

(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
2017年9月8日(08.09.2017)



(10) 国際公開番号

WO 2017/150726 A1

- (51) 国際特許分類:
G01R 19/00 (2006.01) H02M 7/48 (2007.01)
G01R 35/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2017/008605
- (22) 国際出願日: 2017年3月3日(03.03.2017)
- (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 2016-042428 2016年3月4日(04.03.2016) JP
- (71) 出願人: 国立大学法人九州工業大学(KYUSHU INSTITUTE OF TECHNOLOGY) [JP/JP]; 〒8048550 福岡県北九州市戸畑区仙水町1番1号 Fukuoka (JP).
- (72) 発明者: 大村 一郎(OMURA, Ichiro); 〒8048550 福岡県北九州市戸畑区仙水町1番1号国立大学法人九州工業大学内 Fukuoka (JP). 高原 賢(TAKAHARA, Satoru); 〒8048550 福岡県北九州市戸畑区仙水町1番1号国立大学法人九州工業大学内 Fukuoka (JP). 田畑 勝次(TABATA, Shoji); 〒8048550 福岡県北九州市戸畑区仙水町1番1号

国立大学法人九州工業大学内 Fukuoka (JP). 長谷川 一徳(HASEGAWA, Kazunori); 〒8048550 福岡県北九州市戸畑区仙水町1番1号国立大学法人九州工業大学内 Fukuoka (JP). 附田 正則(TSUKUDA, Masanori); 〒8048550 福岡県北九州市戸畑区仙水町1番1号国立大学法人九州工業大学内 Fukuoka (JP).

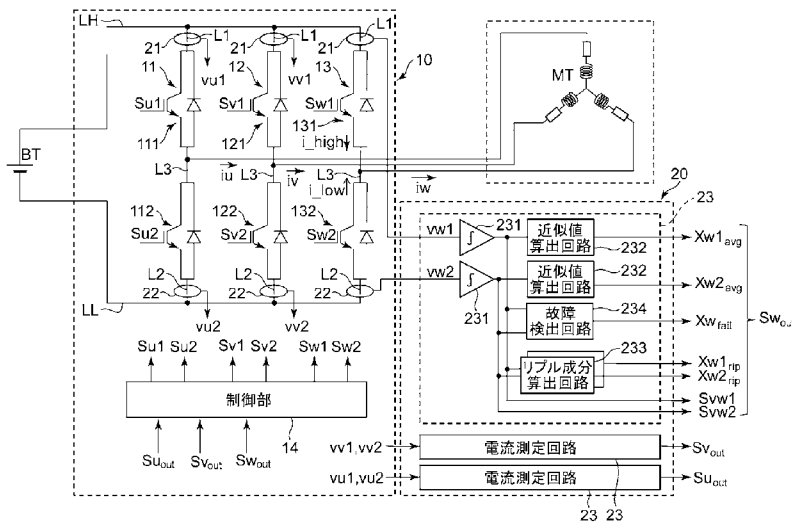
(74) 代理人: 加藤 久, 外(KATO, Hisashi et al.); 〒8120011 福岡県福岡市博多区博多駅前3丁目2番21号博多駅前ビジネスセンター411号 Fukuoka (JP).

(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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, 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, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

[続葉有]

(54) Title: CURRENT MEASUREMENT DEVICE AND INVERTER

(54) 発明の名称: 電流測定装置およびインバータ



- 14 Control unit
23 Current measurement circuit
232 Approximate value calculation circuit
233 Ripple component calculation circuit
234 Failure detection circuit

(57) Abstract: Provided are a current measurement device and an inverter, capable of measuring output current, even when the output current from the inverter is a large current at low frequency. An inverter 10 has a third arm 13 connected in series from a first arm 11, which is connected in parallel between a ground line LL and a power supply line LH from a battery BT, which is a power supply. The third arm 13 has upper arms 111 to 131 and lower arms 112 to 132 connected in series from the first arm 11. A current measurement device 20 detects output current from the inverter 10. The current measurement device 20 is provided with: a pair of air core coils 21, 22 surrounding both windings of a first wiring L1 between the power supply line LH and upper arms 111 to 131, and a second wiring L2 between the ground line LL and lower arms 112 to 132; and an integrating circuit 231 for integrating the output from the air core coils 21, 22.

(57) 要約: インバータからの出力電流が大電流で、低い周波数であっても、出力電流を測定することが可能

な電流測定装置およびインバータの提供。インバータ10は、電源となる電池BTからの電源線LHとグラウンド線LLとの間に並列接続された第1アーム11から第3アーム13が直列接続されている。この第1アーム11から第3アーム13は、上アーム111~131および下アーム112~132が直列接続されたものである。電流測定装置20は、このインバータ10からの出力電流を検知するものである。電流測定装置20は、電源線LHと上アーム111~131との間の第1配線L1、グラウンド線LLと下アーム112~132との間の第2配線L2の両方の配線を取り囲む一対の空芯コイル21、22と、空芯コイル21、22からの出力を積分する積分回路231とを備えている。

WO 2017/150726 A1



(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))

明 細 書

発明の名称：電流測定装置およびインバータ

技術分野

[0001] 本発明は、インバータからの出力電流を測定する技術に関するものである。

背景技術

[0002] 電気自動車やハイブリッド車では、大容量の電池が搭載される。電池からの直流は、インバータにより交流に変換され、交流電動機に供給され、車輪を駆動する。

このインバータからの出力電流を監視する電流測定装置は、インバータからの出力線を一次側とし、二次側に抵抗を接続して、抵抗の電圧を測定することで、インバータからの出力線に流れる電流を測定するものである。

また、他の電流測定装置として、磁性体コアとホール素子を用いるものや、シャント抵抗での電圧降下を測定するものなどがある。

このような電流を測定する電流測定装置として、特許文献1に記載されたものが知られている。

特許文献1に記載の半導体スイッチ内の電流を測定する電流センサは、測定される電流が流れる導体を介して周りに位置する非磁性のトロイダルコアに巻回されたコイルと、トロイドを通過する導体を流れる電流の時間微分に比例するコイル巻線の開放端子間電圧に応じた電流を積分する積分器と、サイクルごとに一度積分器をリセットする制御回路とを備えたものである。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：米国特許第5015945号明細書

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかし、電流トランスやホール素子を用いた場合では、いずれも磁性体コ

アの磁気飽和が発生して、正確に測定できないおそれがある。従って、100 A以上の大電流を測定するときには、大電流でも磁気飽和しない大型の磁性体コアが必要となる。大型の磁性体コアは、インバータよりも大きくなってしまったため、小型化が阻害される。

[0005] また、電流測定装置にシャント抵抗を用いた場合には、シャント抵抗を流れる電流が損失となるため、やはり大電流では使用できない。また、ノイズによる影響が大きいため、精度が低い。

[0006] 特許文献1に記載の電流センサでは、非磁性のトロイダルコアを用いているため磁気飽和の制限について回避できる。この電流センサを用いて、インバータの出力電流を測定しようとする、図13に示す回路構成となる。

[0007] 図13に示すように、インバータ150は、電池151からの一方の電源線152と他方の電源線153との間に直列接続された上アーム154と下アーム155とを備えている。電流センサ160は、非磁性体のトロイダルコアに巻かれたコイル161の出力が、オペアンプによる積分器162に接続されている。

[0008] インバータ150の上アーム154と下アーム155からの合成された電流はコイル161によって微分される。そして、積分器162によって積分されることで、積分器162の積分値が電流値となって出力される。

[0009] しかし、自動車におけるインバータでは、直流から数百Hzの周波数帯域の電流が出力されるため、積分器162のドループ特性のため、電流の測定が困難である。

これは、コイル161と交錯する磁束の変化量が電圧に反映されるため、低い周波数では電圧の変化が少なく、出力電圧が小さい。このため電圧とノイズとの分離が原理的に困難であるためである。また、オペアンプで構成された積分器162では、キャパシタ放電抵抗とキャパシタの時定数以下の時定数の変化は計測できない。

[0010] そこで本発明は、インバータからの出力電流が大電流で、低い周波数であっても、出力電流を測定することが可能な電流測定装置およびインバータを

提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0011] 本発明の電流測定装置は、電源からの一方の電源線と他方の電源線との間に直列接続された上アームおよび下アームを備えたインバータからの出力電流を検知する電流測定装置であって、前記一方の電源線と前記上アームとの間の第1配線、または前記他方の電源線と前記下アームとの間の第2配線のいずれか一方を取り囲む空芯コイル、または両方の配線をそれぞれに取り囲む一対の空芯コイルと、前記空芯コイルからの出力を積分する積分回路とを備えたことを特徴とする。

[0012] 本発明の電流測定装置によれば、インバータからの出力電流が低周波であっても、上アームと下アームとのそれぞれに流れる電流の変化は、出力電流の1周期の間に頻繁に発生するため、高周波として扱うことができる。従って、空芯コイルが上アームと下アームとのそれぞれに流れる電流の変化を微分として出力し、積分回路が積分することで、アームのターンオン時およびターンオフ時の電流値を検出することができる。

[0013] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのターンオン時の出力およびターンオフ時の出力の絶対値を取り、ピーク同士を時系列的に結ぶ、またはピークから所定時間経過後の絶対値を結ぶことにより直線近似を行う近似値算出回路を備えることができる。

また、前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのターンオン時の出力およびターンオフ時の出力の絶対値同士を平均する近似値算出回路を備えることができる。

空芯コイルからのターンオン時およびターンオフ時のピーク波形となる電流は、離散的で変動幅が大きいため、その代わりとして、近似値算出回路が近似値を算出して連続した電流値とすることで、インバータの出力電流の変化に応じた電流値とすることができる。

[0014] 前記積分回路からの電流値に基づいて算出されたターンオン時に想定される電流値と、前記積分回路からのターンオン時の実際の電流値との差、また

は前記積分回路からの電流値に基づいて算出されたターンオフ時に想定される電流値と、前記積分回路からのターンオフ時の実際の電流値との差のいずれか一方、または両方を算出するリップル成分算出回路を備えることができる。リップル成分算出回路が、ターンオン時に想定される電流値と実際の電流値との差、またはターンオフ時に想定される電流値と、ターンオフ時の実際の電流値との差を算出することによって、リップル成分を算出することができる。

[0015] 前記一对の空芯コイルに接続されたそれぞれの前記積分回路からの出力の和および／または差を算出し、しきい値と比較する故障検出回路を備えることができる。

上アームと下アームとの電流の和の値がある値以上に変化した場合は、本発明の電流測定装置の各部品やインバータに故障が起こった場合と判断できるため、故障検出回路がそれぞれの積分回路からの出力の和を算出し、しきい値と比較することで、故障を検出することができる。また、上アームまたは下アームにおける、ターンオン時およびターンオフ時の積分回路の出力の差が、ある範囲を超えて急に大きくなった場合に、短絡電流等の大電流が、上アームまたは下アームに流れている可能性がある。そのため、故障検出回路にて、それぞれの積分回路からの出力値の差を算出し、しきい値と比較することで、故障を検出することができる。

[0016] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのいずれか一方、または両方のターンオン時および／またはターンオフ時を含む直前の出力と、ピーク値を含む直後の出力の差を算出する補正回路を備えたものとすることができる。補正回路がターンオン時およびターンオフ時を含む直前の出力と、ピーク値を含む直後の出力の差を算出する。そうすることで、直前の出力にバイアスが掛かっている場合、直後のピーク値から除去することができるため、正確なピーク値を算出することができる。

[0017] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのいずれか一方、または両方のターンオン時を含む直前の出力と、逆回復期間が

終了したときの出力の差を算出する補正回路を備えたものとすることができる。補正回路が、ターンオン時の直後における測定を、逆回復期間後とすることで、オーバーシュートによる影響を排除することができる。

[0018] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのいずれか一方、または両方のターンオフ時を含む直前の出力と、フォール期間後のテール期間を待ったときの出力との差を算出する補正回路を備えたものとすることができる。補正回路が、ターンオフ時の直後における測定を、フォール期間後のテール期間を待って行うことで、後段の回路が過小な値を参照してしまうことを回避することができる。

[0019] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのいずれか一方、または両方のターンオン時および／またはターンオフ時を含む直前を第1タイミング、スイッチング時間経過時からスイッチング周期の終わりまでの間のタイミングを第2タイミングとしたときの前記第1タイミングから前記第2タイミングまでの出力を積算し、平均化する補正回路を備えたものとすることができる。補正回路が、ターンオン時の直後における測定を、スイッチング時間（逆回復期間）後とすることで、オーバーシュートによる影響を排除することができる。

[0020] 本発明のインバータは、本発明の電流測定装置の積分回路からの出力信号と、前記上アーム、または前記下アームのスイッチング信号とにより、前記出力電流が流れ出る方向、または前記出力電流が流れ込む方向のいずれかを判定する制御部を備えたことを特徴とする。

