＴであり、スイッチング素子４のドレイン側は還流ダイオード５のアノード側とソレノイド３の一端の間に接続され、スイッチング素子４のソース側は負極ラインＬ５と接続されている。

[0019] 尚、直流電源２の正極側は正極ラインＬ１を介して、またＧＮＤ側は負極ラインＬ５を介して電磁コイルの駆動制御装置１内の他の回路へ接続されて電力を供給するが、ここでは本発明に関係しないので詳細な説明は省略する。

[0020] 以上において、所定の制御信号がスイッチング素子４のゲートに与えられると、スイッチング素子４がオン状態に遷移し、ドレイン電圧は０Ｖになってソレノイド３に電流が流れる。ソレノイド３に流れる電流は、スイッチング素子４がオン状態の時に直流電源２とソレノイド３が閉回路になってソレノイド３に駆動電流が流れるものである。この駆動電流は時間経過とともに増加し、ソレノイド３のインダクタンスに電気的なエネルギーが蓄積される。

[0021] 一方、スイッチング素子４がオフ状態に遷移した時には、ソレノイド３、還流ダイオード５及びインピーダンス素子７が閉回路となってフリーホイー

ル電流が流れる。フリーホイール電流はソレノイド３のインダクタンスに蓄えられた電気的なエネルギーを放出するように流れ、電流は時間経過とともに減少する。フリーホイール電流は、スイッチング素子４がオフ状態の時に、ソレノイド３、還流ダイオード５、インピーダンス素子７が閉回路になって流れる電流である。スイッチング素子４がオン状態の時には還流ダイオード５のアノード側の電圧が０Ｖになるために、この結果、カソード側の電圧が高くなることでフリーホイール電流は流れないものである。

[0022] また、これに加えてスイッチング素子４がオフ状態の時に、直流電源２、ソレノイド３、還流ダイオード５とコンデンサ６が閉回路になって、コンデンサ６に電荷が蓄えられる。逆にスイッチング素子４がオン状態の時には、還流ダイオード５に電流が流れないので、スイッチング素子４がオフ状態の時にコンデンサ６に蓄えられた電荷は、インピーダンス素子７に向かって流れ出るようになる。このコンデンサ６に蓄えられた電荷は正極ラインＬ１に加えられることになるが、本実施例ではコンデンサ６と正極ラインＬ１の間にインピーダンス素子７が配置されているので、コンデンサ６蓄えられた電荷はインピーダンス素子７によって消費されて、正極ラインＬ１に重畳されないようになる。これによって、正極ラインＬ１にはリプル電圧が発生するのが抑制され、伝導ノイズが低減できるようになるものである。このリプル電圧はソレノイド３のオン/オフに対応した高周波の伝導ノイズである。

[0023] 本実施例と比較するため、図１４にインピーダンス素子７を設けていない従来の電磁コイルの駆動制御装置を示している。図１４からわかるように、本実施例と比較して異なるのは四角形の点線で囲まれた部分である。従来の電磁コイルの駆動制御装置では図１４に示すように、還流ダイオード５とコンデンサ６の接続点が接続ラインＬ３を介して電源側の正極ラインＬ１と直接的に接続される回路構成であった。このため、リプル電圧を抑制するためにはコンデンサ６の容量を大きくする必要があった。したがって、コンデンサ６の容量が大きくなる分だけ電子制御装１の体格が大きくなるという課題が生じていた。

[0024] 一方、本実施例においてはインピーダンス素子７によってリプル電圧を抑制できるようになるので、効率的に伝導ノイズを抑制し、かつコンデンサ６の容量を小さくできるので電子制御装１の体格を小さくすることができるようになる。

[0025] 次に、図１に示す第１の実施形態になる電磁コイルの駆動制御装置と図１４に示す従来の電磁コイルの駆動制御装置の動作を比較して説明することとする。図２Ａ、図２Ｂは、直流電源２（本実施例では車載バッテリを用いている）の電圧が１４Ｖ、ソレノイド３のコイルのインダクタンスが１５ｍＨでその抵抗値が８Ω、スイッチング素子４の駆動周波数が１０ｋＨｚでデューティ＝５０％とした場合の例である。

[0026] 図２Ａは図１４に示した従来の電磁コイルの駆動制御装置で、コンデンサ６の容量は２２０μＦの場合を示し、図２Ｂは図１に記載の電磁コイルの駆動制御装置で、コンデンサ６の容量は１０μＦでインピーダンス素子７が６Ωの抵抗値を有する抵抗とした場合の例である。このように本実施例ではコンデンサ６の容量を１／２２としている。以下、各回路素子の電流や電圧の挙動を説明する。

[0027] （１）図２Ａ、図２Ｂに示すソレノイド電圧

ソレノイド３の電圧は、スイッチング素子４のドレイン側の電圧である。駆動周波数１０ｋＨｚ、デューティ＝５０％とした場合のオン／オフ状態を示している。スイッチング素子４がオン状態である時、ドレイン電圧は約０Ｖになってソレノイド３に電流が流れ、スイッチング素子４がオフ状態である時、ドレイン電圧は約１４Ｖになってソレノイド３の電流が遮断される。

[0028] （２）図２Ａ、図２Ｂに示すソレノイド電流

ソレノイド電流は、スイッチング素子４のドレイン側の電流である。スイッチング素子４がオン状態の時に直流電源２とソレノイド３が閉回路になってソレノイド３に駆動電流が流れる。この駆動電流は時間経過とともに増加し、ソレノイド３のインダクタンスに電気的なエネルギーが蓄積される。また、スイッチング素子４がオフ状態の時にはソレノイド３と還流ダイオード

５とインピーダンス素子７が閉回路となってフリーホイール電流が流れる。ソレノイド３のインダクタンスに蓄えられた電気的なエネルギーを放出するよう流れ、電流は時間経過とともに減少する。尚、従来の電磁コイルの駆動制御装置ではインピーダンス素子７が備えられていないので、後述するようにコンデンサ６の電荷の消費は行われない。

[0029] （３）図２Ａ、図２Ｂに示すフリーホイール電流

フリーホイール電流は、スイッチング素子４がオフ状態の時に、ソレノイド３、還流ダイオード５及びインピーダンス素子７が閉回路になって流れる電流であり、図では還流ダイオード５のカソード側の電流を示している。スイッチング素子４がオン状態の時には還流ダイオード５のアノード電圧が０Ｖになるために、カソード電圧が高くなるので流れないようになる。この場合も、従来の電磁コイルの駆動制御装置ではインピーダンス素子７が備えられていないので、後述するようにコンデンサ６の電荷の消費は行われない。

[0030] （４）図２Ａ、図２Ｂに示すコンデンサ電流

スイッチング素子４がオフ状態の時に、直流電源２とソレノイド３、還流ダイオード５、コンデンサ６が閉回路になって、コンデンサ６に電荷が蓄えられる。スイッチング素子４がオン状態の時には還流ダイオード５に電流が流れないので、それまでに蓄えられた電荷はインピーダンス素子７に向かって流れ出るようになる。図ではコンデンサ６と、接続線Ｌ２と接続線Ｌ３の接続点（ＶＣで（図示：）の間の電流を示している。従来の電磁コイルの駆動制御装置ではインピーダンス素子７が備えられていないので、正極ラインＬ１に向かってコンデンサ６の電荷は流れ出るようになる。

[0031] （５）図２Ａ、図２Ｂに示すコンデンサ電圧

コンデンサ６の電圧（ＶＣ点）は、定常時は直流電源２の１４Ｖであり、コンデンサ電流によって変動した電圧分だけ重畳する。図では接続線Ｌ２と接続線Ｌ３の接続点（ＶＣで（図示：）の電圧である。この電圧は一般にはＱ＝ＩＴとＱ＝ＣＶより、Ｖ＝ＩＴ／Ｃで求められて、電流に比例し、容量に反比例することがわかる。ここで、Ｑは電荷、Ｃは容量、Ｖは電極間の電

圧、Ｉは電極間を流れる電流、Ｔは時間である。

[0032] 図２Ａに示す従来の電磁コイルの駆動制御装置では、コンデンサ電流が約０．４Ａ、時間は約５０μｓ、静電容量が２２０μＦより、コンデンサ電圧は、

Ｖ＝１４＋０．４×５０／２２０＝１４＋０．１＝１４．１（Ｖ）

となる。

[0033] 図２Ｂ示す本実施例になる電磁コイルの駆動制御装置では、コンデンサ電流が約０．４Ａ、時間は約５０μｓ、静電容量が１０μＦより、コンデンサ電圧は、

Ｖ＝１４＋０．４×５０／１０＝１４＋２．５Ｖ＝１６．５（Ｖ）

となる。

[0034] （６）図２Ａ、図２Ｂに示す電源電圧

電源電圧は正極ラインＬ１或いは端子Ｔ１の電圧である。図２Ａの従来の電磁コイルの駆動制御装置では、電源のリプル電圧の大きさは最大電圧と最低電圧の差から求められ、この例では数百ｍＶ程度と小さい。これは、コンデンサ６の電荷が正極ラインＬ１に直接伝わる回路構成であるが、コンデンサ６の容量が２２０μＦと大きく設定されていることから電圧変動が少ないものである。しかしながら、このように、コンデンサ６を大きくすると電磁コイルの駆動制御装置の体格が大きくなり、好ましいものではなかった。

[0035] 一方、図２Ｂの本実施例になる電磁コイルの駆動制御装置においても電源のリプル電圧が数百ｍＶ程度と小さいことがわかる。この理由は、コンデンサ６の容量をかなり小さくしても、インピーダンス素子７がコンデンサ６と正極ラインＬ１との間に配置されているため、コンデンサ６で発生した電圧（この場合は２．５Ｖ程度）はインピーダンス素子７によって消費されるために正極ラインＬ１には現れないからである。このため、伝導ノイズを抑制すると共に、コンデンサ６の容量を小さくできるので、電磁コイルの駆動制御装置の体格を小さくできるようになる。

[0036] 仮に、直流電源２からインピーダンス素子７までの間の配線などのインピ

ーダンスが０Ωである場合は、端子Ｔ１の電圧は１４Ｖに固定され、電源のリプル電圧は０Ｖになる。しかしながら、実際には、直流電源２からインピーダンス素子７までの間に配線インダクタンスや配線抵抗があるため、若干のインピーダンスが存在することになる。その場合、端子Ｔ１には、その配線インピーダンスとインピーダンス素子７の分圧比に相当する電圧が観測される。例えば、配線のインダクタンスを１０μＨと仮定すると、配線インピーダンス（リアクタンス）は、約０．６Ωである。インピーダンス素子７が６Ω、コンデンサ６の電圧が２．５Ｖ変動した場合のリプル電圧は、Ｖ＝２．５×０．６／（０．６＋６）＝０．２Ｖとなり、十分小さくすることができる。

[0037] 以上、説明したように、従来の電磁コイルの駆動制御装置においては大容量のコンデンサ６によって伝導ノイズを抑える構成であり、伝導ノイズは抑制できるが、その容量が大きいことから電磁コイルの駆動制御装置の体格が大きくなるという課題があった。

[0038] これに対して、本実施例によれば、インピーダンス素子７とコンデンサ６を使用することで伝導ノイズをして十分抑制し、更にコンデンサ６の容量をかなり小さくできるので電磁コイルの駆動制御装置の体格を小さくできるようになる。

[0039] 次に、伝導ノイズの基準について簡単に説明する。国際規格としては、国際無線障害特別委員会（ＣＩＳＰＲ）が作成した規格ＣＩＳＰＲ２５（１９９５）「車載受信機保護のための妨害波の限度値及び測定法」がある。ＣＩＳＰＲ２５の規格は、１５０ｋＨｚ～１、０００ＭＨｚの周波数帯の無線妨害波に関し、自動車内で使用する電子部品に適用される。その推奨値は、自動車内の部品やモジュールから発生する妨害波から、同じ車内の受信機を保護するために定めたものであり、保護対象となる受信機は、ラジオ及びテレビや無線機類である。

[0040] そして、この基準に基づいて図１に示した実施例と、図１４に示した従来例のノイズスペクトルを測定した。このノイズスペクトルは端子Ｔ１と直流

電源２の間の電源ラインの電圧に由来するノイズである。図３にあるように、周波数は１００ｋＨｚから５００ｋＨｚの範囲を示した。そして、図１４に示す従来例ではコンデンサ６の容量を２２０μＦに設定し、図１に示す本実施例ではコンデンサ６の容量を１０μＦ、インピーダンス素子７が抵抗器で、その抵抗値を６Ωに設定した。測定周波数が１００ｋＨｚにおけるノイズレベルは、従来例（破線で（図示：）では６９ｄＢμＶであり、本実施例（実線で（図示：）では６４ｄＢμＶであった。更に、測定周波数が高くなるにつれてノイズレベルは小さくなっていくが、従来例に比べて本実施例では常にノイズレベルを小さく維持していることが理解できる。