[0021] 本発明のインバータによれば、本発明の電流測定装置の積分回路からの出力信号だけでは、出力電流が流れ出る方向なのか、出力電流が流れ込む方向なのかが判別できない。そこで、制御部が上アームまたは下アームのスイッチングを制御するスイッチング信号によりターンオン時かターンオフ時かを判断することにより、出力電流がいずれか方向に流れているかを判定することができる。

発明の効果

[0022] 本発明は、アームのターンオン時およびターンオフ時の電流値を検出することができるため、インバータからの出力電流が大電流で、低い周波数であっても、出力電流を測定することが可能である。

図面の簡単な説明

[0023] [図1]本実施の形態1に係る電流測定装置と、電流測定装置が出力電流を測定するインバータと、インバータが電源を供給する三相交流モータとを示す図である。

[図2A]図1に示す電流測定装置の動作を説明するための波形の図であり、第3アームが出力する電流波形とインバータの出力電流の平均値の波形とを示す図である。

[図2B]図1に示す電流測定装置の動作を説明するための波形の図であり、下アームに流れる電流波形を示す図である。

[図2C]図1に示す電流測定装置の動作を説明するための波形の図であり、空芯コイルからの出力電圧波形を示す図である。

[図2D]図1に示す電流測定装置の動作を説明するための波形の図であり、積分回路（不完全積分回路）からの出力波形を示す図である。

[図2E]近似値算出回路による近似電流値の算出方法を説明するための図であり、積分回路（不完全積分回路）からの波形の絶対値を示す図である。

[図2F]近似値算出回路による近似電流値の算出方法を説明するための図であり、図2Eに示す波形からピーク同士を時系列的に結んだ直線近似の波形を示す図である。

[図3]近似値算出回路による近似電流値の算出方法を説明するための図であり、積分回路（不完全積分回路）からの出力の絶対値を取った波形を示す図である。

[図4]リップル成分算出回路によるリップル成分の算出方法を説明するための電流波形を示す図である。

[図5]本発明の実施の形態2に係る電流測定装置の補正回路を説明するための図である。

[図6A]図5に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、下アームに流れる電流を示す電流波形を示す図である。

[図6B]図5に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、積分回路（不完全積分回路）からの出力波形を示す図である。

[図6C]図5に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、補正回路が補正する際の下アームのターンオフ時の直前および直後を説明するための図6BのA部拡大図である。

[図7]本発明の実施の形態3に係る電流測定装置の補正回路を説明するための図である。

[図8A]図7に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、下アームに流れる電流を示す電流波形を示す図である。

[図8B]図7に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、積分回路（不完全積分回路）からの出力波形を示す図である。

[図8C]図7に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、補正回路が補正する際の下アームのターンオン時の直前および直後を説明するための図8BのB部拡大図である。

[図9]本発明の実施の形態4に係る電流測定装置の補正回路を説明するための図である。

[図10A]図9に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、下アームに流れる電流を示す電流波形を示す図である。

[図10B]図9に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、積分回路（不完全積分回路）からの出力波形を示す図である。

[図10C]図9に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、補正回路が補正する際の下アームのターンオフ時の直前および直後を説明するための図10BのC部拡大図である。

[図11]本発明の実施の形態5に係る電流測定装置の補正回路を説明するための図である。

[図12A]図11に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、下ア

ームに流れる電流を示す電流波形を示す図である。

[図12B]図 1 1 に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、図 1 2 A に示す電流の波形からスイッチング周期を切り出し拡大した図である。

[図12C]図 1 1 に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、ターンオン時およびターンオフ時を拡大した波形の図である。

[図12D]図 1 1 に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、積分回路（不完全積分回路）からの出力波形を示す図である。

[図12E]図 1 1 に示す補正回路の動作を説明するための波形の図であり、補正回路が補正する際の下アームのターンオン時を説明するための図 1 2 B の一部を拡大した出力波形を示す図である。

[図13]従来の電流測定装置を説明するための図である。

符号の説明

- [0024] 1 0 インバータ
 1 1 第 1 アーム
 1 2 第 2 アーム
 1 3 第 3 アーム
 1 1 1, 1 2 1, 1 3 1 上アーム
 1 1 2, 1 2 2, 1 3 2 下アーム
 1 4 制御部
 2 0 電流測定装置
 2 1, 2 2 空芯コイル
 2 3 測定回路
 2 3 1 積分回路
 2 3 2 近似値算出回路
 2 3 3 リプル成分算出回路
 2 3 4 故障検出回路
 2 3 5, 2 3 6, 2 3 7, 2 3 8 補正回路
 B T 電池

M T 三相交流モータ

L H 電源線

L L グランド線

L 1 第1配線

L 2 第2配線

L 3 第3配線

i_u, i_v, i_w 出力電流

$v_{u1}, v_{u2}, v_{v1}, v_{v2}, v_{w1}, v_{w2}$ 誘導起電力

i_{low}, i_{high} 電流

$S_{u1}, S_{u2}, S_{v1}, S_{v2}, S_{w1}, S_{w2}$ ゲート信号

$S_{u_{out}}, S_{v_{out}}, S_{w_{out}}$ 信号

$X_{w1_{avg}}, X_{w2_{avg}}$ 信号

t_n, t_{n-2} ターンオフ時

t_{n-1}, t_{n+1} ターンオン時

$X_n, X_{n-1}, X_{n-2}, X_{n+1}, X_{on}, X_{off}$ 電流値

L_{off}, L_{on} 直線

X_{rip} リプル成分

$X_{w1_{rip}}, X_{w2_{rip}}$ 信号

t_0 第1タイミング

t_1 第2タイミング

発明を実施するための形態

[0025] (実施の形態1)

本発明の実施の形態1に係る電流測定装置およびインバータを図面に基づいて説明する。

図1に示すインバータ10は、電池BTからの直流を交流に変換して三相交流モータMTを駆動するものである。

インバータ10は、各相の電流を出力する3つのアームである第1アーム11から第3アーム13が、電池BTからの一方の電源線（電池BTの正極

側の電源線 L_H)と他方の電源線(電池 B_T の負極側のグラウンド線 L_L)との間に、並列に接続されている。

第1アーム11から第3アーム13は、上アーム111, 121, 131と下アーム112, 122, 132とが、直列に接続されている。

[0026] 上アーム111~131は、電源線 L_H に第1配線 L_1 により接続されている。下アーム112~132は、グラウンド線 L_L に第2配線 L_2 により接続されている。上アーム111~131と下アーム112~132との間は、第3配線 L_3 により接続されている。

[0027] 上アーム111~131と、下アーム112~132とは、スイッチング素子と還流ダイオードとにより構成されている。スイッチング素子は、半導体デバイスにより形成されている。例えば、スイッチング素子は、バイポーラトランジスタ、 $MOSFET$ (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor)、 $IGBT$ (Insulated Gate Bipolar Transistor) などが使用できる。特に、大電流が流せ、スイッチング速度が早い、 $IGBT$ が望ましい。

[0028] インバータ10は、この上アーム111~131および下アーム112~132のスイッチングを制御する制御部14を備えている。

制御部14は、電流測定装置20からの信号 $S_{u_{out}}$, $S_{v_{out}}$, $S_{w_{out}}$ に基づいて、第1アーム11から第3アーム13のスイッチング信号となるゲート信号 S_{u1} , S_{u2} , S_{v1} , S_{v2} , S_{w1} , S_{w2} を制御して、各アーム11~13の第3配線 L_3 からの出力電流 i_u , i_v , i_w の電流値および周波数を調整する。

[0029] 電流測定装置20は、インバータ10が出力する電流を測定して、測定結果を各相に、信号 $S_{u_{out}}$, $S_{v_{out}}$, $S_{w_{out}}$ をインバータ10へ出力する。

電流測定装置20は、電源線 L_H と上アーム111~131との間の第1配線 L_1 と、グラウンド線 L_L と下アーム112~132との間の第2配線 L_2 との両方の配線をそれぞれに取り囲む一対の空芯コイル21, 22を各相に備えている。本実施の形態1では、空芯コイル21, 22として、ロース

キーコイルを使用している。

[0030] また、電流測定装置 20 は、各相の空芯コイル 21, 22 に発生した誘導電圧 v_{u1} , v_{u2} , v_{v1} , v_{v2} , v_{w1} , v_{w2} に基づいて、出力電流 i_u , i_v , i_w を測定する測定回路 23 を各相に備えている。

[0031] 測定回路 23 は、空芯コイル 21, 22 にて発生した誘導起電力 v_{u1} , v_{u2} , v_{v1} , v_{v2} , v_{w1} , v_{w2} を積分する積分回路 231 と、積分回路 231 の出力に接続された、近似値算出回路 232、リップル成分算出回路 233 および故障検出回路 234 とを備えている。

積分回路 231 は、演算増幅器を積分器として機能させてアナログ処理としたり、AD変換してデジタル処理としたりすることができる。デジタル処理する場合には、空芯コイル 21, 22 からの波形の面積を求める演算回路とすることで、演算回路を積分演算させることができる。

[0032] 近似値算出回路 232 は、出力電流 i_u , i_v , i_w の平均電流を算出する機能を備えている。リップル成分算出回路 233 は、出力電流 i_u , i_v , i_w に含まれるリップル成分を算出する機能を備えている。故障検出回路 234 は、上アーム 111~131 に流れる電流と、下アーム 112~132 に流れる電流を比較する機能を備えている。

故障検出回路 234 は、差動入力の演算増幅器を使用することができる。

[0033] 以上のように構成された本発明の実施の形態 1 に係る電流測定装置 20 の動作を図面に基づいて説明する。

インバータ 10 の制御部 14 が、第 1 アーム 11 から第 3 アーム 13 のスイッチング素子のオン状態とオフ状態を切り替えるゲート信号 S_{u1} , S_{u2} , S_{v1} , S_{v2} , S_{w1} , S_{w2} を出力する。上アーム 111~131 のスイッチング素子がオン状態、下アーム 112~132 のスイッチング素子がオフ状態のときに、上アーム 111~131 に電流 i_high が流れ、上アーム 111~131 のスイッチング素子がオフ状態、下アーム 112~132 のスイッチング素子がオン状態のときに、電流 i_low が流れる。

電流 i_{high} と電流 i_{low} との合成電流により、出力電流 i_u , i_v , i_w が三相交流となって、インバータ 10 から三相交流モータ MT へ出力される。図 2 A に示すように、出力電流 i_u , i_v , i_w (i_{out}) は、電流 i_{high} と電流 i_{low} とを合成した電流であるため、鋸刃状の波形となり、擬似的な正弦波となる。

[0034] インバータ 10 からの出力電流 i_u , i_v , i_w によって三相交流モータ MT が回転する。

[0035] ここで、電流測定装置 20 による電流測定の動作を説明する。なお、電流測定は、第 3 アーム 13 の下アーム 132 に装着された空芯コイル 22 と、第 3 アーム 13 を対象に測定する測定回路 23 を例に説明する。第 1 アーム 11 および第 2 アーム 12 に装着された他の空芯コイル 21, 22 と、第 1 アーム 11 および第 2 アーム 12 に流れる電流を測定する他の測定回路 23 は動作が同じであるため省略する。

[0036] 第 3 アーム 13 の下アーム 132 とグラウンド線 LL との間の第 2 配線 L2 には、図 2 B に示すような電流 i_{low} が流れる。

この電流 i_{low} は、スイッチング素子がオン状態からオフ状態（ターンオフ時）となると電流が遮断され、流れなくなる。オフ状態からオン状態（ターンオン時）になると、急激に電流 i_{low} が流れ始めた後に、図 2 B では、徐々に増加して、オフ状態となるときより多くの電流が流れ、再びオフ状態となり電流が遮断される。

[0037] 図 1 に示すように、第 2 配線 L2 を空芯コイル 22 により取り囲んでいるため、第 2 配線 L2 に流れる電流によって空芯コイル 22 に誘導起電力が発生する。この誘導起電力のピーク値は、図 2 C に示すような、下アーム 132 に流れる電流 i_{low} の微分に比例する電圧となる。

しかし、この誘導起電力の波形は、下アーム 132 のスイッチングの遅れや、空芯コイル 22 が不完全微分回路であるため、振幅が無限で幅が 0 の波形とならず、ターンオフ時およびターンオン時に急激に変化する、振幅が有限で、幅を有するピーク波形となる。

[0038] 測定回路23では、空芯コイル22からの出力が積分回路231に入力される。積分回路231により、空芯コイル22からの出力が積分されることで、積分回路231から図2Dに示すような出力信号が出力される。この出力信号のターンオン時およびターンオフ時のピーク値が第3アーム13の出力電流 i_w の電流値を示す。なお、図2Dでは、積分回路231が反転型であるため、出力の方向を逆に示している。

[0039] 図2Dに示す例では、積分回路231により空芯コイル22からの出力が積分されて電圧値が上昇してピークとなるが、積分回路231は、演算増幅器を積分器として機能させた不完全積分回路であるため、電圧が急激に低下するとコンデンサの放電により、出力波形は徐々に減衰する。しかし、積分回路231が不完全積分回路であっても、ピークが検出できれば、このピーク値が電流 i_{low} , i_{high} のターンオン時およびターンオフ時の電流に比例するため問題は無い。

[0040] このように、出力電流 i_w が低周波であっても、上アーム111~131と下アーム112~132とのそれぞれに流れる電流 i_{low} , i_{high} の変化は、出力電流 i_w の1周期の間に頻繁に発生するため、高周波として扱うことができる。従って、空芯コイル21, 22が電流 i_{low} , i_{high} の変化を微分として出力し、積分回路231が積分することで、第1アーム11~第3アーム13のターンオン時およびターンオフ時の電流値を、積分回路231からの電圧値として検出することができる。従って、電流測定装置20は、インバータ10からの出力電流 i_u , i_v , i_w が大電流で、低い周波数であっても、出力電流 i_u , i_v , i_w を測定することが可能である。

[0041] 積分回路231は、上アーム131側を信号 S_{vw1} 、下アーム側を S_{vw2} として、インバータ10へ出力する。

[0042] 次に、積分回路231からの出力は、近似値算出回路232に入力される。近似値算出回路232では、まず、積分回路231による不完全積分後の波形（図2D参照）を、下アーム132のターンオン時の出力およびターン

オフ時の出力の絶対値を取る（図 2 E 参照）。具体的にはターンオン時の波形信号のマイナス値をプラス値に変換する。

[0043] 次に、近似値算出回路 232 では、絶対値の波形（図 2 E 参照）に変換した後、図 2 F に示すようにターンオン時とターンオフ時のピーク同士を時系列的に直線で結ぶことで電流値に変換する。

インバータ回路などの電力変換器は、負荷がモータの巻き線などの場合が多い。そのため、電流値が急激に変化しない。従って、積分回路 231 からの波形に対して絶対値を取り、直線近似を行うことにより、電流値への変換が可能である。

この場合はピーク同士を直線で結んでいるが、ノイズ除去のためにピークから所定時間経過時の絶対値を直線で近似するようにしてもよい。

この所定時間は、ターンオン時であれば、上アームおよび下アームの逆回復期間（リバースリカバリ期間）とすることができる。また、ターンオフ時であれば、上アームおよび下アームにおけるフォール期間後のテール期間とすることができる。また、所定時間は、ピーク波形への影響を考慮して、任意に設定することができる。

このように近似値算出回路 232 が、離散的で変動幅が大きいピーク値の代わりとして、直線近似により連続した電流値とすることで、出力電流 i_u , i_v , i_w （図 1 参照）の変化に応じた電流値とすることができる。

[0044] また、近似値算出回路 232 では、下アーム 132 のターンオン時の出力およびターンオフ時の出力の絶対値同士を平均して近似した電流値を算出することもできる。以下、積分回路 231 からの出力されたピーク時の電圧値を、電流値と読み替えて説明する。

図 3 に示すように、近似値算出回路 232 は、まず、最初に現れるターンオフ時 t_{n-2} の電流値 X_{n-2} を保持する。次に現れるターンオン時 t_{n-1} の電流値 X_{n-1} は、図 2 D に示すようにマイナス値であるため、近似値算出回路 232 が絶対値を取ると、プラス値となる。そして、近似値算出回路 232 は、ターンオン時 t_{n-1} まで保持された電流値 X_{n-2} とターンオン時 t_{n-1} の電流値 X_{n-1} との平

均を算出する。この平均値が、次のターンオフ時 t_n までの出力電流 i_u , i_v , i_w の近似電流値となる。

[0045] このように近似値算出回路 232 が、離散的で変動幅が大きいピーク値の代わりとして、近似値を算出して連続した電流値とすることで、出力電流 i_u , i_v , i_w の変化に応じた電流値とすることができる。近似値算出回路 232 は、第3アーム 13 の上アーム 131 および下アーム 132 に流れる電流の近似電流値を信号 X_{w1_avg} , X_{w2_avg} としてインバータ 10 へ出力する。

[0046] 積分回路 231 からの出力は、リップル成分算出回路 233 に入力される。リップル成分算出回路 233 では、ターンオン時に想定される電流値と実際の電流値との差、ターンオフ時に想定される電流値と実際の電流値との差を算出する。

ターンオン時に想定される電流値とは、図4に示すように連続するターンオフ時 t_{n-2} と t_n と、その時のそれぞれの電流値 X_{n-2} , X_n とから、直線 L_{off} の方程式を求め、この方程式から求められたターンオン時 t_{n-1} の電流値 X_{on} である。

同様に、ターンオフ時に想定される電流値とは、連続するターンオン時 t_{n-1} と t_{n+1} と、その時のそれぞれの電流値 X_{n-1} , X_{n+1} とから、直線 L_{on} の方程式を求め、この方程式から求められたターンオフ時 t_n の電流値 X_{off} である。

[0047] ここで、直線 L_{off} は、2点の座標 (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) から、この2点を結ぶ直線の方程式（式（1）参照）に基づいて、式（2）のように表すことができる。

[0048] [数1]

$$y - y_1 = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1)$$

$$\dots (1)$$

[0049] [数2]

$$X = \frac{X_n - X_{n-2}}{t_n - t_{n-2}} (t - t_{n-2}) - X_{n-2}$$

．．．（２）

[0050] 従って、ターンオン時 t_{n-1} における推定される電流値 X_{on} は、式（３）により推定することができる。

[0051] [数3]

$$X_{on} = \frac{X_n - X_{n-2}}{t_n - t_{n-2}} (t_{n-1} - t_{n-2}) - X_{n-2}$$

．．．（３）

[0052] しかし、ターンオン時 t_{n-1} における実際の電流値は X_{n-1} であったため、その差を $X_{on} - X_{n-1}$ により算出することで、ターンオン時 t_{n-1} から次のターンオフ時 t_n までの期間のリプル成分を X_{rip} とすることができる。

[0053] また、ターンオフ時 t_n の電流値 X_{off} も同様にして、式（４）により推定することができる。

[0054] [数4]

$$X_{off} = \frac{X_{n+1} - X_{n-1}}{t_{n+1} - t_{n-1}} (t_n - t_{n-1}) - X_{n-1}$$

．．．（４）

[0055] そして、ターンオフ時 t_n における実際の電流値が X_n であったため、その差を $X_{off} - X_n$ により算出することで、リプル成分 X_{rip} を求めることができる。

このようにして、リプル成分算出回路 233 は、リプル成分 X_{rip} を求め、第 3 アーム 13 の上アーム 131 側のリプル成分を信号 X_{w1rip} とし、下アーム 132 側のリプル成分を信号 X_{w2rip} としてインバータ 10 へ出力する。

[0056] 本実施の形態 1 では、リプル成分算出回路 233 は、ターンオン時とターンオフ時の両方のリプル成分を算出しているが、いずれか一方のリプル成分を算出するようにしても、出力電流に含まれるリプル成分の目安となる。しかし、より正確に、リプル成分を測定するためには、ターンオン時とターンオフ時の両方を算出の方が望ましい。

[0057] 積分回路 231 からの出力は、故障検出回路 234 に入力される。故障検出回路 234 では、上アーム 131 側の積分回路 231 からの出力と、下ア

ーム132側の積分回路231からの出力との差および和を算出する。

[0058] インバータ10が正常に動作している場合は、例えば、上アーム131または下アーム132における、ターンオン時およびターンオフ時の積分回路231の出力の和は、原理的にほぼ0となる。これは出力に接続された負荷は一般に誘導負荷であり急峻な電流の変化がなく、また上アーム131と下アーム132の電流 (i_{high} , i_{low}) の和が出力電流 i_w となることから、上アーム131と下アーム132との電流の和は急峻な電流の変化がない。従って、積分回路231の出力の和もノイズ分を除いて小さい値となる。

[0059] しかし、上アーム131と下アーム132との電流の和の値がある値以上に変化した場合は、空芯コイル21, 22や積分回路231の演算増幅器などの電流測定装置20の各部品や、インバータ10に故障が起こった場合と判断できる。

従って、故障検出回路234にて、一对の空芯コイル21, 22に接続されたそれぞれの積分回路231からの出力値の和から、ノイズ成分をフィルタ等で除去し、その値をモニタし、予め設定されたしきい値と比較し、しきい値以上か否かを判断することによって故障を検出することができる。

[0060] また、例えば、上アーム131または下アーム132における、ターンオン時およびターンオフ時の積分回路231の出力の差が、ある範囲を超えて急に大きくなった場合に、短絡電流等の大電流が、上アーム131または下アーム132に流れている可能性がある。

従って、故障検出回路234にて、一对の空芯コイル21, 22に接続されたそれぞれの積分回路231からの出力値の差をモニタし、予め設定されたしきい値と比較し、しきい値以上か否かを判断することによって故障を検出することができる。

以上のように構成することで、上アームと下アームに個別に判断回路を設ける必要が無く、簡単な構成で故障を検出できる。

[0061] 故障検出回路234では、電流 i_{high} と電流 i_{low} との和がし

きい値より大きい、および差がしきい値より大きいときに、異常を検出した信号 $X_{w_{fail}}$ としてインバータ10へ出力したりすることができる。なお、本実施の形態では、電流 i_{high} と電流 i_{low} との和および差の両方をモニタしているが、いずれか一方でもよい。また、信号 $X_{w_{fail}}$ を和のときの異常と差のときの異常との両方を兼ねているが、信号線を分けて、和のときの異常と差のときの異常とを別々に通知するようにしてもよい。

[0062] インバータ10では、制御部14が電流測定装置20からの信号 $S_{u_{out}}$, $S_{v_{out}}$, $S_{w_{out}}$ に基づいて、第1アーム11から第3アーム13へのゲート信号 S_{u1} , S_{u2} , S_{v1} , S_{v2} , S_{w1} , S_{w2} を制御する。

[0063] 積分回路231からの出力信号では、上アーム111~131に流れる電流 i_{high} または下アーム112~132に流れる電流 i_{low} は、三相交流モータMTへ流れ出る方向のときのターンオフ時と、三相交流モータMTから流れ込む方向のターンオフ時とのそれぞれで、図2Cに示すようなピーク波形が発生する。また、ターンオン時も同様である。

[0064] 従って、積分回路231からの出力信号だけでは、三相交流モータMTへ流れ出るときのスイッチングなのか、三相交流モータMTから流れ込むときのスイッチングなのかが、インバータ10では判別できない。

[0065] そこで、インバータ10の制御部14では、上アーム111~131を制御するゲート信号 S_{u1} , S_{v1} , S_{w1} がオン状態のときに、電流 i_{high} は上アーム111~131から三相交流モータMTへ流れ出る状態であると判別できる。また、ゲート信号 S_{u1} , S_{v1} , S_{w1} がオフ状態のときに、電流 i_{high} は上アーム111~131から三相交流モータMTから流れ込む状態であると判別できる。

[0066] 同様にして、下アーム112~132を制御するゲート信号 S_{u2} , S_{v2} , S_{w2} がオン状態のときに、電流 i_{low} は下アーム112~132から三相交流モータMTへ流れ出る状態であると判別できる。また、ゲート信号 S_{u2} , S_{v2} , S_{w2} がオフ状態のときに、電流 i_{low} は下アーム112~132から三相交流モータMTから流れ込む状態であると判別で

きる。

[0067] このように、制御部 14 は、ゲート信号によって、積分回路 231 からの出力信号が、上アーム 111～131 および下アーム 112～132 に対するいずれの電流の向きのものを判別することができる。

[0068] 本実施の形態 1 では、アーム 11～13 へのゲート信号によって、電流の向きの判別を行っていたが、空芯コイル 21, 22 を、アーム 11～13 のスイッチング素子側と、還流ダイオード側との 2 個に分けて配置することで、還流ダイオード側の空芯コイルによって、電流の向きの判別を行うようにしてもよい。

[0069] なお、本実施の形態 1 では、三相交流を三相交流モータに供給するインバータを例に、電流測定装置の説明をしたが、インバータはアームを一つ備えた単相交流を出力するものとしたり、三相交流以外の多相交流を出力するものとしたりすることができる。

また、本実施の形態 1 では、上アーム 111～131 用と、下アーム 112～132 用にそれぞれ空芯コイル 21, 22 を装着しているが、電流測定装置に故障検出回路 234 を備えなければ、空芯コイル 21, 22 はいずれか一方でもよい。

[0070] (実施の形態 2)

本発明の実施の形態 2 に係る電流測定装置を図面に基づいて説明する。

本実施の形態 2 に係る電流測定装置では、積分回路の後段に、補正回路が接続されている。図 5 では、第 3 アームの下アーム 132 用の空芯コイル 21 に接続された積分回路 231 の出力に接続された補正回路 235 を示しているが、本実施の形態 2 に係る電流測定装置では、各上アーム用、各下アーム用として、この補正回路 235 が積分回路 231 の出力に接続されている。以下、第 1 アーム 11～第 3 アーム 13 を代表して、下アーム 132 を例に説明する。