[0041] このように、従来例で達成していた破線で示すノイズ抑制効果（ノイズレベル）に対して、本実施例によれば実線で示すようにノイズ抑制効果がより促進され、従来例に比べてノイズレベルが小さいことがわかる。

[0042] 更に、図４Ａに図１４に示す従来例のリプル電圧の大きさを示し、図４Ｂに図１に示す本実施例のリプル電圧の大きさを示している。従来例においては０．４Ｖであったリプル電圧に対して、本実施例によれば、リプル電圧が０．２Ｖまで低減されており、リプル電圧の大きさが約半分となっており、ノイズレベルが効率的に抑制されていることがわかる。

[0043] 図５にインピーダンス素子７の抵抗値に対する、ソレノイド３に流れる駆動電流とリプル電圧の関係を示している。本実施例によれば、インピーダンス素子７の抵抗値が大きいほどリプル電圧の振幅を抑えることができることがわかる。先に説明したように、このリプル電圧は、直流電源２からの配線インピーダンスとインピーダンス素子７の分圧比に相当する電圧として観測される。したがって、インピーダンス素子７の値が大きいほど分圧比が大きくなるため、リプル電圧は小さくなることがわかる。

[0044] 一方、図６にインピーダンス素子７の抵抗値に対する、ソレノイド３の駆動電流とインピーダンス素子７の損失の関係を示している。本実施例によれば、インピーダンス素子７の抵抗値が大きいほど損失が大きいことがわかる。インピーダンス素子７とこれに流れる電流による損失であるため、ソレノ

イド電流が同じとすると、インピーダンス素子７の抵抗値に比例した損失になることが理解できる。

[0045] 以上のように、リプル電圧とインピーダンス素子７の損失は相反する関係にある。つまり、伝導ノイズの低減という観点では、インピーダンス素子７の抵抗を高くすることが望まれるが、損失の観点からはインピーダンス素子７の抵抗を低くすることが望まれる。したがって、リプル電圧の許される範囲、及びインピーダンス素子７の損失の許される範囲からインピーダンス素子７の値の範囲は、おのずと定まるのである。例えば、リプル電圧の最大値が０．４Ｖ以下でインピーダンス素子の損失が０．７Ｗまで許される場合は抵抗値６Ωを選択し、リプル電圧の最大値が１．４Ｖ以下でインピーダンス素子の損失が０．４Ｗまで許される場合は２Ωを選択すればよいことになる。

[0046] このように、インピーダンス素子７の抵抗値はリプル電圧と損失の関係からその適用される電磁コイルの駆動制御装置の仕様によって適切に選択されれば良いものであり、要は伝導ノイズを効率よく低減し、しかも損失を少なくできる抵抗値を選択すれば良いものである。

[0047] ここで、インピーダンス素子７は抵抗器で説明したが、図７Ａ乃至図７Ｆに示すように、抵抗器以外の受動素子や能動素子、または抵抗器との組み合わせであっても良いものである。このようなインピーダンス素子７の具体的な構成を図７Ａ乃至図７Ｆを用いて説明する。尚、図７Ａ乃至図７Ｆにおいては、効率的にノイズを低減するために抵抗器を基本構成とし、これに他のインピーダンス素子を組み合わせる構成を提案している。

[0048] 図７Ａはインピーダンス素子７として、一本の抵抗器を使用した例である。抵抗器を一本に特定して使用することにより、回路の実装面積を削減でき、またコスト低減のために効果的である。

[0049] 図７Ｂはインピーダンス素子７として、二本の抵抗器を並列に使用した例である。インピーダンス素子７の損失は流れる電流の２乗に比例する。そこで、抵抗器Ｒａと抵抗器Ｒｂとに分散することによって、各々の抵抗器の損

失を半減させるために効果的である。

[0050] 図７Ｃはインピーダンス素子７として、複数（ここでは二本）の抵抗器とそれらを選択するための複数の抵抗調整素子、すなわちスイッチング素子からなる例である。この例では各々２つずつ配置した場合を示している。尚、抵抗器Ｒｘと抵抗器Ｒｙは異なる抵抗値が望ましい。そうすることで、スイッチＳＷｘとスイッチＳＷｙのオン／オフの組み合わせにより、複数の選択を可能とするものである。例えば、一方の抵抗値を大きく、他方の抵抗値を小さくしておくと、一方の抵抗値を選択した場合は伝導ノイズをより抑制でき、他方の抵抗値を選択した場合は損失をより小さくすることができる。

[0051] 図７Ｄはインピーダンス素子７として、抵抗調整素子の機能を備えるバイポーラトランジスタＴＲのコレクターエミッタ間に抵抗器を並列に接続した例である。バイポーラトランジスタＴＲのベース電流を制御することによって、コレクターエミッタ間のオン抵抗を変えると、抵抗器Ｒとの並列抵抗が形成できるため、無段階で抵抗値を変えることが可能となる。これによって、伝導ノイズの抑制と損失を適切に選択できる効果がある。また、バイポーラトランジスタＴＲがオフ状態で故障した場合では、抵抗Ｒを単独に使用できるのでフェールセーフ機能を備えることになる。

[0052] 図７Ｅはインピーダンス素子７として、抵抗器Ｒとインダクタンスしを直列に組み合わせた例である。高周波数帯域の周波数のインピーダンスをより高めたい、すなわち、高周波数の伝導ノイズをより抑えたい場合に効果的である。

[0053] 図７Ｆはインピーダンス素子７として、抵抗器Ｒ、インダクタンスＬ、及びコンデンサＣの並列共振回路を直列にした例である。これによれば、特定の周波数においてインピーダンスを高めたい、すなわち特定の伝導ノイズをより抑えたい場合に効果的である。

[0054] 尚、図７Ｅ、図７Ｆのようなインピーダンス素子７を用いると、抵抗器、インダクタンス、コンデンサを適切に組み合わせることは極めて容易である。また、インダクタンスやコンデンサは損失が無いためにインピーダンス素

子として好適である。

[0055] 以上の述べたように、第１の実施例によれば、直流電源の正極ラインＬ１と負極ラインＬ５を接続する接続ラインＬ３に正極ラインＬ１から負極ラインＬ５に向けてインピーダンス素子７とコンデンサ６とを直列に配置し、インピーダンス素子７とコンデンサ６と間の接続ラインＬ３とソレノイド３の一端をフリーホイール電流がインピーダンス素子７とコンデンサ６に流れるように還流ダイオードを介して接続し、更に還流ダイオード５のアノード側とソレノイド３の一端の間と負極ラインＬ３の間をローサイドのスイッチング素子４で接続したものである。

[0056] この構成によれば、インピーダンス素子７によってソレノイド３の駆動電流に起因した伝導ノイズを抑制でき、更にコンデンサ６の容量を小さくできるために、電磁コイルの駆動制御装置を小型化することが可能となるものである。

実施例 2

[0057] 次に本発明の第２の実施形態について、図８、図９を用いて詳細に説明する。第２の実施形態はソレノイド３を２個使用するものであり、例えば、バルブタイミング制御装置に使用される吸気バルブと排気バルブの夫々に使用される油圧制御弁の電磁コイルを示している。

[0058] 図８に示す実施例は図１に記載の駆動回路を２つ備え、インピーダンス素子７とコンデンサ６を２つの駆動回路に共通に接続した点に特徴を有している。尚、インピーダンス素子７とコンデンサ６の機能は、図１に示すインピーダンス素子７とコンデンサ６と実質同じであるのでその詳細な説明は省略し回路構成について説明する。

[0059] １つの駆動回路は、ソレノイド３ａ、接続ラインンＬ２a、スイッチング素子４ａ及び還流ダイオード５ａからなり、もう１つの駆動回路は、ソレノイド３ｎ、接続ラインンＬ２ｎ、スイッチング素子４ｎ及び還流ダイオード５ｎからなる。これらの基本的な接続は図１に示す回路と実質同じである。そして、還流ダイオード５ａと還流ダイオード５ｎの各々のカソードはインピ

ーダンス素子７とコンデンサ６の間になる接続ラインＬ３に接続される。この構成によれば、インピーダンス素子７が１つとコンデンサ６が１つずつあれば良いので、部品数を削減するために効果的である。尚、この場合、コンデンサ６の容量及びインピーダンス素子７の抵抗値は２つの駆動回路に合わせた値に適合されることが必要である。

[0060] 図９に示す実施例は図８に示す実施例の変形例を示しており、図１に記載の駆動回路を２つ備え、インピーダンス素子とコンデンサもこれに対応して夫々の駆動回路に備えられているものである。この実施例においても、インピーダンス素子７とコンデンサ６の機能は、図１に示すインピーダンス素子７とコンデンサ６と実質同じであるのでその詳細な説明は省略し回路構成について説明する。

[0061] １つの駆動回路は、ソレノイド３ａ、接続ラインンＬ２a、スイッチング素子４ａ及び還流ダイオード５ａからなり、もう１つの駆動回路は、ソレノイド３ｎ、接続ラインンＬ２ｎ、スイッチング素子４ｎ及び還流ダイオード５ｎからなる。還流ダイオード５ａのカソードはインピーダンス素子７ａとコンデンサ６ａとともにラインＬ３ａに接続され、還流ダイオード５ｎのカソードはインピーダンス素子７ｎとコンデンサ６ｎとともにラインＬ３ｎに接続されている。これらの基本的な接続は図１に示す回路と実質同じである。

[0062] この実施例によれば、インピーダンス素子７ａ、７ｎとコンデンサ６ａ、６ｎは２つの駆動回路の各々に独立して存在するため、特にインピーダンス素子７の損失を低減するために効果的である。図８の実施例ではインピーダンス素子７は２つの駆動回路に共通して用いられているため、その抵抗値が大きくなり、図６に示すように損失が大きくなる恐れがある。しかしながら、図９に示す実施例ではそれぞれの駆動回路にインピーダンス素子７ａ、７ｎを設けているため抵抗値を小さくできるので損失を少なくできるものである。尚、インピーダンス素子７は抵抗器で説明したが、図７Ａ乃至図７Ｆに示すような構成のインピーダンス素子を用いることも可能である。

[0063] 以上のように、図８、図９に記載の第２の実施例によれば、複数のソレノ

イド３の駆動回路であってもコンデンサ６とインピーダンス素子７を配置できるため、伝導ノイズを低減すると共に、コンデンサの容量を小さくすることで、電磁コイルの駆動制御装置の体格を小さくすることができる。

[0064] 以下、実施例２の構成にて、インピーダンス素子の損失低減方法について説明する。

[0065] 図１０と図１１にて、図８の実施例に示す２つの駆動回路がある構成におけるインピーダンス素子７ｎの損失を説明する。回路解析ツールによる解析波形と平均損失を示す。

[0066] 図１０は２つの駆動回路が同時変化するタイミングである。図１０では、２つの駆動回路のスイッチング素子４ａとスイッチング素子４ｎをオフすると（図示：回路１オフ、回路２オフ）、還流ダイオード５ａと還流ダイオード５ｎが順方向バイアスとなり（回路１電流（還流）、回路２電流（還流））、ソレノイド電流が還流して（図示：ソレノイド電流１、ソレノイド電流２）、コンデンサ６の両端電圧が時間経過とともに上昇する（図示：コンデンサ両端電圧）。そのため、インピーダンス素子７ｎに流れる電流も上昇して、スイッチング素子がオフからオンに遷移する点が最大電流となることが見てとれる（図示：インピーダンス素子電流）。インピーダンス素子７ｎには２つの駆動回路からのソレノイド電流が還流するため約２倍の電流となり、損失＝Ｒ×Ｉの２乗より、損失は駆動回路が１つの場合の約４倍に増えてしまう。解析結果によれば、平均損失は約１１６０ｍWと大きいことが見てとれる（図示：インピーダンス素子損失）。

[0067] 図１１は、２つの駆動回路のＰＷＭ駆動の位相を半周期ずらした場合である。スイッチング素子４ｎをオフすると（図示：回路２オフ）、還流ダイオード５ｎが順方向バイアスとなり、ソレノイド電流が還流する（図示：ソレノイド２電流）。一方、スイッチング素子４ａはオン状態にあり（図示：回路１オン）、還流ダイオード５ｎが逆方向バイアスとなり、還流はしない（図示：ソレノイド１電流）。このように、２つの駆動回路のうち一方が還流しないので（図示：回路１還流なし、回路２還流）、インピーダンス素子７