[0071] この補正回路 235 には、図 1 に示すインバータ 10 における制御部 14 から、第 3 アーム 13 の下アーム 132 のターンオンおよびターンオフを指

示するスイッチング信号となるゲート信号 $S w 2$ が接続されている。

[0072] 下アーム 1 3 2 は、ターンオフ時に電流が遮断され、ターンオン時に通電するため、電流 i_{low} が図 6 A に示すように流れる。この電流 i_{low} を空芯コイル 2 2 により微分し、不完全積分回路である積分回路 2 3 1 によって積分することで、図 6 B に示すようなターンオン時およびターンオフ時にピークとなり、その後に減衰する尖鋭な波形となる。

しかし、この図 6 B のピーク波形を微視的にみると、バイアスが掛かっている場合がある。そうすると、ピーク波形のピーク値にバイアスが加算されるため、本来のピーク値が正確に測定できず、近似値算出回路 2 3 2 での平均電流の算出や、リップル成分算出回路 2 3 3 でのリップル成分の算出に支障が生じるおそれがある。

[0073] そこで、図 6 C に示すように、補正回路 2 3 5 では、積分回路 2 3 1 からの、下アーム 1 3 2 のターンオン時とターンオフ時との直前の値を保持して、直後のピーク値を検出したときに、直前の値と直後のピーク値との出力差を算出する。

補正回路 2 3 5 は、ターンオン時とターンオフ時とをゲート信号 $S w 2$ により判断する。

[0074] このように補正回路 2 3 5 がターンオン時およびターンオフ時を含む直前の出力と、ピーク値を含む直後の出力の差を算出する。そうすることで、積分回路 2 3 1 からの正確なピーク値を算出することができる。

[0075] ここで、不完全積分回路により構成された積分回路 2 3 1 の時定数は、上アーム 1 1 1, 1 2 1, 1 3 1 と、下アーム 1 1 2, 1 2 2, 1 3 2 による半導体素子のスイッチング時間の逆数より短いものとしている。そうすることで、上アームおよび下アームのターンオン時およびターンオフ時のスイッチングに、積分回路 2 3 1 を追従させやすくすることができる。

[0076] なお、本実施の形態 2 では、補正回路 2 3 5 が、ターンオン時およびターンオフ時の両方について、出力の差を算出しているが、いずれか一方でもよい。

[0077] (実施の形態3)

本発明の実施の形態3に係る電流測定装置を図面に基づいて説明する。

図7に示すように、本実施の形態3に係る電流測定装置では、実施の形態2と同様に、積分回路231の後段に、補正回路236が接続されている。

この補正回路236は、図8A～図8Cに示すように、上アームおよび下アームのターンオン時の直後の出力差を算出するときに、上アームおよび下アームの逆回復期間（リバースリカバリ期間） t_{rr} を待ってから積分回路231からの出力値の測定を行う。例えば、スイッチングが始まってから逆回復期間 t_{rr} が終了するまでの期間を、上アームおよび下アームをIGBTとすれば、耐圧1000Vあたり500nsとすることができる。例えば、耐圧2000VのIGBTであれば補正回路236は、直後としての積分回路231からの出力値の測定を1 μ s後とすることができる。

なお、図8Cにおいては、便宜上、波形の上下を反転させて示している。

[0078] これは、直後の測定が逆回復期間 t_{rr} 内であると、例えば、下アーム132であれば、下アーム132のターンオン時に、上アーム131のダイオードに流れる順方向電流が逆方向に切り替わるが、そのときキャリア移動により逆方向の電流が一瞬流れるため、この一瞬の電流が下アーム132に流れ、オーバーシュートとなって、積分回路231が過大な値を出力する可能性があるためである。

従って、補正回路236が、ターンオン時の直後における測定を、逆回復期間 t_{rr} 後とすることで、オーバーシュートによる影響を排除することができる。

[0079] このとき、ターンオン時の直前の値は、ターンオン時とする。直前の値を、ターンオン時としても、上アームまたは下アームが、ゲート信号によるスイッチングに遅延が生じるため問題は無い。

また、ターンオン時の出力値とすることによって、測定する2つの時点の間隔を最短とすることができるので、正確な測定が可能である。

[0080] (実施の形態4)

本発明の実施の形態４に係る電流測定装置を図面に基づいて説明する。

図９に示すように、本実施の形態４に係る電流測定装置では、実施の形態２と同様に、積分回路２３１の後段に、補正回路２３７が接続されている。

この補正回路２３７は、図１０Ａ～図１０Ｃに示すように、上アームおよび下アームのターンオフ時の直後の出力差を算出するときに、上アームおよび下アームにおけるフォール期間 t_{fall} 後のテール期間 t_{tail} を待ってから積分回路２３１からの出力値の測定を行う。例えば、スイッチング開始からテール期間 t_{tail} を終了までの期間を、上アームおよび下アームをＩＧＢＴとすれば、耐圧１０００Ｖあたり５００ｎｓとすることができる。

[0081] これは、例えば、上アームおよび下アームがＩＧＢＴである場合では、ターンオフ時に、コレクターエミッタ間の電圧が上昇してもコレクタ側に残る過剰なキャリアが再結合で消滅するまでに時間を要する。そのため、電流が完全に遮断できずに一定期間電流が流れるため、出力値の測定がフォール期間 t_{fall} を過ぎてもテール期間 t_{tail} 内であると、後段の回路が過小な値を検出してしまうおそれがあるからである。

[0082] 従って、補正回路２３７が、ターンオフ時の直後における測定を、フォール期間 t_{fall} 後のテール期間 t_{tail} を待って行うことで、後段の回路が過小な値を参照してしまうことを回避することができる。

このとき、ターンオン時およびターンオフ時の直前の値は、実施の形態３と同様に、ターンオフ時とすることができる。

[0083] (実施の形態５)

本発明の実施の形態５に係る電流測定装置を図面に基づいて説明する。

図１１に示すように、本実施の形態５に係る電流測定装置では、実施の形態２と同様に、積分回路２３１の後段に、補正回路２３８が接続されている。

この補正回路２３８は、積分回路２３１からの出力波形の一定期間を積算し、その積算した値を積算期間で割ることで平均化するというものである。

[0084] 例えば、図１に示す下アーム１３２は、ターンオフ時に電流が遮断され、

ターンオン時に通電するため、電流 i_{low} が図 12 A に示すように流れる。

この図 12 A に示す電流の波形からスイッチング周期（ターンオンから次のターンオン、またはターンオフから次のターンオフまでの期間）を切り出し拡大したものが図 12 B である。図 12 B では、下アーム 132 に流れる電流 i_{low} を実線、下アーム 132 の両端の電圧を点線で示している。

図 12 C では、図 12 B に示すターンオン時およびターンオフ時を拡大した波形である。

図 12 D では、この電流 i_{low} を空芯コイル 22 により微分し、不完全積分回路である積分回路 231 によって積分したときの波形である。ターンオン時およびターンオフ時にピークとなり、その後に減衰する尖鋭な波形となる。図 12 E は、図 12 D の D 部を拡大した図である。

[0085] 図 12 C から判るように、ターンオン時では、スイッチング時間（逆回復期間）オーバーシュートとなって過大な電流が流れる。これは、図 12 E に示すように、空芯コイル 22 からの信号を積分回路 231 によって積分した出力でも、オーバーシュートが同様に現れる。積分回路 231 からオーバーシュートとなる過大な値が出力されると、近似値算出回路 232 や、リップル成分算出回路 233 の演算に影響を与えてしまう。

[0086] そこで、補正回路 238 では、式 (5) に示すように、ターンオン時を含む直前（第 1 タイミング t_0 ）からスイッチング時間以降（第 2 タイミング t_1 ）までを積算して平均化する。

[0087] [数5]

$$I_s = \int_{t_0}^{t_1} v(t) dt / (t_1 - t_0) \quad \dots (5)$$

ここで、第 1 タイミング t_0 は、補正回路 238 が、電圧値を A/D 変換してメモリにデジタル値を格納して演算するものであれば、出力波形が立ち上がったタイミングとすることができる。また、補正回路 238 がアナログ回路

により構成されたものであれば、出力波形の立ち上がりを検出したタイミングとすることができる。

[0088] 第2タイミング t_1 は、スイッチング時間経過時から、スイッチング周期の終わりまでとすることができる。従って、第1タイミング t_0 から第2タイミング t_1 までの積分時間は、式(6)に示す関係となるように設定することができる。

$$\text{スイッチング時間} \leq \text{積分時間} (t_1 - t_0) \leq \text{スイッチング周期} \cdots (6)$$

[0089] 本実施の形態では、積分時間(ns)として、半導体耐圧(V)/2としている。また、スイッチング周期の1/40とすることができる。更に、逆回復期間 t_{rr} の10倍以上(測定誤差5%以内)とすることができる。

[0090] このように、補正回路238が、ターンオン時の直後における測定を、スイッチング時間(逆回復期間 t_{rr})後とすることで、オーバーシュートによる影響を排除することができる。そうすることで、波形の振動や逆回復期間の影響を少なくすることができる。

なお、図12Eにおいては、波形がオーバーシュートした状態を図示しているが、図8Cと同様に、便宜上、波形の上下を反転させて示している。

[0091] 上記例では、下アーム132のターンオン時について説明したが、ターンオフ時も、ターンオン時を含む直前(第1タイミング t_0)からスイッチング時間以降(第2タイミング t_1)までを積分して平均化することで、ターンオン時と同様に、後段の回路にターンオフ時の影響を低下させることができる。

[0092] なお、本実施の形態2～5では、スイッチング(ターンオン、ターンオフ)のタイミングをゲート信号(例えば、下アーム132へのゲート信号 Sw_2)から行っているが、簡便な方法として、積分回路231の出力の立ち上がり、立下りや、空芯コイル21, 22センサの出力の立ち上がり、立下りを、トリガ回路で検出して、ゲート信号によるスイッチングのタイミング信号と代替えすることができる。この場合、精度が下がるものの、回路の構成と接続配線が簡便になるため、コストの低減を図ることができる。

産業上の利用可能性

[0093] 本発明は、インバータを使用する全ての装置に好適であり、特に、電気自動車のインバータに最適である。

請求の範囲

- [請求項1] 電源からの一方の電源線と他方の電源線との間に直列接続された上アームおよび下アームを備えたインバータからの出力電流を検知する電流測定装置であって、
- 前記一方の電源線と前記上アームとの間の第1配線、または前記他方の電源線と前記下アームとの間の第2配線のいずれか一方を取り囲む空芯コイル、または両方の配線をそれぞれに取り囲む一対の空芯コイルと、
- 前記空芯コイルからの出力を積分する積分回路とを備えた電流測定装置。
- [請求項2] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのターンオン時の出力およびターンオフ時の出力の絶対値を取り、ピーク同士を時系列的に結ぶ、またはピークから所定時間経過時の絶対値を結ぶことにより直線近似を行う近似値算出回路を備えた請求項1記載の電流測定装置。
- [請求項3] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのターンオン時の出力およびターンオフ時の出力の絶対値同士を平均する近似値算出回路を備えた請求項1記載の電流測定装置。
- [請求項4] 前記積分回路からの電流値に基づいて算出されたターンオン時に想定される電流値と、前記積分回路からのターンオン時の実際の電流値との差、または前記積分回路からの電流値に基づいて算出されたターンオフ時に想定される電流値と、前記積分回路からのターンオフ時の実際の電流値との差のいずれか一方、または両方を算出するリップル成分算出回路を備えた請求項1記載の電流測定装置。
- [請求項5] 前記一対の空芯コイルに接続されたそれぞれの前記積分回路からの出力の和および／または差を算出し、しきい値と比較する故障検出回路を備えた請求項1記載の電流測定装置。
- [請求項6] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アーム

ムのいずれか一方、または両方のターンオン時および／またはターンオフ時を含む直前の出力と、ピーク値を含む直後の出力の差を算出する補正回路を備えた請求項 1 から 5 のいずれかの項に記載の電流測定装置。

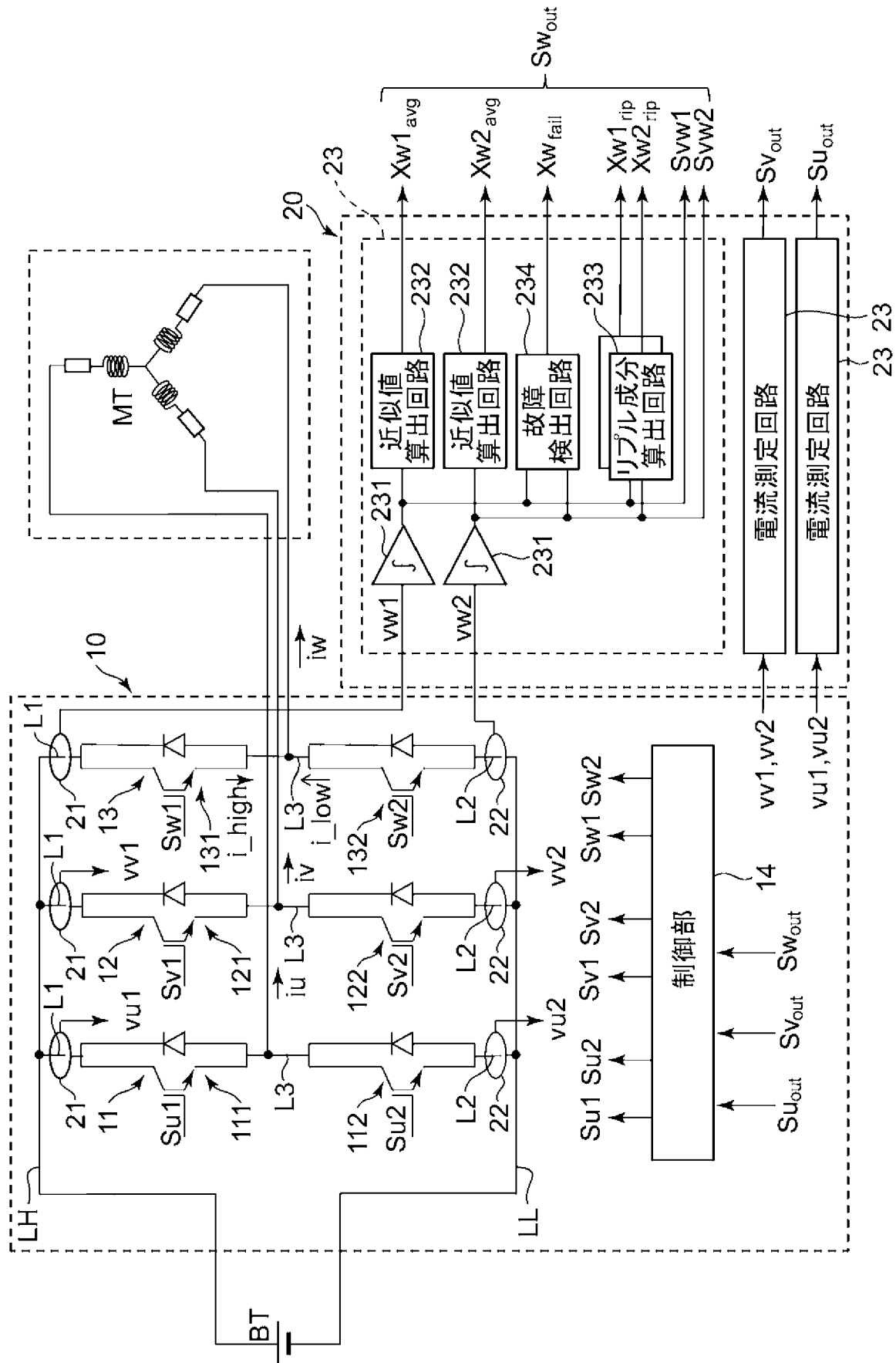
[請求項7] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのいずれか一方、または両方のターンオン時を含む直前の出力と、逆回復期間が終了したときの出力の差を算出する補正回路を備えた請求項 1 から 5 のいずれかの項に記載の電流測定装置。

[請求項8] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのいずれか一方、または両方のターンオフ時を含む直前の出力と、フォール期間後のテール期間を待ったときの出力との差を算出する補正回路を備えた請求項 1 から 5 のいずれかの項に記載の電流測定装置。

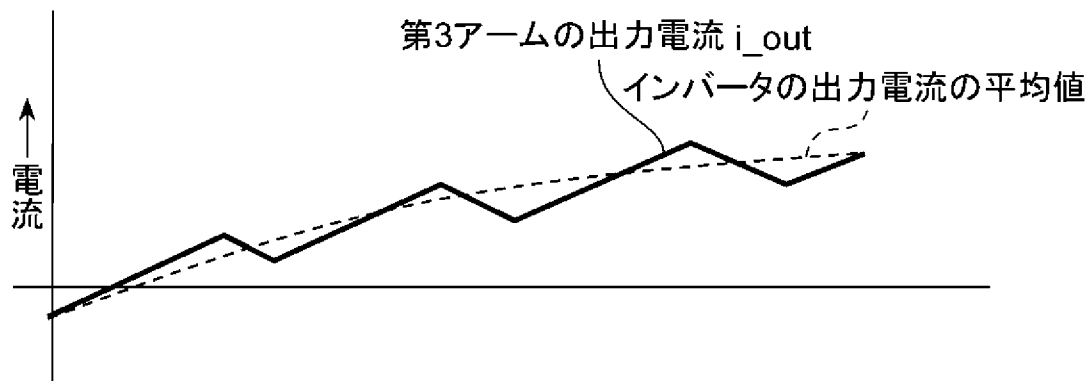
[請求項9] 前記積分回路からの出力であって、前記上アームまたは前記下アームのいずれか一方、または両方のターンオン時および／またはターンオフ時を含む直前を第 1 タイミング、スイッチング時間経過時からスイッチング周期の終わりまでの間のタイミングを第 2 タイミングとしたときの前記第 1 タイミングから前記第 2 タイミングまでの出力を積算し、平均化する補正回路を備えた請求項 1 から 5 のいずれかの項に記載の電流測定装置。

[請求項10] 前記請求項 1 から 9 のいずれかの項に記載の電流測定装置の積分回路からの出力信号と、前記上アーム、または前記下アームのスイッチング信号とにより、前記出力電流が流れ出る方向、または前記出力電流が流れ込む方向のいずれかを判定する制御部を備えたインバータ。

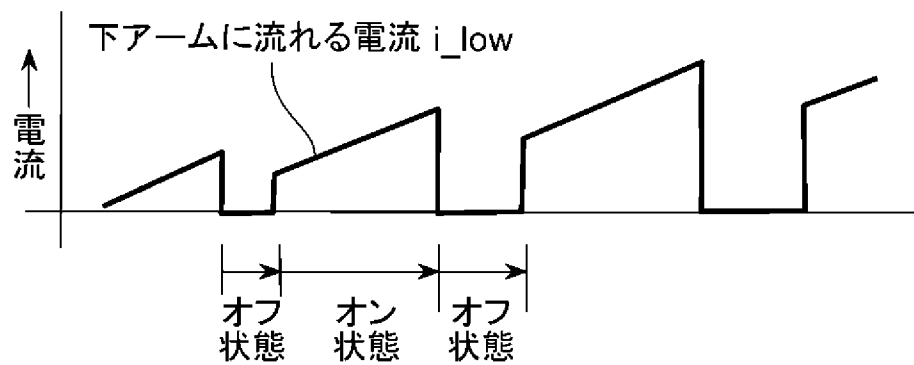
[図1]



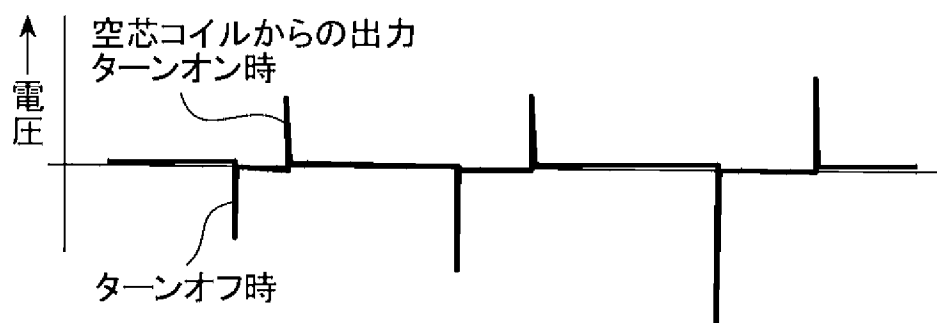
[図2A]



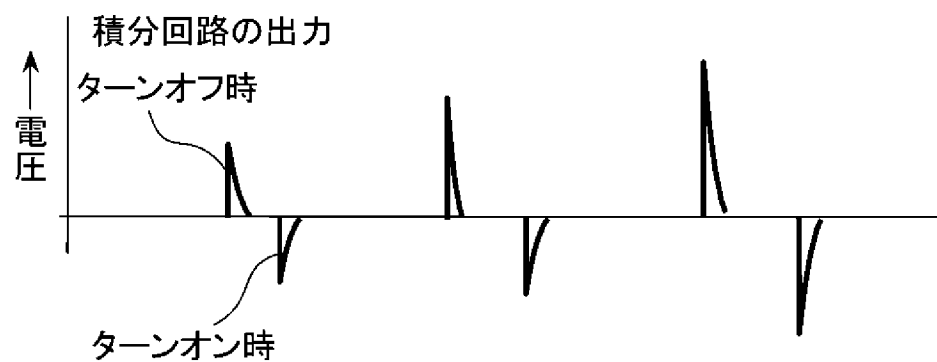
[図2B]



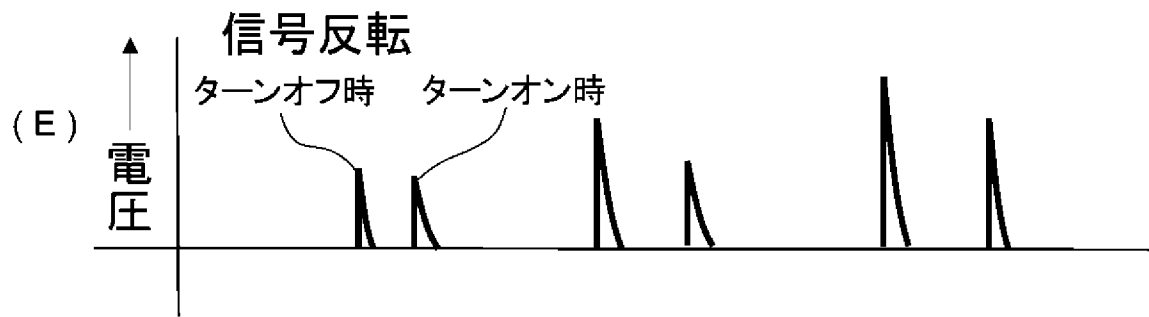
[図2C]



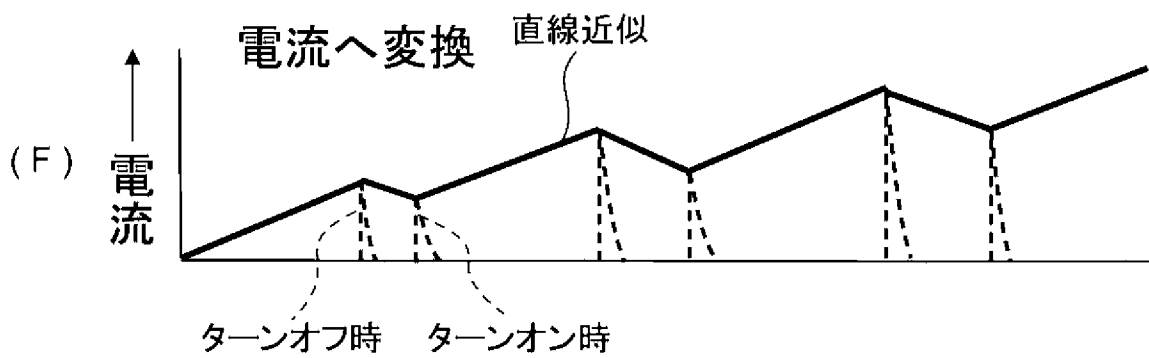
[図2D]



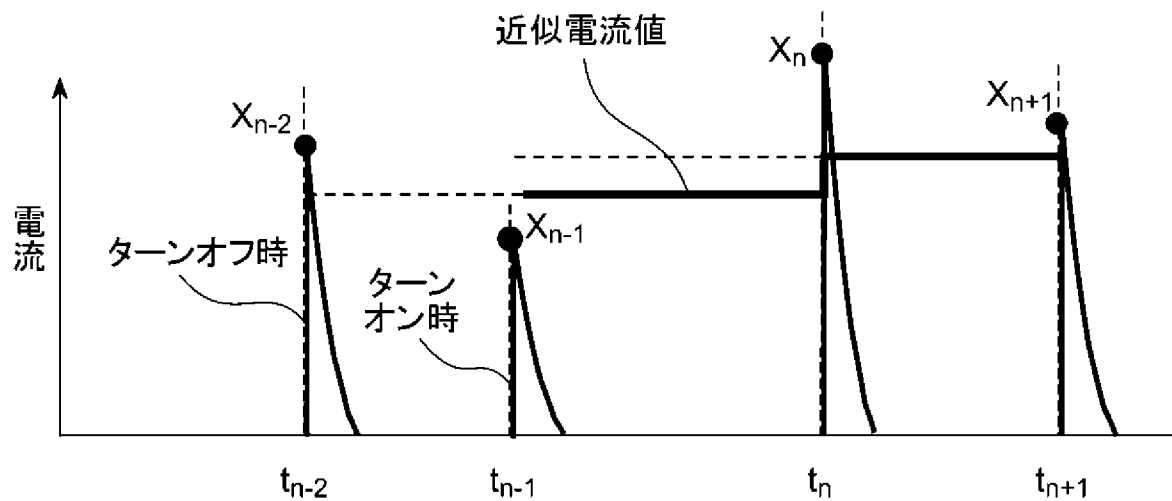
[図2E]