ｎに流れる電流を低減することが出来る（図示：インピーダンス素子電流）。解析結果によれば、平均損失は約９１０ｍＷまで抑えられることが見てとれる（図示：インピーダンス素子損失）。

[0068] さらには、図１０で示すＶＢリプル電圧と（図示：リプル電圧）、図１１に示すＶＢリプル電圧によれば（図示：リプル電圧）、ＰＷＭの位相をずらしたことにより、ＶＢリプル電圧も大幅に低減出来るという効果が見てとれる。

[0069] 図１５と図１６にて、図９の実施例に示す２つの駆動回路がある構成におけるインピーダンス素子７ａ、７ｎの損失を説明する。回路解析ツールによる解析波形と平均損失を示す。

[0070] 図１５は２つの駆動回路が同時変化するタイミングである。図１５は、２つの駆動回路のスイッチング素子４ａをオフすると（図示：回路１オフ）、還流ダイオード５ａが順方向バイアスとなり、ソレノイド電流が還流して（図示：ソレノイド１電流）、コンデンサ６ａの両端電圧が時間経過とともに上昇する（図示：コンデンサ両端電圧）。そして、インピーダンス素子７ａに流れる電流も上昇して（図示：インピーダンス素子電流）、スイッチング素子がオフからオンに遷移する点が最大電流となることが見てとれる。

また、スイッチング素子４ｎをオフすると（図示：回路２オフ）、還流ダイオード５ｎが順方向バイアスとなり、ソレノイド電流が還流して（図示：ソレノイド２電流）、コンデンサ６ｎの両端電圧が時間経過とともに上昇する（図示：コンデンサ両端電圧）。そして、インピーダンス素子７ｎに流れる電流も上昇して（図示：インピーダンス素子電流）、スイッチング素子がオフからオンに遷移する点が最大電流となることが見てとれる。解析ツールの結果によれば、平均損失は約３３０ｍＷであることが見てとれる（図示：インピーダンス素子損失）。

[0071] 図１６は、２つの駆動回路のＰＷＭ駆動の位相を半周期ずらした場合である。スイッチング素子４ｎをオフすると（図示：回路２オフ）、還流ダイオード５ｎが順方向バイアスとなり、ソレノイド電流が還流する（図示：ソレ

ノイド２電流）。一方、スイッチング素子４ａはオン状態にあり（図示：回路１オン）、還流ダイオード５ｎが逆方向バイアスとなり、還流はしない（図示：ソレノイド１電流）。上記のように、両者共にスイッチング素子がオフからオンに遷移する点が最大電流となることが見てとれる（図示：インピーダンス素子電流）。　解析ツールの結果によれば、平均損失は３２０ｍＷであることが見てとれる（図示：インピーダンス素子損失）。

このように、２つの駆動回路は各々にインピーダンス素子を配置することによって、両者の電流が合わさることがないため、損失が大きくなることがない。

[0072] 以上の２つの形態から、インピーダンス素子を共用した場合における損失を改善するためには、電流のピーク時のタイミングをずらす手法が平均電流を下げることに繋がり、大きな損失削減の効果を得られることは明白である。

[0073] さらには、図１５で示すＶＢリプル電圧（図示：リプル電圧）と図１６に示すＶＢリプル電圧（図示：リプル電圧）によれば、ＰＷＭの位相をずらしたことにより、ＶＢリプル電圧も大幅に低減出来るという効果が見てとれる。

[0074] 次に、実施例２に示す、２つの駆動回路がある構成における制御方法について説明する。図１２と図１３ともにマイコンのタイマモジュールを使用した場合のタイミング波形とブロック構成を示して実施例を説明する。

[0075] 図１２は、予め定めた位相差でタイミングをずらす制御方法である。図１２Ａはタイミング図であり、図１２Ｂにブロック構成を示して動作の流れを説明する。

・（図１２Ａ１）定周期タイマ１１ａは、初期値はゼロである。基準クロックＣｌｋを入力して１つずつカウントアップを開始して、ＰＷＭ周期毎にゼロクリアされるアップタイマである。Ｃｈ１＝０は駆動回路１がオン状態、ＣＨ２＝１は駆動回路２がオフ状態であることを示す。しきい値レジスタ１２ａは駆動回路１のＰＷＭオン時間設定値、しきい値レジスタ１２ｂは駆動

回路２のＰＷＭオン時間設定値、シフト値レジスタ１４は、駆動回路２の位相差（タイミングずらし）の時間設定値であり、ＰＷＭ周波数の半周期を設定値の例に説明する。

[0076] （図１２Ａ２）しきい値レジスタ１２ａの出力Ｔｈ１は比較器１３ａに入力されて、定周期タイマ１１ａの出力Ｔｍ１より上回った時（Ａ＞Ｂが真）となり、Ｃｈ１が１となって駆動回路１がオフする。

[0077] （図１２Ａ３）定周期タイマ１１ａの値Ｔｍ１＝シフト値レジスタ１４の値Ｓｆｔの時にＣｈ２＝０となって駆動回路２がオンする。

[0078] （図１２Ａ４）定周期タイマ１１ａの値Ｔｍ１＞（シフト値レジスタ１４の値Ｓｆｔ＋しきい値レジスタ１２ｂの値Ｔｈ２）の時、比較器１３ｂのＣｈ２が１となって駆動回路２がオフする。

[0079] 以上のように、予め定めた位相差でタイミングをずらす制御方法である。なお、位相差は、駆動回路が２つの場合として、半周期（ＰＷＭ周期／２）で説明したが、駆動回路が増えた場合には、例えば、３回路ではＰＷＭ周期／３、４回路ではＰＷＭ周期／４が効果的であることは言うまでもない。

[0080] 図１３は、一方のタイマの終了イベントをトリガにして、もう一方のタイマを起動することでタイミングをずらす制御方法である。図１３Ａはタイミング図であり、図１３Ｂに構成を示し、動作の流れを説明する。

[0081] （図１３Ａ１）定周期タイマ１１ａは、初期値はゼロである。基準クロックＣｌｋを入力して１つずつカウントアップを開始して、ＰＷＭ周期毎にゼロクリアされるアップタイマである。Ｃｈ１＝０は駆動回路１がオン状態、ＣＨ２＝１は駆動回路２がオフ状態であることを表す。しきい値レジスタ１２ａは駆動回路１のＰＷＭのオン時間設定値、しきい値レジスタ１２ｂは駆動回路２のＰＷＭのオン時間設定値である。

[0082] （図１３Ａ２）しきい値レジスタ１２ａの出力Ｔｈ１は比較器１３ａに入力されて、定周期タイマ１１ａの出力Ｔｍ１より上回った時（Ａ＞Ｂが真）となり、Ｃｈ１が１となって駆動回路１がオフする。

[0083] 同時に、Ｃｈ２が０となって駆動回路２をオンする（この時が、駆動回路

１の電流最大で、駆動回路２の電流最小である。）。また、Ｃｈが１により、定周期タイマ１１ｂのカウント許可ＥＮがイネーブルとなり、基準クロックＣｌｋを入力して１つずつカウントアップを開始する。

[0084] （図１２Ａ３）定周期タイマ１１ｂの値Ｔｍ２＞しきい値レジスタ１２ｂの値Ｔｈ２の時、比較器１３ｂのＣｈ２が１となって駆動回路２がオフする。

[0085] 以上のように、一方のタイマの終了イベントをトリガにして、もう一方のタイマを起動することでタイミングをずらす制御方法である。なお、本実施例では、２つの駆動回路のオン時間の総和が，ＰＷＭ周期を超えてはならないことは（駆動回路が増えた場合、例えば、３回路、４回路でも同様である）、言うまでもない。

符号の説明

[0086] １…電磁コイルの駆動制御装置、２…直流電源、３、３ａ、３ｎ…電磁コイル（ソレノイド）、４、４ａ、４ｎ…スイッチング素子、５、５ａ、５ｎ…還流ダイオード、６、６ａ、６ｎ…コンデンサ、７、７ａ、７ｎ…インピーダンス素子、Ｌ１…正極ライン、Ｌ２、Ｌ３、Ｌ４…接続ライン、Ｌ５…負極ライン、Ｌ２ａ、Ｌ２ｎ、Ｌ３ａ、Ｌ３ｎ、Ｌ４ａ、Ｌ４ｎ…接続ライン。

１１ａ、１１ｂ…定周期タイマ、１２ａ、１２ｂ…しきい値レジスタ、

１３ａ、１３ｂ…比較器、１４…シフト値レジスタ、１５…加算器

請求の範囲

[請求項1] 直流電源の正極側に一端が接続された第一の電磁コイルと、

前記第一の電磁コイルに流れる電流をオン/オフするため前記第一の電磁コイルの他端と接続された第一のスイッチング素子と、

前記第一のスイッチング素子がオフしたときに前記第一の電磁コイルに蓄えられた電気的なエネルギーをフリーホイール電流として還流させる第一の還流ダイオードを備え、

前記直流電源の正極ラインと負極ラインとを接続する接続ラインにコンデンサとインピーダンス素子を直列に配置し、前記コンデンサと前記インピーダンス素子の間の前記接続ラインと前記第一の電磁コイルの他端とを前記第一の還流ダイオードを介して接続し、

前記直流電源の正極側に一端が接続された第二の電磁コイルと、

前記第二の電磁コイルに流れる電流をオン/オフするため前記第二の電磁コイルの他端と接続された第二のスイッチング素子と、

前記第二のスイッチング素子がオフしたときに前記第二の電磁コイルに蓄えられた電気的なエネルギーをフリーホイール電流として還流させる第二の還流ダイオードを備え、

前記直流電源の正極ラインと負極ラインとを接続する接続ラインに前記コンデンサと前記インピーダンス素子を直列に配置し、前記コンデンサと前記インピーダンス素子の間の前記接続ラインと前記第二の電磁コイルの他端とを前記第二の還流ダイオードを介して接続し、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子の動作は、オンとオン、あるいはオフとオフの動作が同時に重ならないようにタイミングをずらして駆動されることを特徴とする電磁コイルの駆動制御装置。

[請求項2] 直流電源の正極側に一端が接続された第一の電磁コイルと、

前記第一の電磁コイルに流れる電流をオン/オフするため前記第一の電磁コイルの他端と接続された第一のスイッチング素子と、

前記第一のスイッチング素子がオフしたときに前記第一の電磁コイルに蓄えられた電気的なエネルギーをフリーホイール電流として還流させる第一の還流ダイオードを備え、

前記直流電源の正極ラインと負極ラインとを接続する接続ラインに第一のコンデンサと第一のインピーダンス素子を直列に配置し、前記第一のコンデンサと前記第一のインピーダンス素子の間の前記接続ラインと前記第一の電磁コイルの他端とを前記第一の還流ダイオードを介して接続し、

前記直流電源の正極側に一端が接続された第二の電磁コイルと、

前記第二の電磁コイルに流れる電流をオン/オフするため前記第二の電磁コイルの他端と接続された第二のスイッチング素子と、

前記第二のスイッチング素子がオフしたときに前記第二の電磁コイルに蓄えられた電気的なエネルギーをフリーホイール電流として還流させる第二の還流ダイオードを備え、

前記直流電源の正極ラインと負極ラインとを接続する接続ラインに第二のコンデンサと第二のインピーダンス素子を直列に配置し、前記第二のコンデンサと前記第二のインピーダンス素子の間の前記接続ラインと前記第二の電磁コイルの他端とを前記第二の還流ダイオードを介して接続し、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子の動作は、オンとオン、あるいはオフとオフの動作が同時に重ならないようにタイミングをずらして駆動されることを特徴とする電磁コイルの駆動制御装置。

[請求項3] 請求項１に記載の電磁コイルの駆動制御装置において、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子のオン／オフ動作タイミングをずらしてなる制御は、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子の一方がオンした後に、他方があらかじめ定めた位相差の後にオンするように

タイミングをずらす制御方法からなることを特徴とする電磁コイルの駆動制御装置。

[請求項4] 請求項２に記載の電磁コイルの駆動制御装置において、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子のオン／オフ動作タイミングをずらしてなる制御は、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子の一方がオンした後に、他方があらかじめ定めた位相差の後にオンするようにタイミングをずらす制御方法からなることを特徴とする電磁コイルの駆動制御装置。

[請求項5] 請求項１に記載の電磁コイルの駆動制御装置において、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子のオン／オフ動作タイミングをずらしてなる制御は、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子の一方のオフした後に、他方がオンするようにタイミングをずらす制御方法からなることを特徴とする電磁コイルの駆動制御装置。