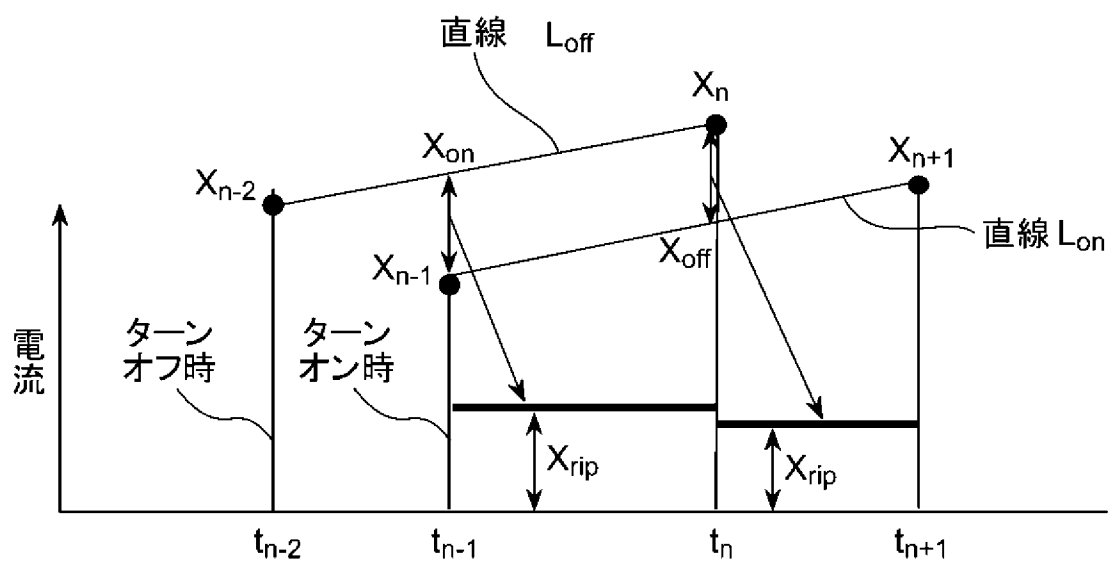
[図2F]



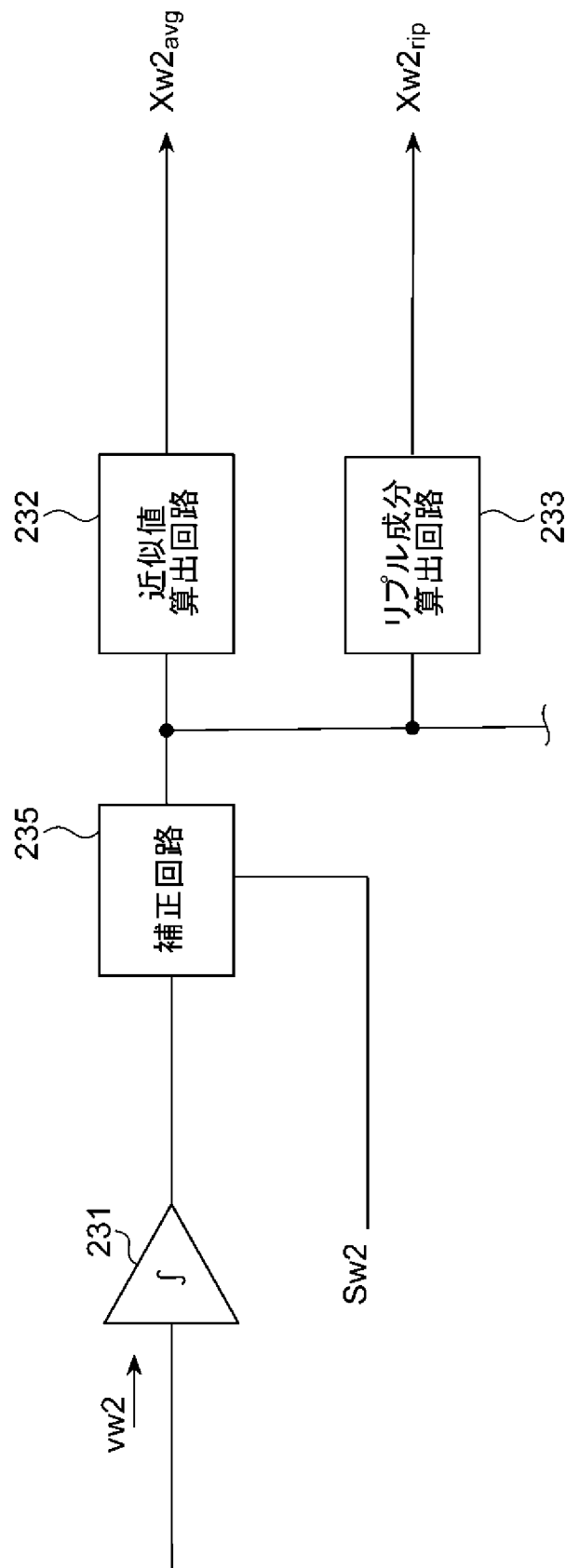
[図3]



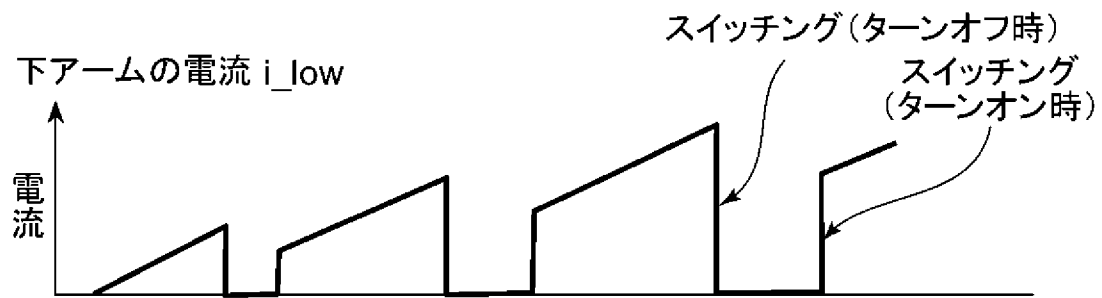
[図4]



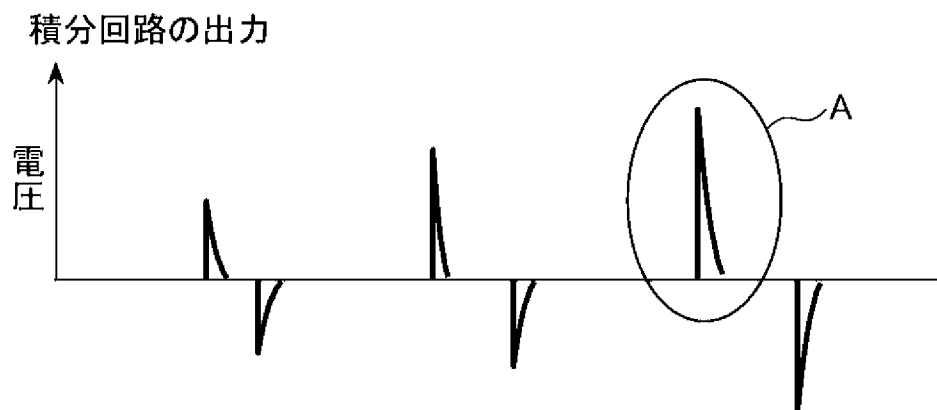
[図5]



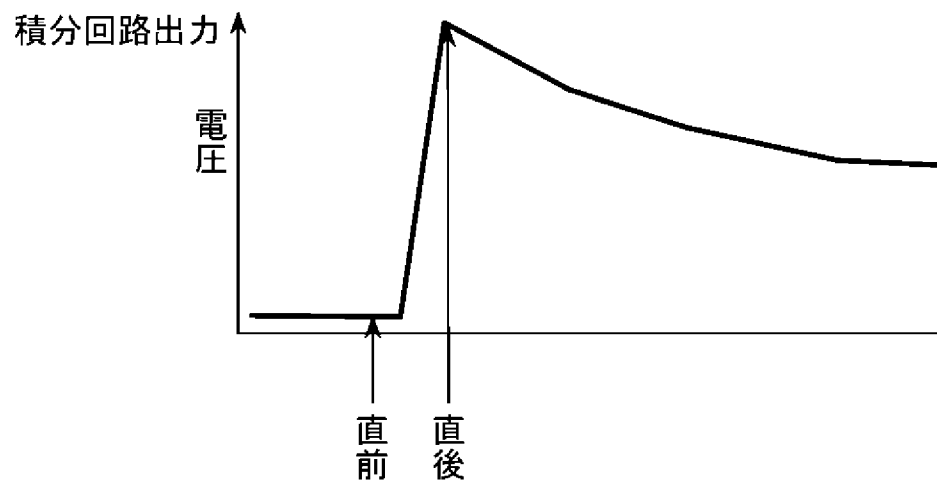
[図6A]



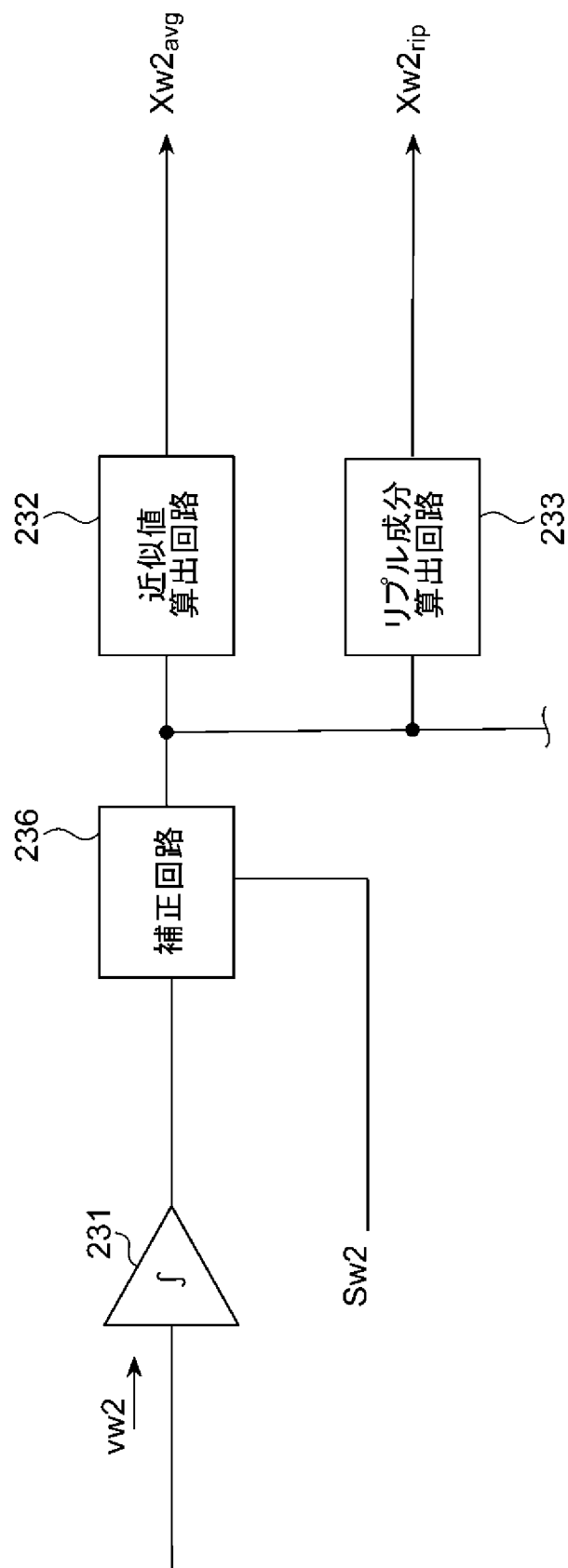
[図6B]



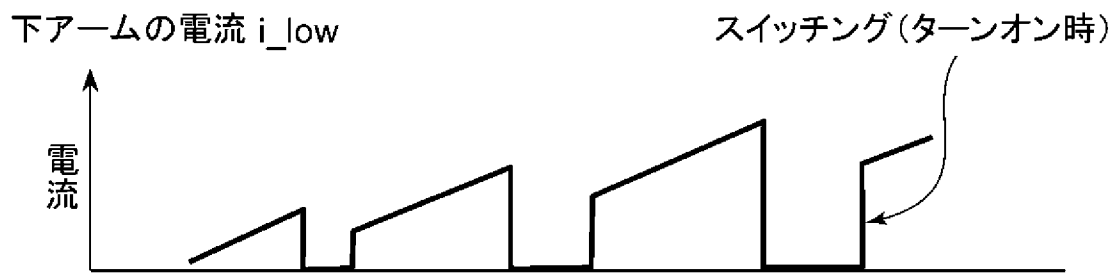
[図6C]



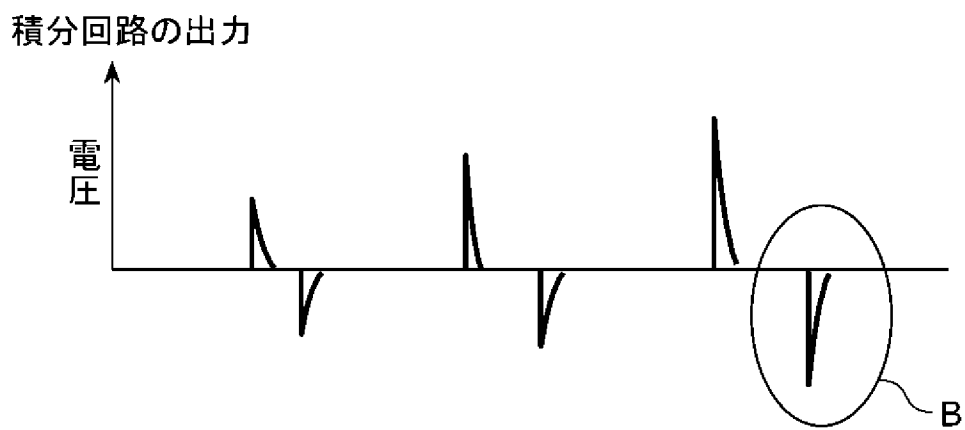
[図7]



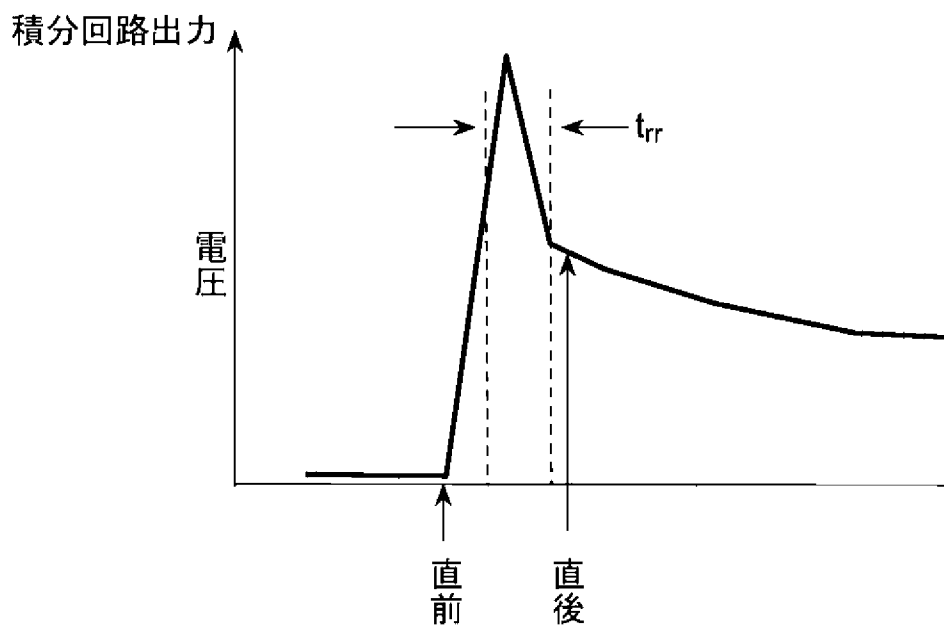
[図8A]



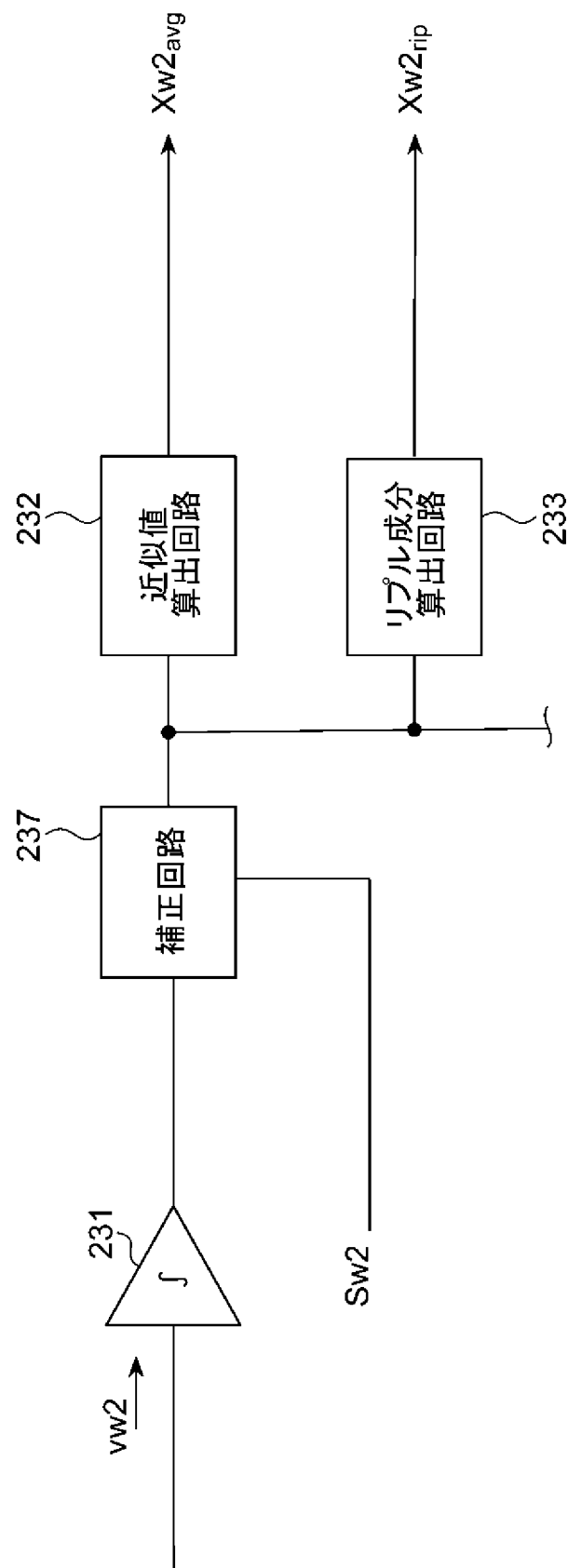
[図8B]



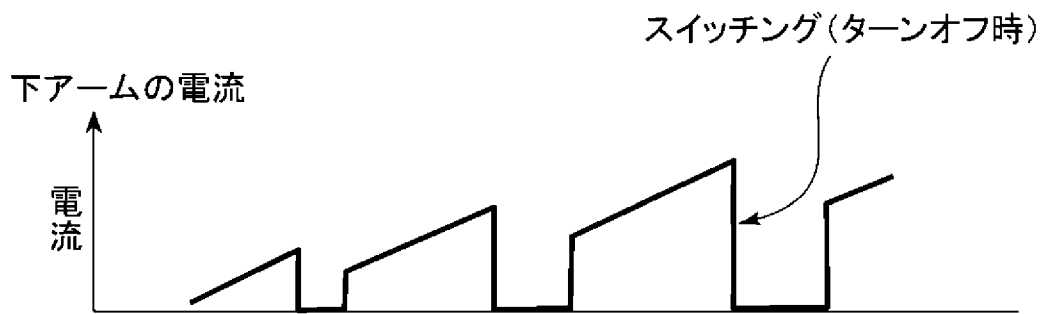
[図8C]



[図9]



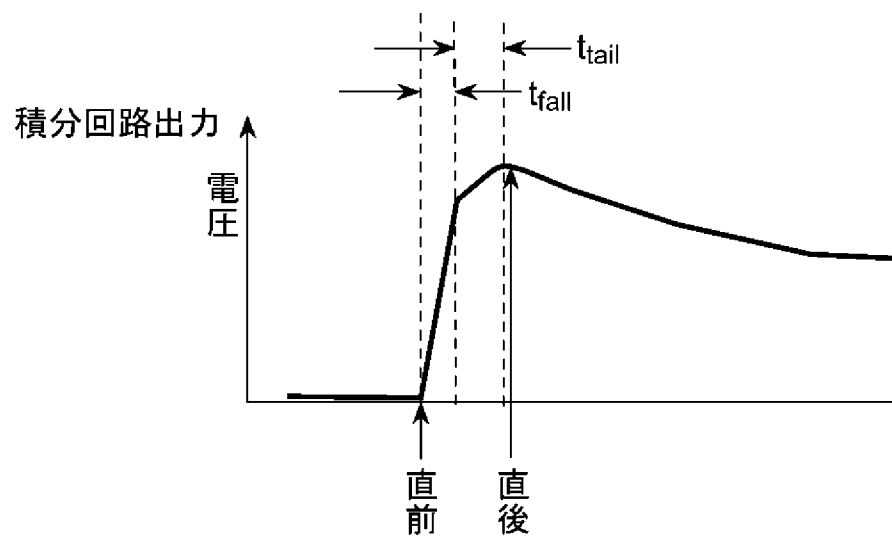
[図10A]



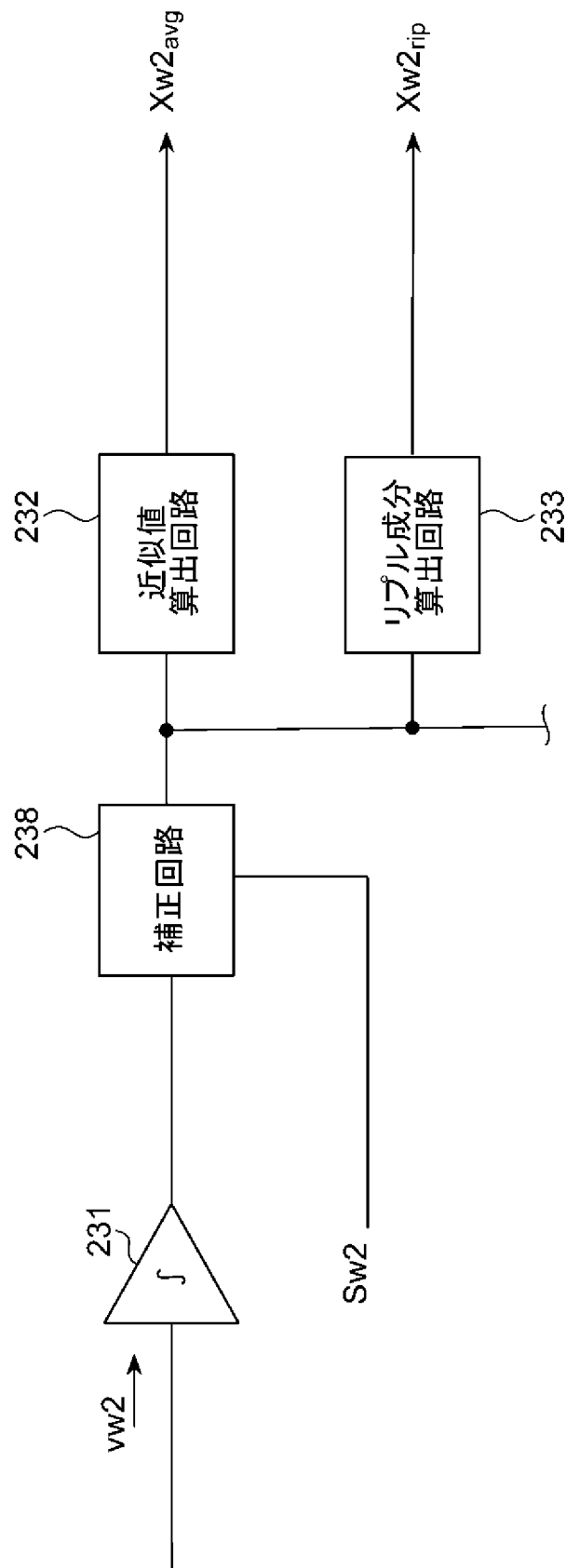
[図10B]



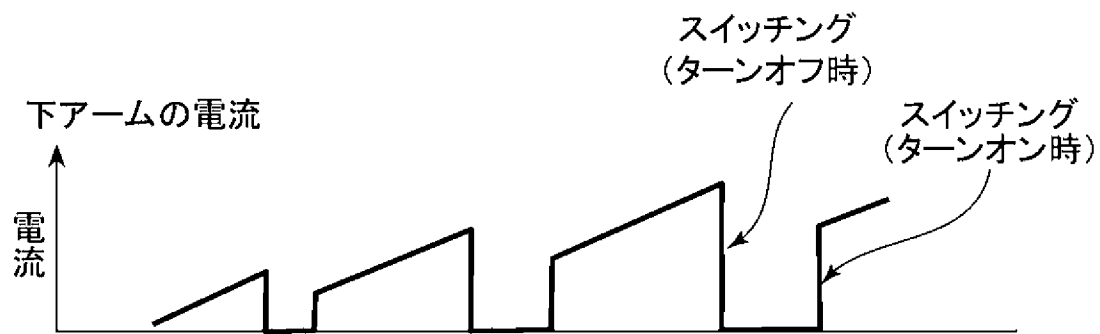
[図10C]