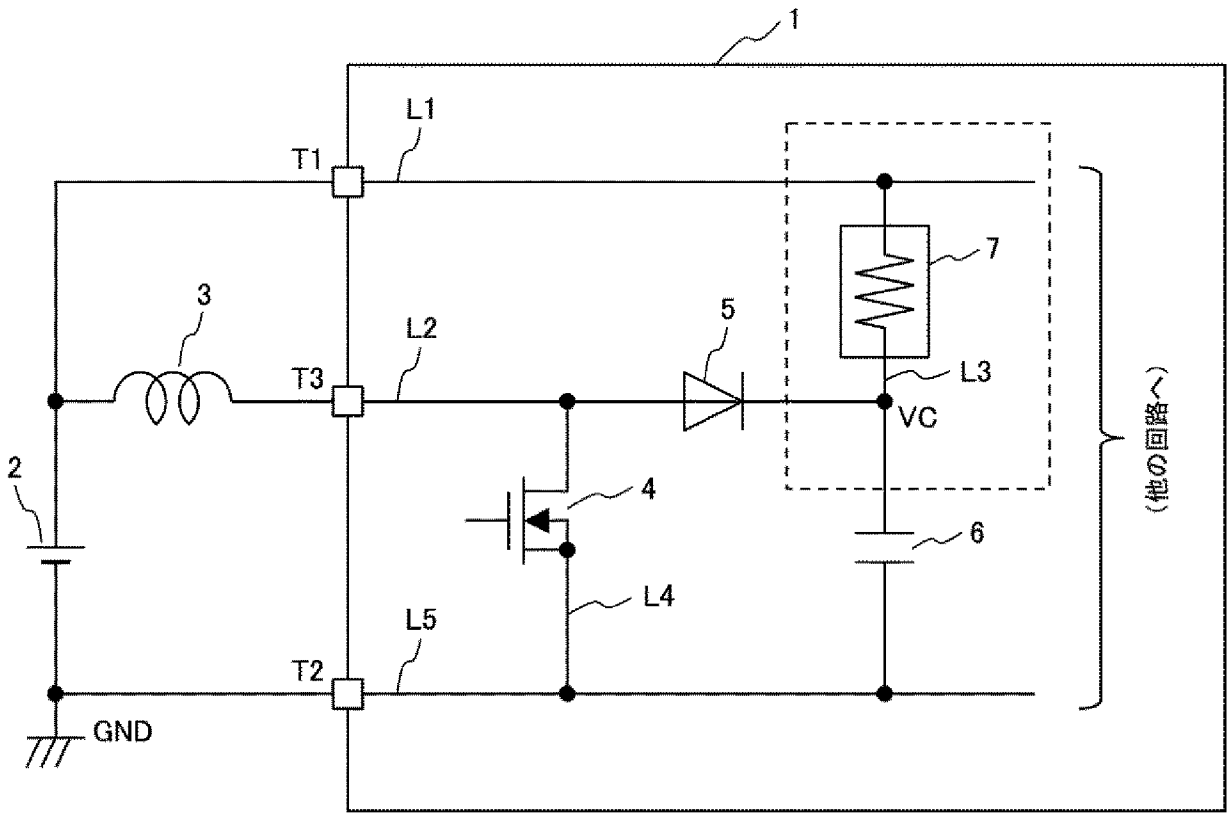
[請求項6] 請求項２に記載の電磁コイルの駆動制御装置において、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子のオン／オフ動作タイミングをずらしてなる制御は、

前記第一のスイッチング素子と前記第二のスイッチング素子の一方のオフした後に、他方がオンするようにタイミングをずらす制御方法からなることを特徴とする電磁コイルの駆動制御装置。

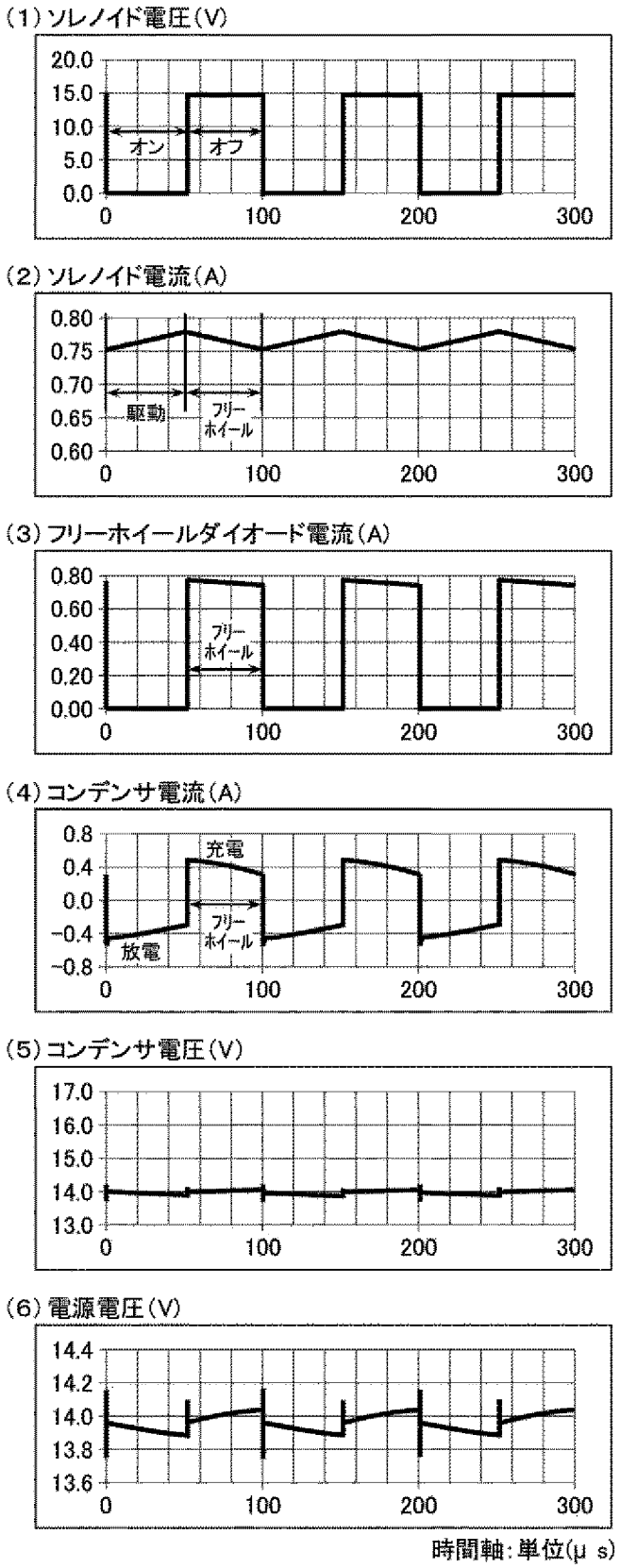
[図1]

図 1



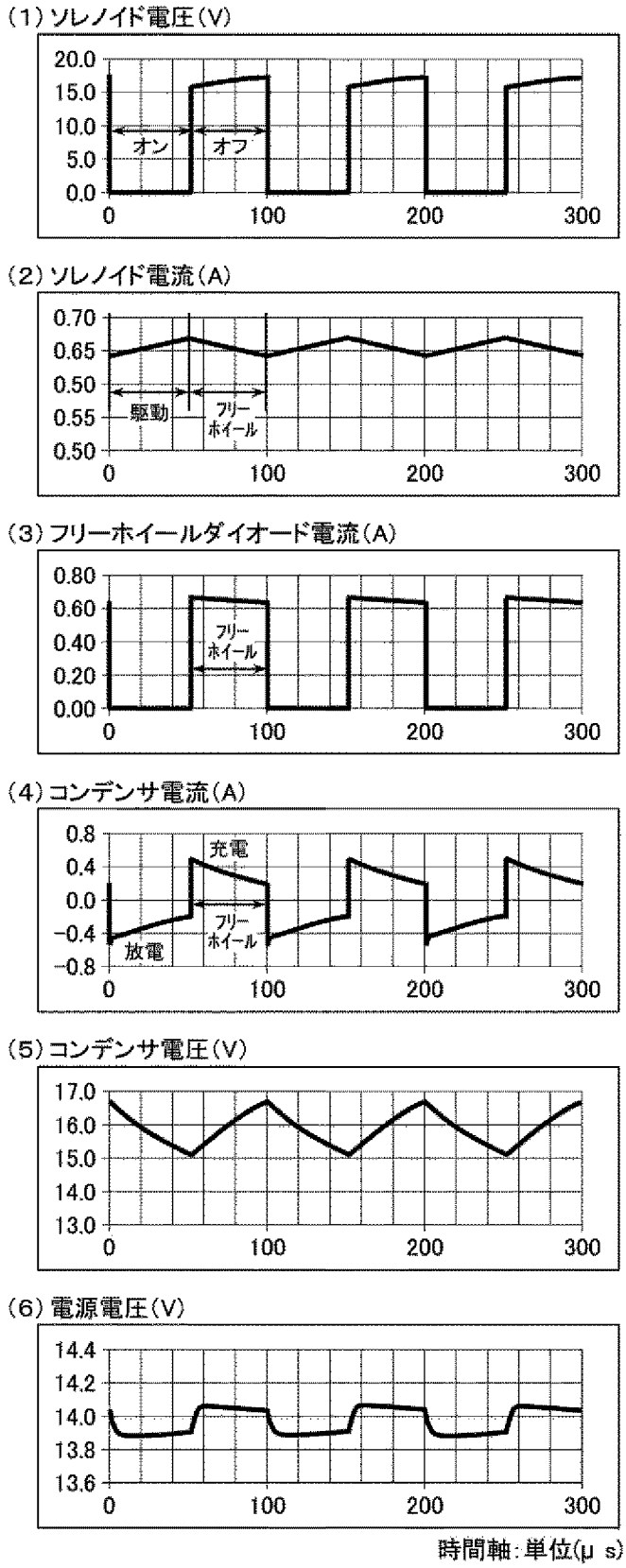
[図2A]

図 2A


(1) ソレノイド電圧(V)
20.0
15.0
10.0
5.0
0.0
オン
オフ
0
100
200
300
(2) ソレノイド電流(A)
0.80
0.75
0.70
0.65
0.60
駆動
フリーホイール
0
100
200
300
(3) フリーホイールダイオード電流(A)
0.80
0.60
0.40
0.20
0.00
フリーホイール
0
100
200
300
(4) コンデンサ電流(A)
0.8
0.4
0.0
-0.4
-0.8
充電
フリーホイール
放電
0
100
200
300
(5) コンデンサ電圧(V)
17.0
16.0
15.0
14.0
13.0
0
100
200
300
(6) 電源電圧(V)
14.4
14.2
14.0
13.8
13.6
0
100
200
300
時間軸:単位(μ s)

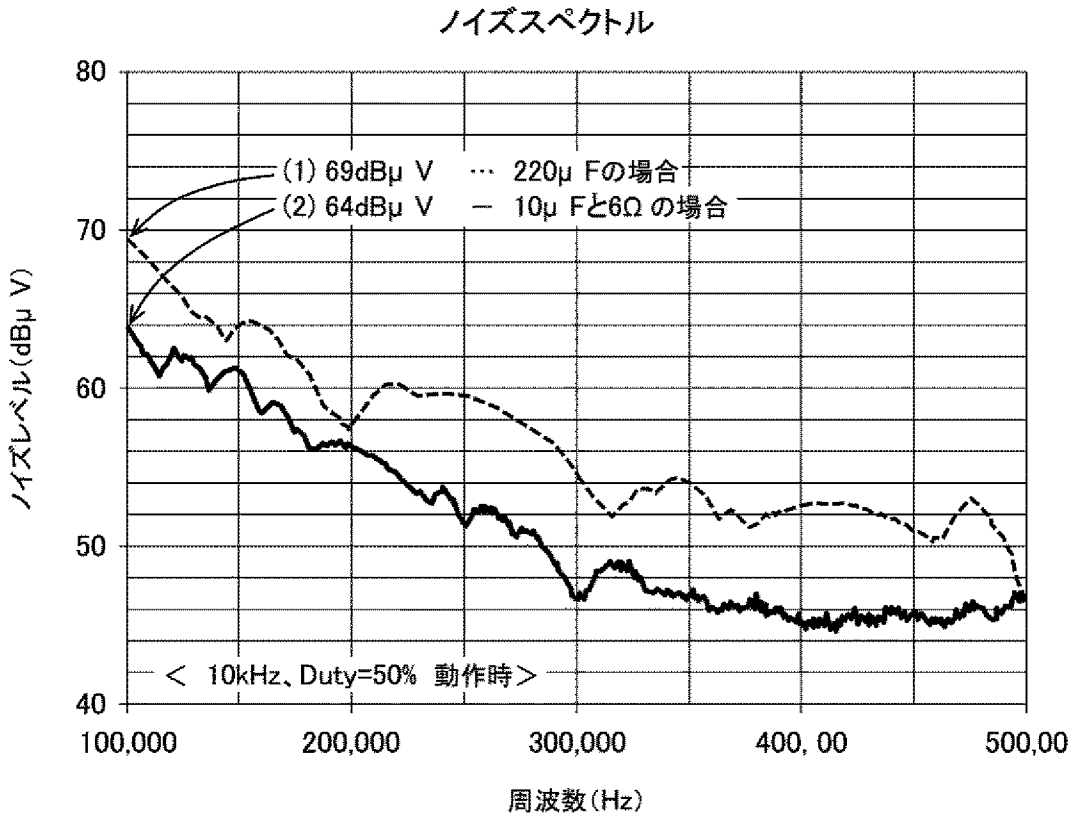
[図2B]

図 2B


(1)ソレノイド電圧(V)
20.0
15.0
10.0
5.0
0.0
オン
オフ
0
100
200
300
(2)ソレノイド電流(A)
0.70
0.65
0.50
0.55
0.50
駆動
フリーホイール
0
100
200
300
(3)フリーホイールダイオード電流(A)
0.80
0.60
0.40
0.20
0.00
フリーホイール
0
100
200
300
(4)コンデンサ電流(A)
0.8
0.4
0.0
−0.4
−0.8
充電
フリーホイール
放電
0
100
200
300
(5)コンデンサ電圧(V)
17.0
16.0
15.0
14.0
13.0
0
100
200
300
(6)電源電圧(V)
14.4
14.2
14.0
13.8
13.6
0
100
200
300
時間軸:単位(μs)

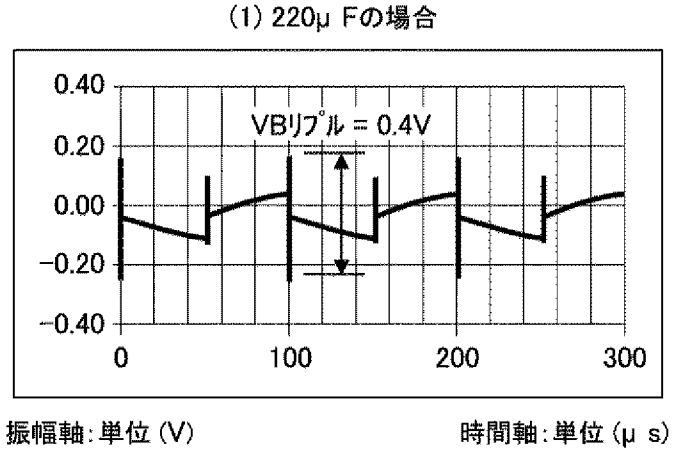
[図3]

図 3


ノイズスペクトル
80
70
60
50
40
(1) 69dBμ V … 220μ Fの場合
(2) 64dBμ V — 10μ Fと6Ω の場合
＜ 10kHz、Duty=50% 動作時＞
ノイズレベル(dBμ V)
100,000
200,000
300,000
400, 00
500,00
周波数(Hz)

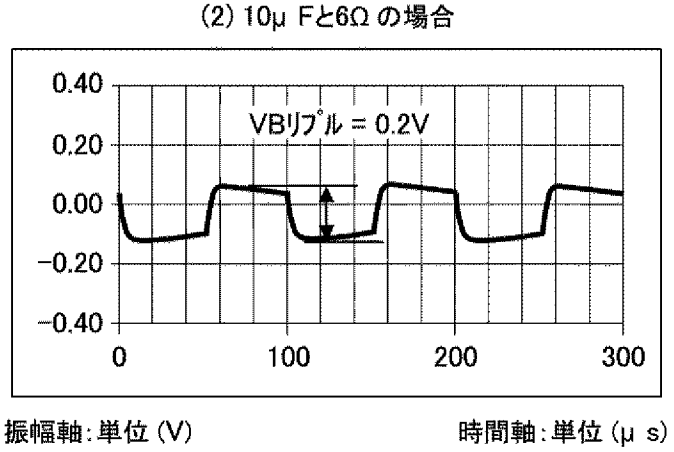
[図4A]

図 4A


(1) 220μ Fの場合
0.40
0.20
0.00
−0.20
−0.40
VBリプル = 0.4V
0
100
200
300
振幅軸:単位 (V)
時間軸:単位 (μ s)

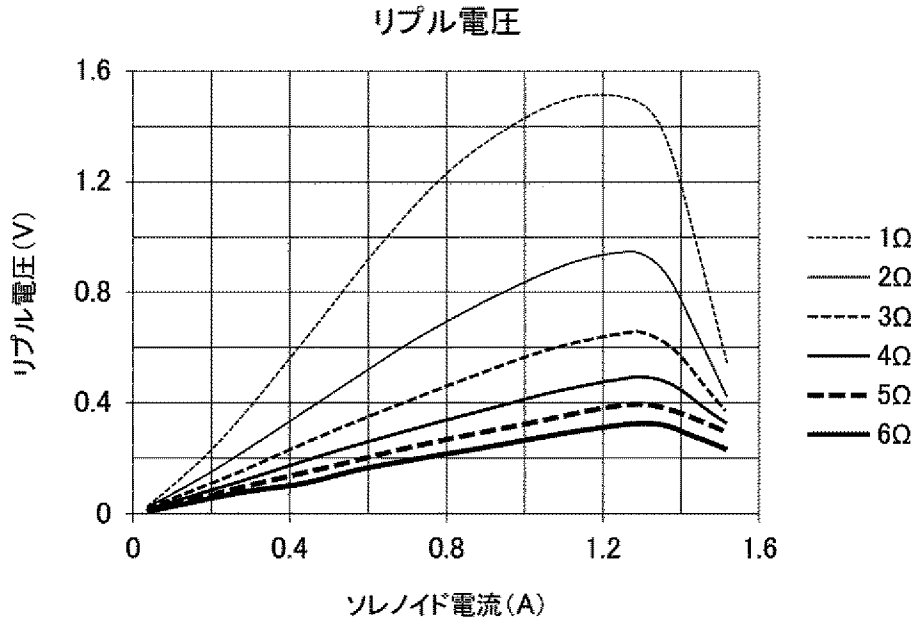
[図4B]

図 4B


(2) 10μ Fと6Ω の場合
0.40
0.20
0.00
−0.20
−0.40
VBリプル = 0.2V
0
100
200
300
振幅軸:単位 (V)
時間軸:単位 (μ s)

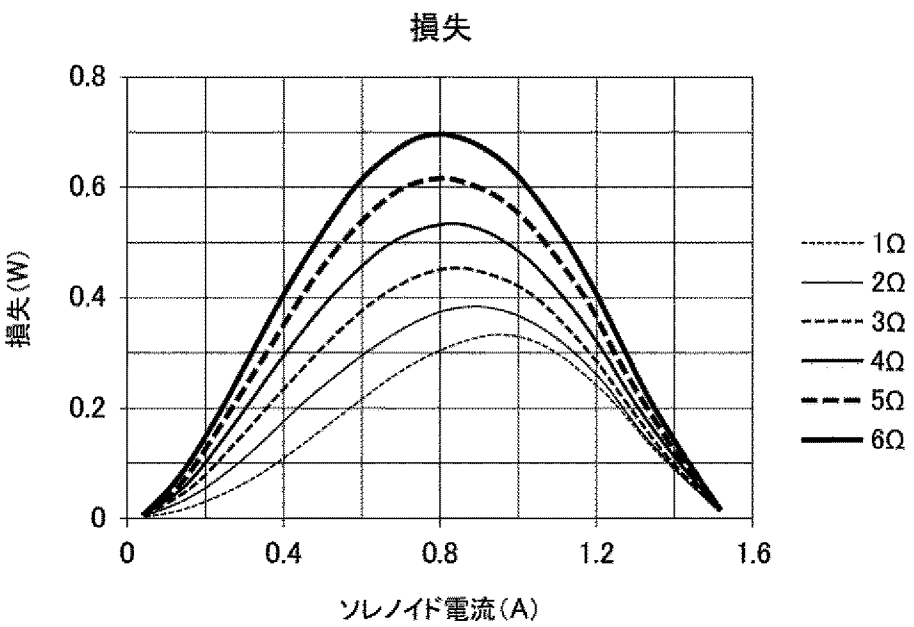
[図5]

図 5


リプル電圧
1.6
1.2
0.8
0.4
0
リプル電圧(V)
0
0.4
0.8
1.2
1.6
ソレノイド電流(A)
1Ω
2Ω
3Ω
4Ω
5Ω
6Ω

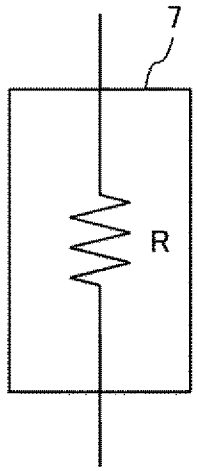
[図6]

図 6



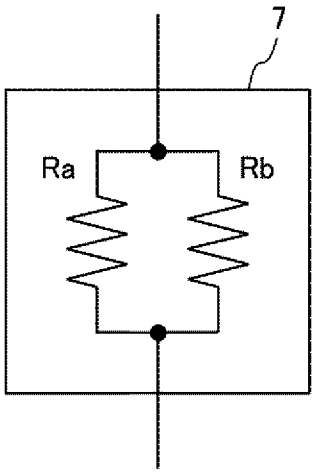
[図7A]

図 7A



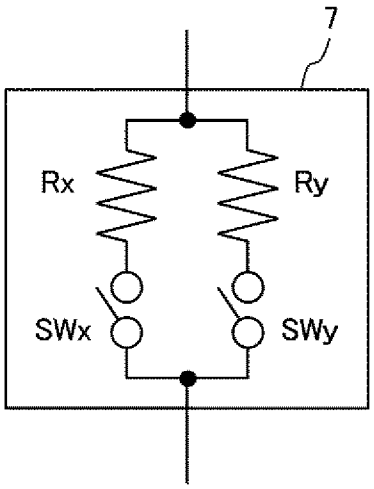
[図7B]

図 7B



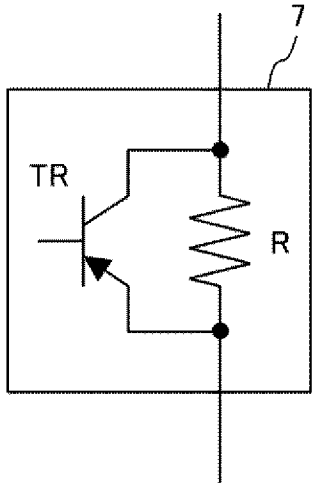
[図7C]

図 7C



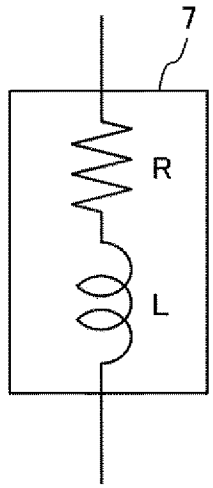
[図7D]

図 7D



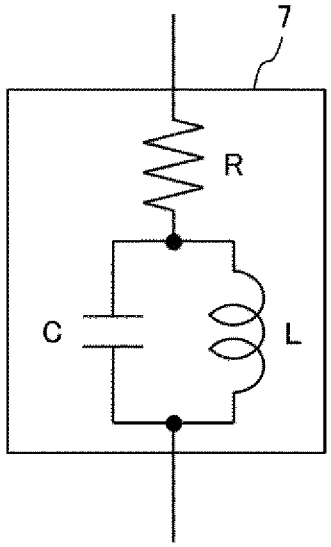
[図7E]