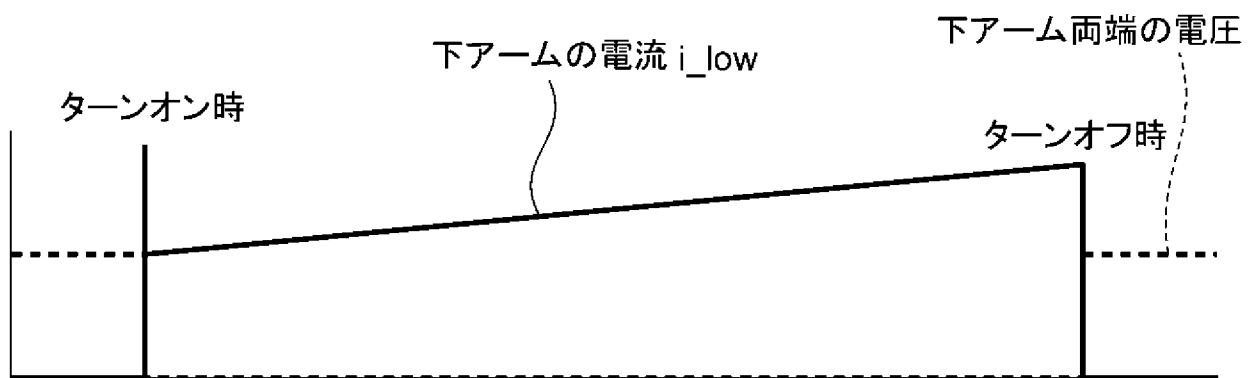
[図11]



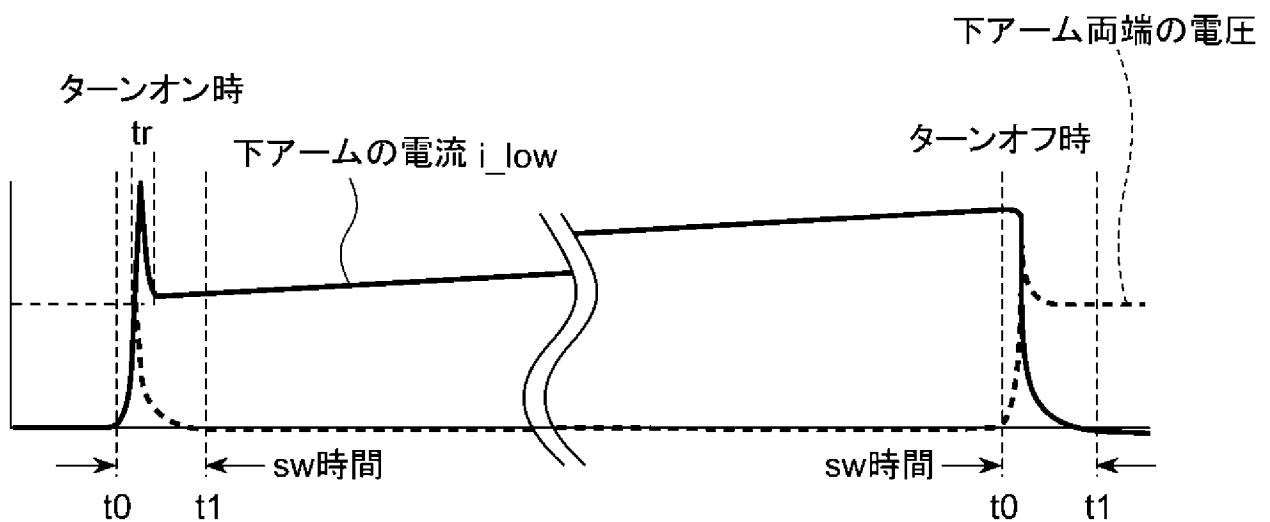
[図12A]



[図12B]

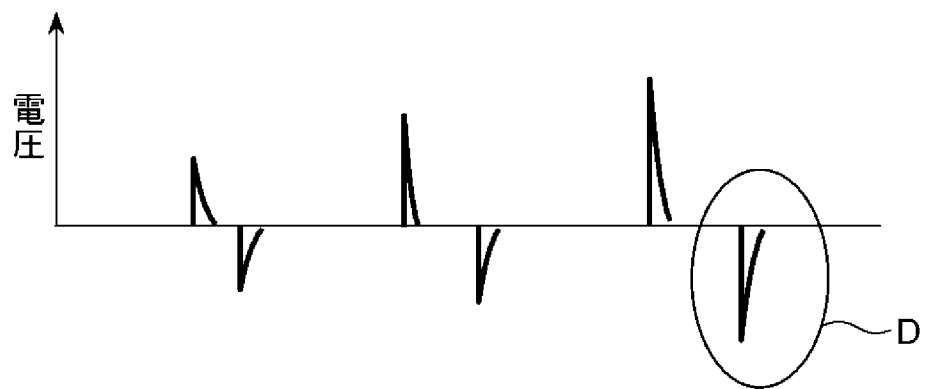


[図12C]



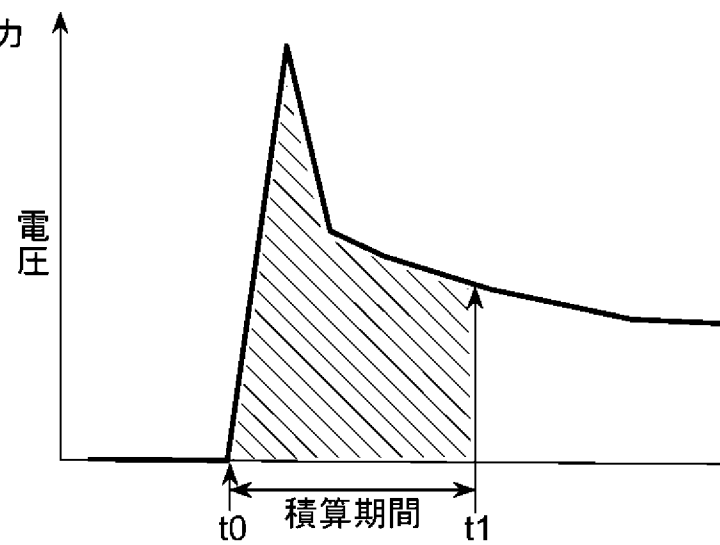
[図12D]

積分回路の出力

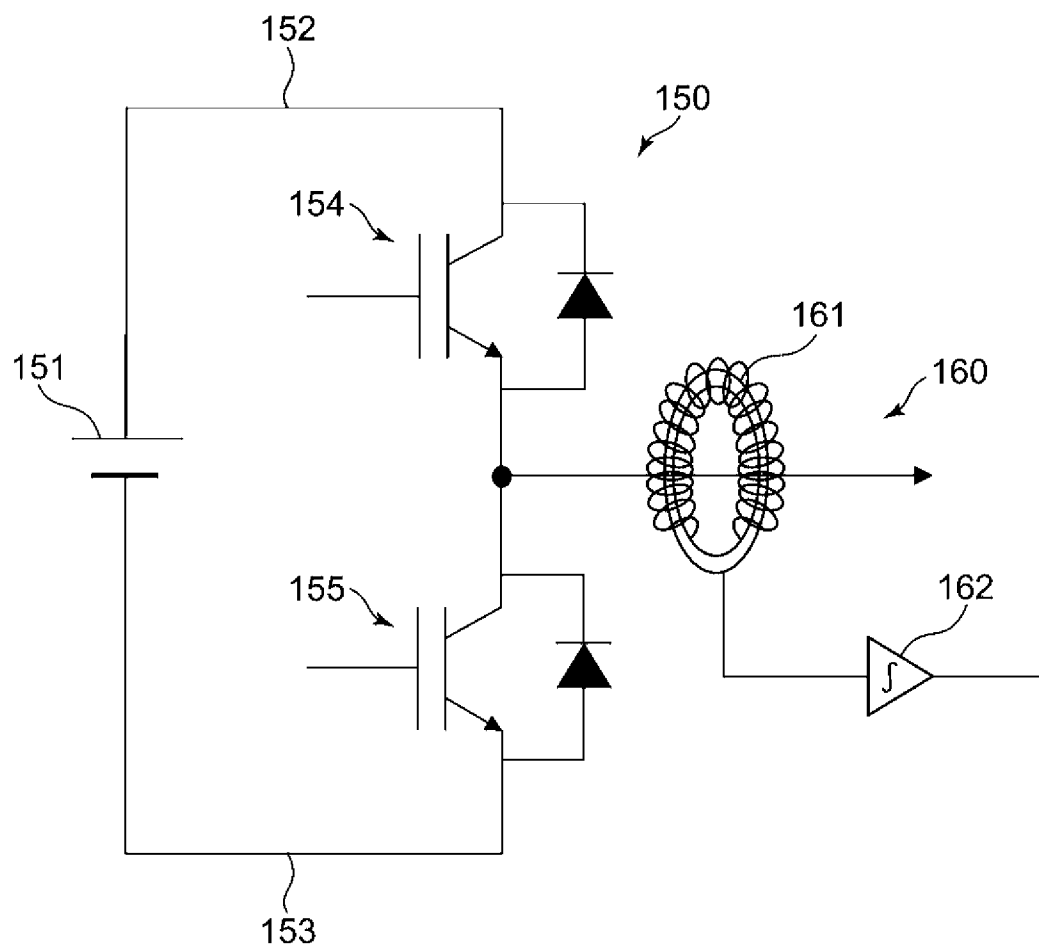


[図12E]

積分回路出力



[図13]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/008605

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G01R19/00(2006.01)i, G01R35/00(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)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)

G01R19/00, G01R35/00, H02M7/48

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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.
X Y	JP 2012-88318 A (Tektronix, Inc.), 10 May 2012 (10.05.2012), paragraphs [0003], [0005] to [0012], [0024] to [0026]; all drawings & US 2012/0098556 A1 paragraphs [0003], [0005] to [0011], [0031] to [0033]; all drawings & EP 2444816 A2 paragraphs [0003], [0005] to [0011], [0031] to [0033]; all drawings	1-3, 6, 9-10 7-8
X Y	JP 2013-231601 A (Mitsubishi Electric Corp.), 14 November 2013 (14.11.2013), page 1; paragraphs [0002] to [0006], [0011], [0016] to [0020], [0040], [0049] to [0051], [0055], [0058], [0068]; all drawings (Family: none)	1, 10 7-8

☒ 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
16 May 2017 (16.05.17)

Date of mailing of the international search report
30 May 2017 (30.05.17)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/008605

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP 7-255182 A (Nippon Electric Industry Co., Ltd.), 03 October 1995 (03.10.1995), page 1; paragraphs [0004] to [0009], [0013]; all drawings (Family: none)	1, 10
A	US 5815391 A (INTERNATIONAL RECTIFIER CORP.), 29 September 1998 (29.09.1998), entire text; all drawings & CN 1193842 A	1-10
A	US 2014/0177298 A1 (SCHNEIDER ELECTRIC INDUSTRIES SAS), 26 June 2014 (26.06.2014), entire text; all drawings & EP 2747271 A1 & CN 103887767 A	1-10

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. G01R19/00(2006.01)i, G01R35/00(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)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. G01R19/00, G01R35/00, H02M7/48

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	1971-2017年
日本国実用新案登録公報	1996-2017年
日本国登録実用新案公報	1994-2017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
X Y	JP 2012-88318 A（テクトロニクス・インコーポレイテッド） 2012.05.10, [0003], [0005]-[0012], [0024]-[0026], 全図面 & US 2012/0098556 A1, [0003], [0005]-[0011], [0031]-[0033], 全図面 & EP 2444816 A2, [0003], [0005]-[0011], [0031]-[0033], 全図面	1-3, 6, 9-10 7-8
X Y	JP 2013-231601 A（三菱電機株式会社）2013.11.14, 第1頁, [0002]-[0006], [0011], [0016]-[0020], [0040], [0049]-[0051], [0055], [0058], [0068], 全図面（ファミリーなし）	1, 10 7-8

☑ 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

16.05.2017

国際調査報告の発送日

30.05.2017

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

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）

名取 乾治

2S

9211

電話番号 03-3581-1101 内線 3216

C (続き) . 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
X	JP 7-255182 A (日本電気精器株式会社) 1995. 10. 03, 第 1 頁, [0004]-[0009], [0013], 全図面 (ファミリーなし)	1, 10
A	US 5815391 A (INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION) 1998. 09. 29, 全文, 全図面 & CN 1193842 A	1-10
A	US 2014/0177298 A1 (SCHNEIDER ELECTRIC INDUSTRIES SAS) 2014. 06. 26, 全文, 全図面 & EP 2747271 A1 & CN 103887767 A	1-10