図 7E



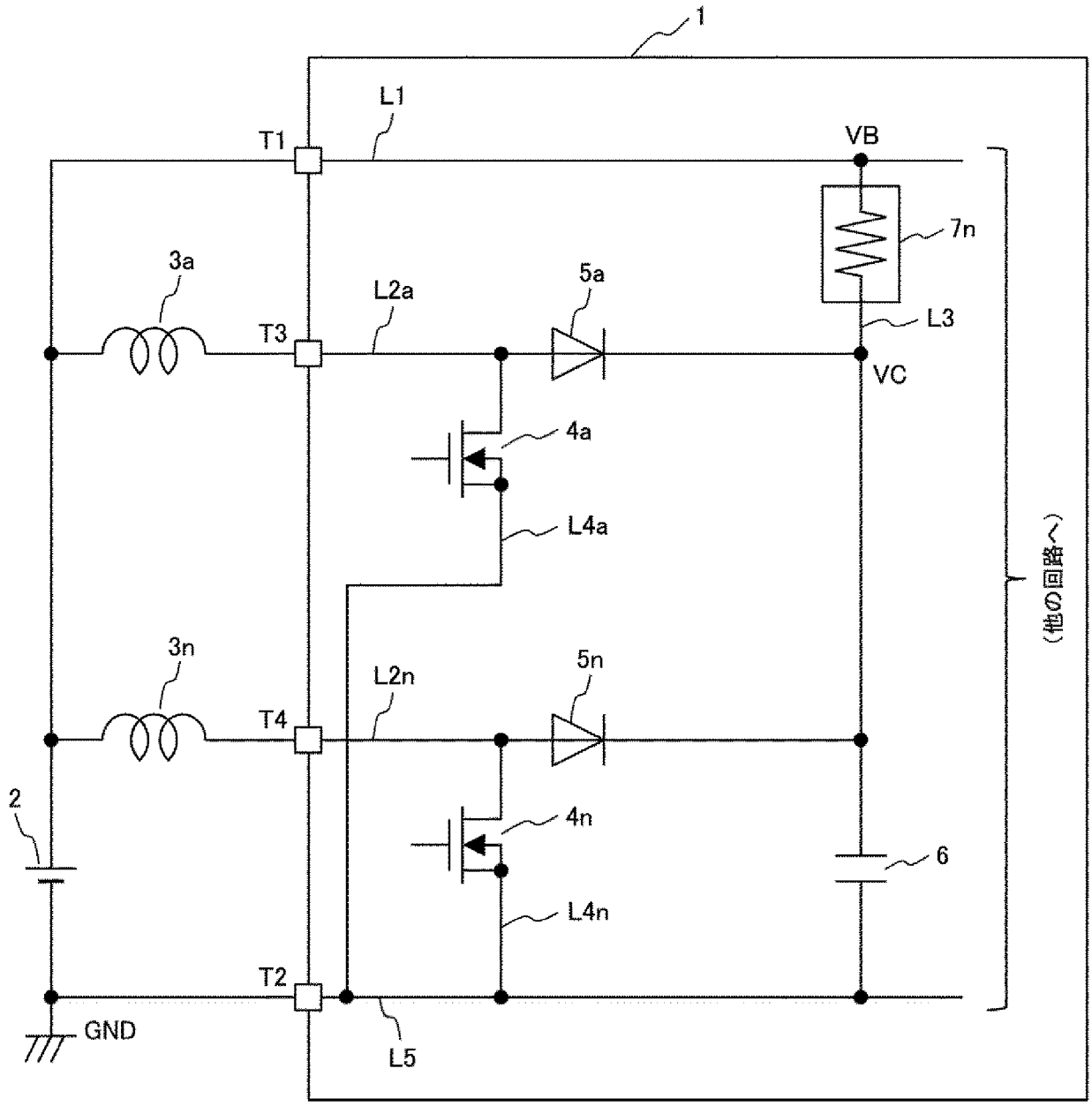
[図7F]

図 7F



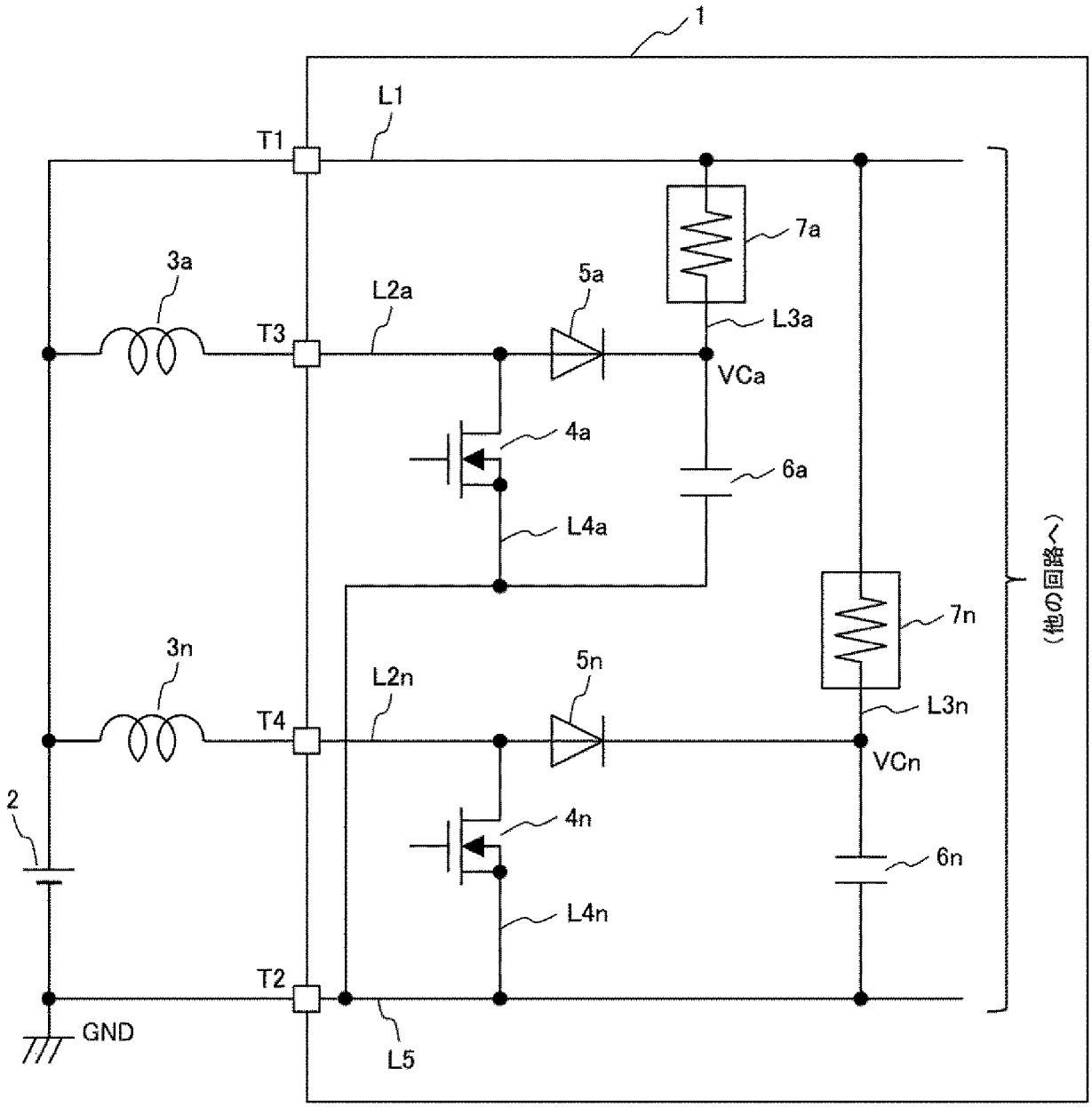
[図8]

図 8


1
L1
T1
VB
7n
3a
L2a
5a
T3
L3
VC
4a
L4a
（他の回路へ）
3n
L2n
5n
T4
2
4n
6
L4n
T2
GND
L5

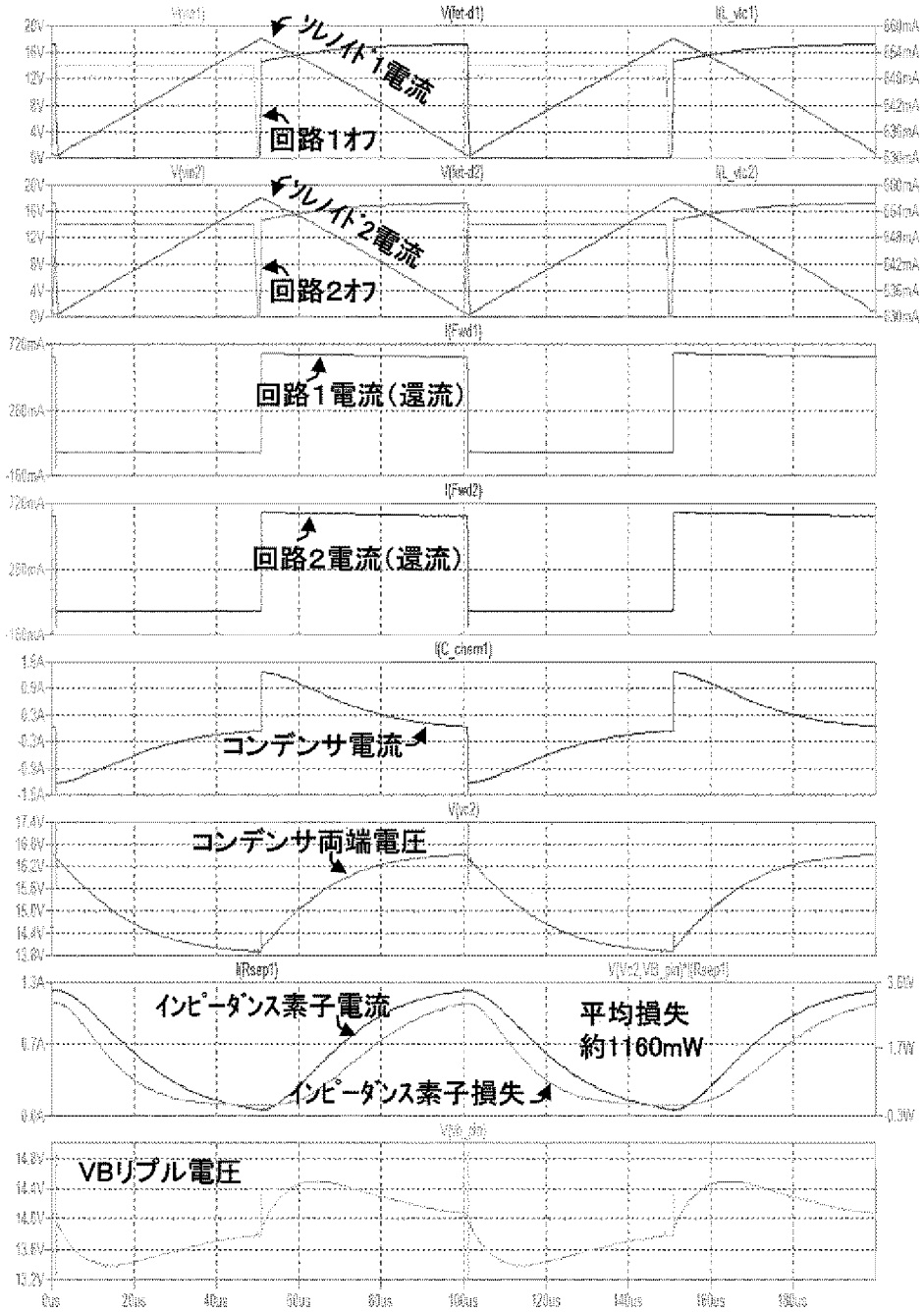
[図9]

図 9


1
L1
T1
7a
3a
L2a
5a
T3
L3a
VCa
4a
6a
L4a
7n
3n
L2n
5n
T4
L3n
VCn
2
4n
6n
L4n
T2
GND
L5
（他の回路へ）

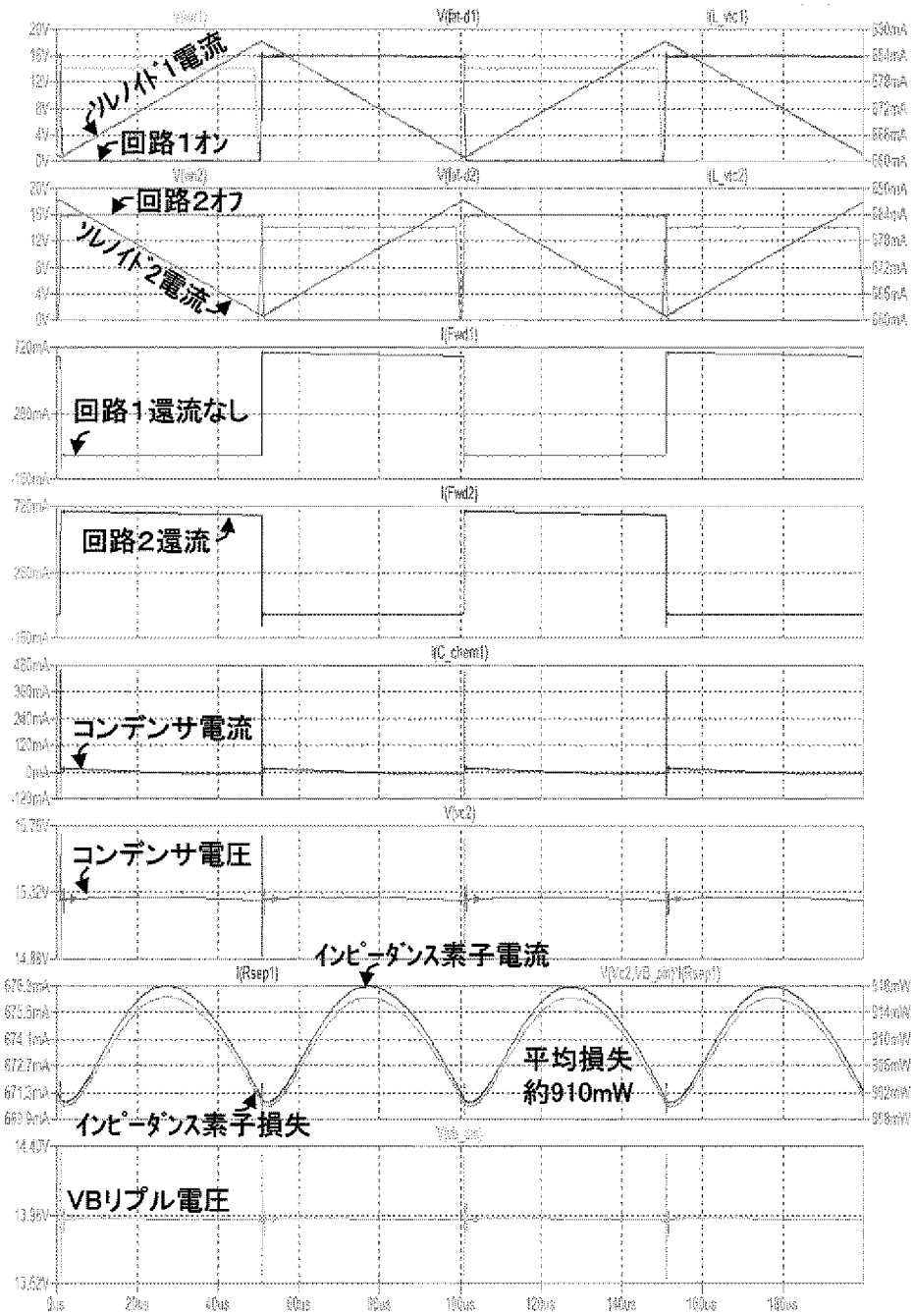
[図10]

図 10


ソレノイド1電流
回路1オフ
ソレノイド2電流
回路2オフ
回路1電流(還流)
回路2電流(還流)
コンデンサ電流
コンデンサ両端電圧
インピーダンス素子電流
インピーダンス素子損失
平均損失
約1160mW
VBリプル電圧

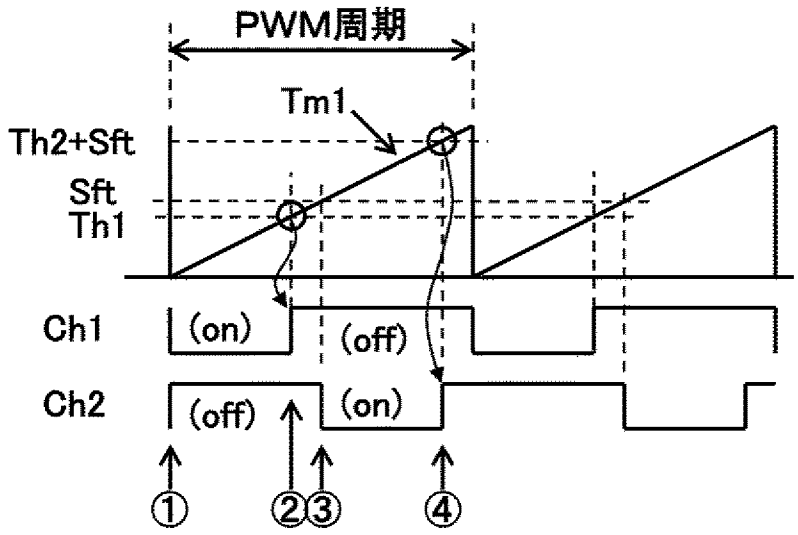
[図11]

図 11


V(Rel1)
V(Rel-d1)
I(L_rc1)
リレイド゛1電流
回路1オン
V(Rel2)
V(Rel-d2)
I(L_rc2)
回路2オフ
リレイド゛2電流
I(Fwd1)
回路1還流なし
I(Fwd2)
回路2還流
I(C_chem1)
コンデンサ電流
V(Vc2)
コンデンサ電圧
インピーダンス素子電流
I(Rsep1)
V(Vc2,VB_ripl)(Rsep1)
平均損失
約910mW
インピーダンス素子損失
VB_ripl
VBリプル電圧
0us
20us
40us
60us
80us
100us
120us
140us
160us
180us

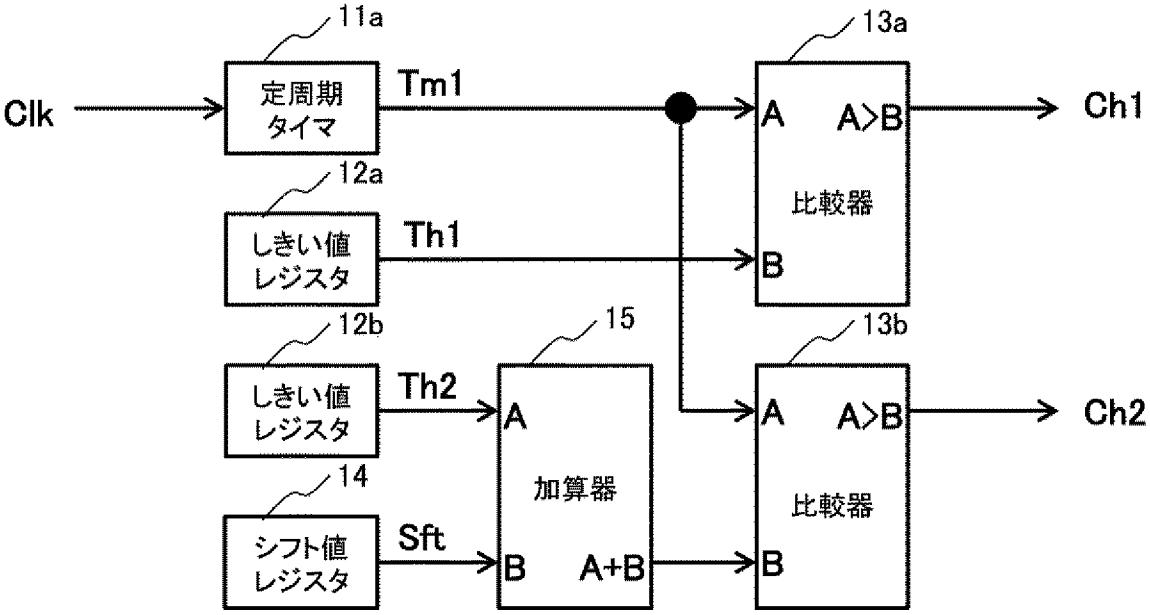
[図12A]

図 12A



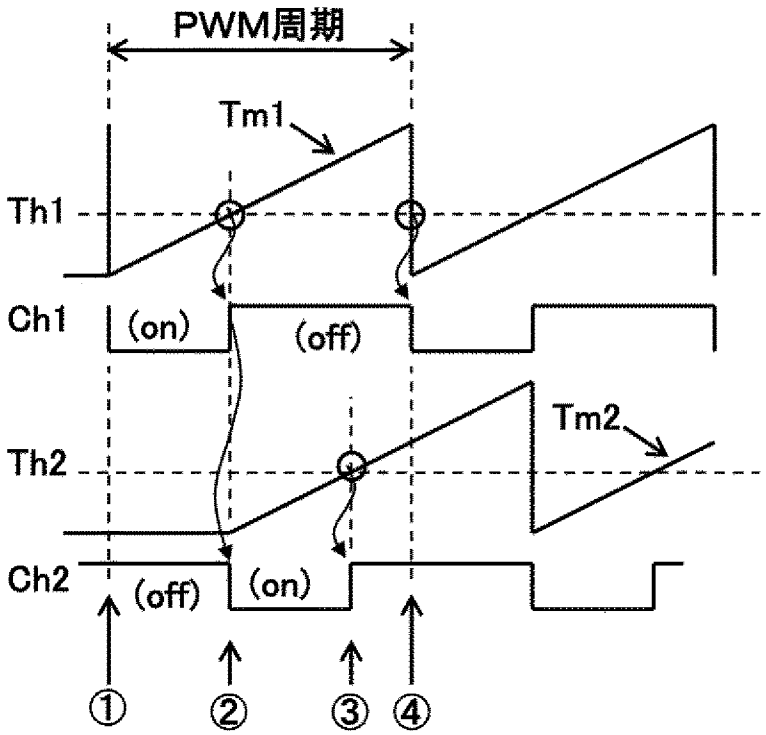
[図12B]

図 12B



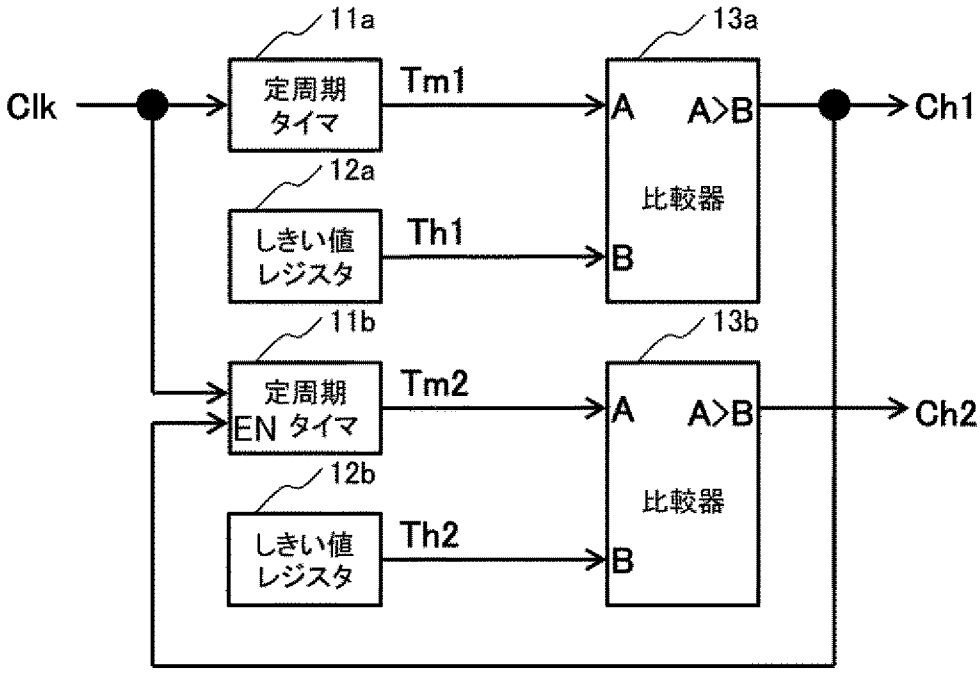
[図13A]

図 13A



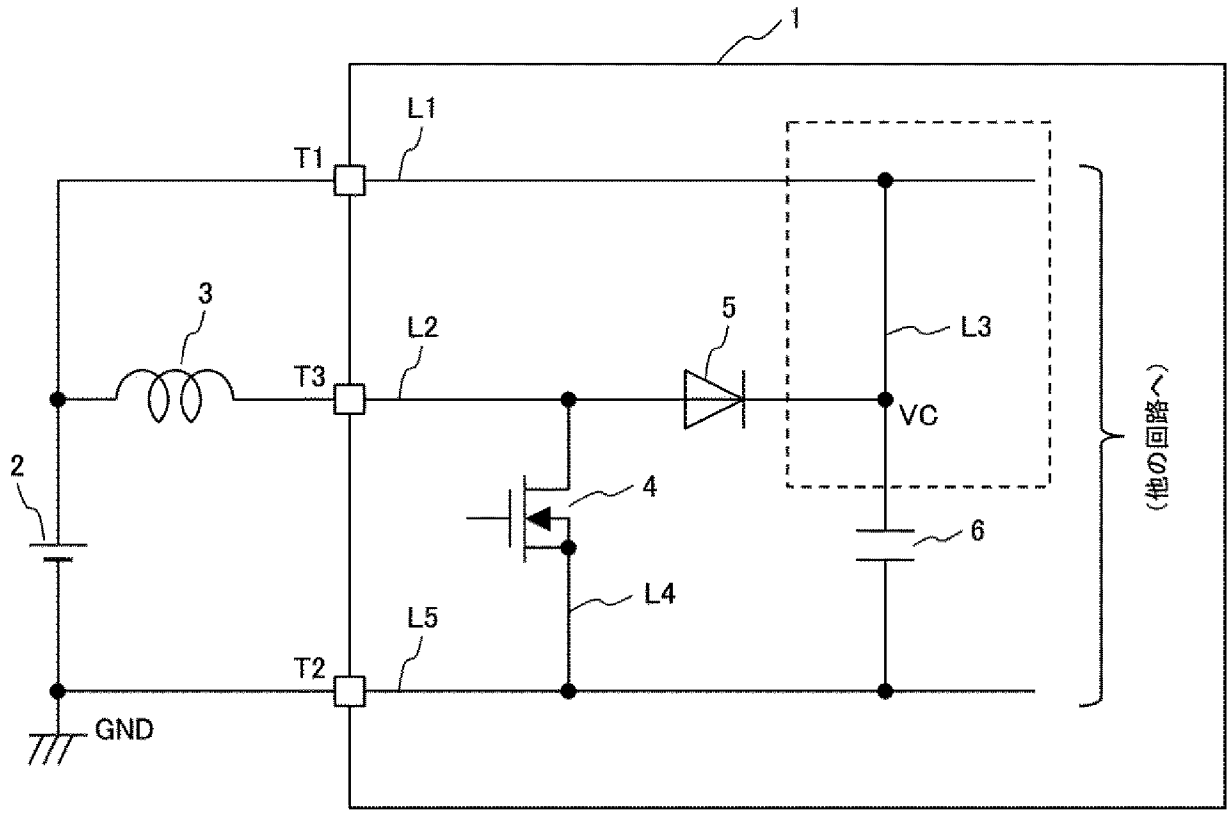
[図13B]

図 13B



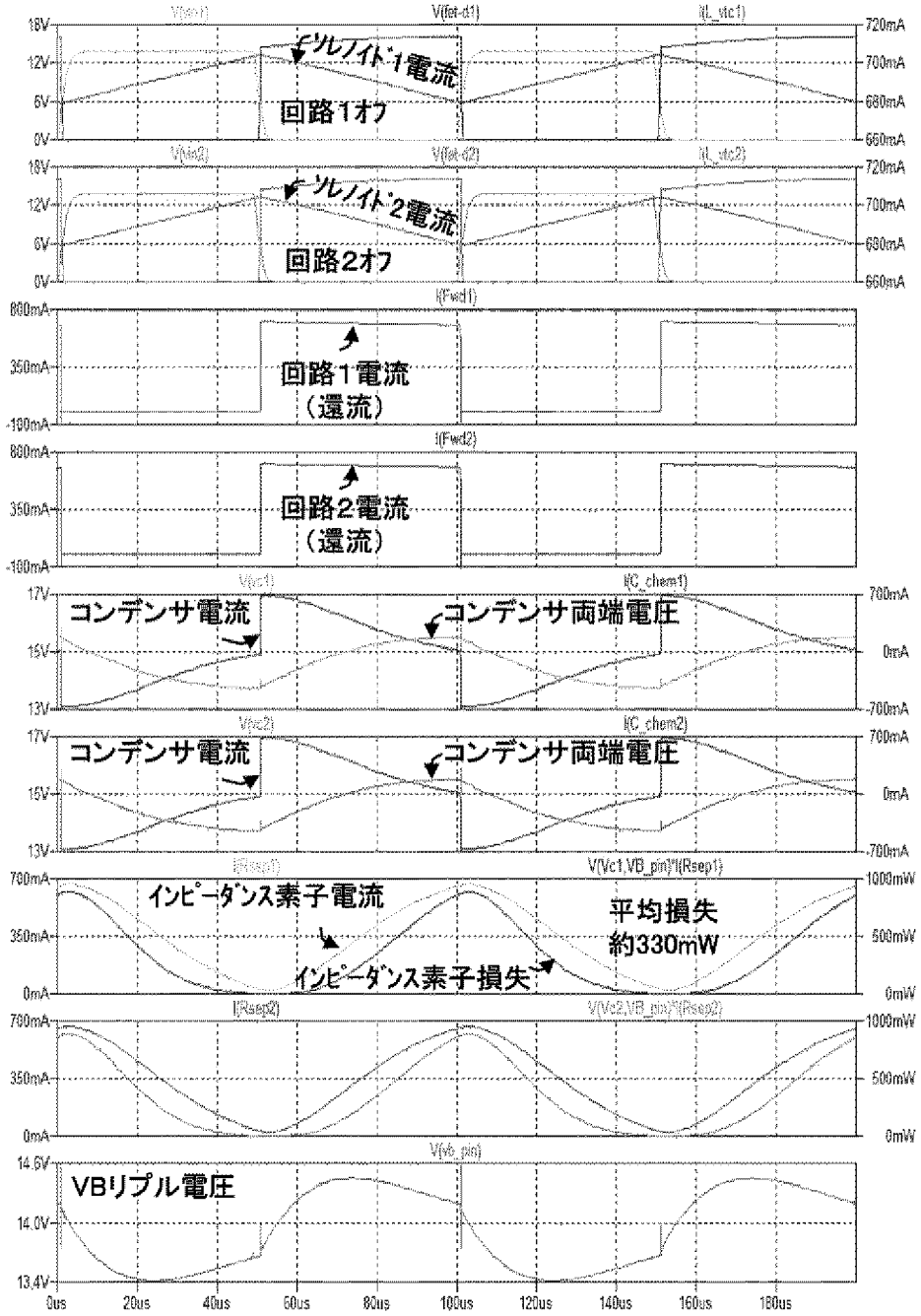
[図14]

図 14



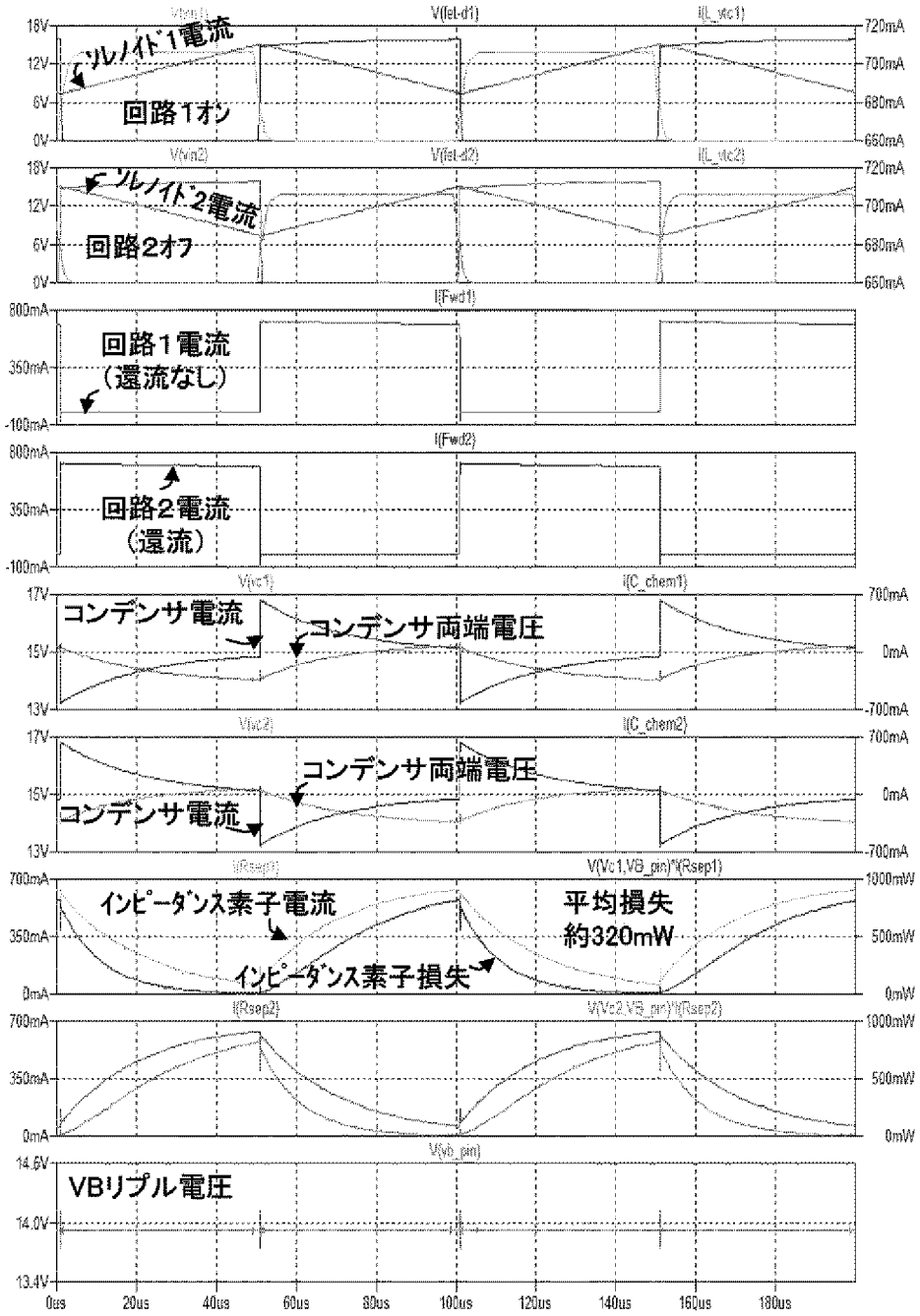
[図15]

図 15


ソレノイド1電流
回路1オフ
ソレノイド2電流
回路2オフ
回路1電流
（還流）
回路2電流
（還流）
コンデンサ電流
コンデンサ両端電圧
コンデンサ電流
コンデンサ両端電圧
インピーダンス素子電流
インピーダンス素子損失
平均損失
約330mW
VBリプル電圧
0us
20us
40us
60us
80us
100us
120us
140us
160us
180us

[図16]

図16


ソレノイド1電流
回路1オン
ソレノイド2電流
回路2オフ
回路1電流
（還流なし）
回路2電流
（還流）
コンデンサ電流
コンデンサ両端電圧
コンデンサ両端電圧
コンデンサ電流
インピーダンス素子電流
インピーダンス素子損失
平均損失
約320mW
VBリプル電圧
0us
20us
40us
60us
80us
100us
120us
140us
160us
180us

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2014/081925

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H01F7/18(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H01F7/06-7/122, H01F7/126-7/128, H01F7/13-7/16, H01F7/18

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2003-49687 A (Mikuni Corp.), 21 February 2003 (21.02.2003), paragraphs [0018] to [0032]; fig. 1 to 3 & US 2004/0212944 A1 & EP 1424477 A1 & WO 2003/014556 A1 & TW 536583 B & CN 1535355 A & KR 10-2004-0018531 A	1-6
Y	JP 2013-108476 A (Denso Corp.), 06 June 2013 (06.06.2013), paragraphs [0042] to [0083], [0095] to [0101]; fig. 1, 8 & DE 102012221480 A1	1,3,5
Y	JP 10-12436 A (Unisia Jecs Corp.), 16 January 1998 (16.01.1998), paragraphs [0034] to [0061]; fig. 1 (Family: none)	2,4,6

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
06 March 2015 (06.03.15)	17 March 2015 (17.03.15)
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3,Kasumigaseki,Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915,Japan	Authorized officer Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１４／０８１９２５

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H01F7/18(2006.01)i

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H01F7/06-7/122, H01F7/126-7/128, H01F7/13-7/16, H01F7/18

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２０１５年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１５年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１５年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

Ｃ．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
Y	JP 2003-49687 A (株式会社ミクニ) 2003.02.21, 段落［００１８］－［００３２］,［図１］－［図３］ & US 2004/0212944 A1 & EP 1424477 A1 & WO 2003/014556 A1 & TW 536583 B & CN 1535355 A & KR 10-2004-0018531 A	1-6
Y	JP 2013-108476 A (株式会社デンソー) 2013.06.06, 段落［００４２］－［００８３］, 段落［００９５］－［０１０１］,［図１］,［図８］ & DE 102012221480 A1	1,3,5
Y	JP 10-12436 A (株式会社ユニシアジェックス) 1998.01.16, 段落［００３４］－［００６１］,［図１］（ファミリーなし）	2,4,6

☐　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。

☐　パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー

「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献

「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日	国際調査報告の発送日
０６．０３．２０１５	１７．０３．２０１５

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
郵便番号１００－８９１５
東京都千代田区霞が関三丁目４番３号

特許庁審査官（権限のある職員）　５Ｄ　９０７４
田中　純一
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５５１