

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5832254号
(P5832254)

(45) 発行日 平成27年12月16日 (2015.12.16)

(24) 登録日 平成27年11月6日 (2015.11.6)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 1 H 83/02	(2006.01)	HO 1 H 83/02	E
HO 1 H 83/04	(2006.01)	HO 1 H 83/04	
HO 2 H 3/05	(2006.01)	HO 2 H 3/05	Q

請求項の数 6 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2011-258547 (P2011-258547)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成23年11月28日 (2011.11.28)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2012-238566 (P2012-238566A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成24年12月6日 (2012.12.6)	(74) 代理人	100073759
審査請求日	平成26年6月18日 (2014.6.18)		弁理士 大岩 増雄
(31) 優先権主張番号	特願2011-99284 (P2011-99284)	(74) 代理人	100088199
(32) 優先日	平成23年4月27日 (2011.4.27)		弁理士 竹中 岑生
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100094916
			弁理士 村上 啓吾
		(74) 代理人	100127672
			弁理士 吉澤 憲治
		(72) 発明者	佐藤 和志
			東京都千代田区九段北一丁目13番5号
			三菱電機エンジニアリング株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源回路及びこの電源回路を用いた漏電遮断器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流回路の漏電電流を検出する零相変流器と、前記零相変流器が検出した信号に基づいて漏電を判別する漏電検出回路と、前記漏電検出回路の出力により付勢される引き外しコイルと、及び前記引き外しコイルの付勢時に、前記交流回路に設けられた開閉接点を開放する引き外し装置と、前記交流回路に接続された整流回路と、この整流回路より供給された直流電圧を降圧するシリーズレギュレータである第1の降圧手段と、この第1の降圧手段より供給された直流電圧を降圧するスイッチングレギュレータである第2の降圧手段と、を備え、

前記漏電検出回路は前記第1の降圧手段より電源を供給され、前記引き外しコイルは前記第2の降圧手段より電源を供給されることを特徴とする漏電遮断器。

【請求項 2】

請求項1に記載の漏電遮断器において、前記零相変流器へ模擬漏電電流を流して漏電検出の機能をテストするテスト機能部と、前記テスト機能部へパルス信号を出力するテスト回路と、を備え、

前記模擬漏電電流は前記第2の降圧手段より供給されることを特徴とする漏電遮断器。

【請求項 3】

請求項2に記載の漏電遮断器において、前記テスト機能部は、前記交流回路の交流成分を元に前記交流回路と同一周波数のパルスを生成する回路もしくは前記交流回路の周波数に近い周波数を出力する発振回路で構成される前記テスト回路が出力するパルス信号を入

10

20

力とし、前記第1の降圧手段の電源電圧よりも低い電圧に、第2の降圧手段の電源電圧を降圧する第3の降圧手段を備え、前記第3の降圧手段がスイッチングレギュレータであることを特徴とする漏電遮断器。

【請求項4】

請求項3に記載の漏電遮断器において、前記第3の降圧手段であるスイッチングレギュレータが定電流出力形のスイッチングレギュレータであることを特徴とする漏電遮断器。

【請求項5】

請求項4に記載の漏電遮断器において、

前記第3の降圧手段であるスイッチングレギュレータは、少なくともスイッチング素子と、前記スイッチングレギュレータの出力端となるインダクタと、前記インダクタの出力レベルを検出しスイッチング素子側にフィードバック制御するフォトカプラとを有する自励式の降圧チョッパ形スイッチング回路で構成され、

前記降圧チョッパ形スイッチング回路の出力端となる前記インダクタから、分流抵抗が並列接続された前記フォトカブラの入力側発光ダイオードおよび前記零相変流器の3次巻線を介してGNDレベルに接続することで、テスト動作時において零相変流器の3次巻線に流れるテスト電流を所定の振幅レベルとしたことを特徴とする漏電遮断器。

【請求項6】

請求項2に記載の漏電遮断器において、前記テスト機能部は、前記交流電路の交流成分を元に前記交流電路と同一周波数のパルス生成する回路もしくは前記交流電路の周波数に近い周波数を出力する発振回路で構成される前記テスト回路が出力するパルス信号を入力とし、前記第1の降圧手段の電源電圧よりも低い電圧に、第2の降圧手段の電源電圧を降圧し零相変流器の3次巻線に制限抵抗を介して電源を供給する第3の降圧手段を備え、前記第3の降圧手段がスイッチングレギュレータであることを特徴とする漏電遮断器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、交流電路に接続された漏電遮断器などに内蔵される電源回路及びこの電源回路を用いた漏電遮断器に関するものである。

【背景技術】

【0002】

この種の漏電遮断器に内蔵された電源回路は、交流電路から供給された交流電圧（例えばAC100V、200V、440V等）を整流手段により直流電圧に変換した後、整流された直流電圧を降圧手段により、低電圧の直流電圧（例えばDC24V）に変換して、漏電検出回路や引き外し装置に駆動電源として供給するものである。

このような電源回路では、電力損失を抑えながら広範囲の入力電圧に対応できるように降圧手段には定電圧方式や定電流方式のシリーズレギュレータが多く採用されている（例えば、特許文献1および特許文献2参照。）。

【0003】

また、漏電遮断器には交流電路に漏電が生じた場合に開閉接点を開放する漏電引き外し装置と、漏電検出および漏電引き外し機能が正常に機能するかを定期的に検査する為のテスト機能が備わるが、これらが消費する電力も前記の定電圧電源や定電流電源の出力電圧から直接もしくはシリーズレギュレータである定電圧電源を介して供給されている（例えば、特許文献3および特許文献4参照。）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特公平7-57062号公報（図1及びその説明）

【特許文献2】特開2009-95125号公報（図1及びその説明）

【特許文献3】特開2005-137095号公報（図1及びその説明）

【特許文献4】特開2006-302601号公報（図2及びその説明）

10

20

30

40

50

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

上記のように従来の漏電遮断器の電源回路においては、漏電検出回路の消費電流と、漏電引き外し装置およびテスト機能の消費電流の総和が、整流後の定電圧方式や定電流方式のシリーズレギュレータの負荷電流となる為、このシリーズレギュレータの電源容量を大きくする必要があり、逆に、このシリーズレギュレータの体積の制約や損失に伴う発熱の問題から電源容量が大きく出来ない場合は、漏電引き外し装置およびテスト機能への電源供給を抑制する必要があり、必要な漏電引き外し装置の駆動力やテスト電流が確保できないといった問題が生じていた。

10

【0006】

また、この課題の解決策として、整流後の降圧手段に効率の良いスイッチングレギュレータを用いることも考えられたが、交流電路の電圧が高い場合、例えばAC440Vの交流電路での使用を考えた場合、整流後の電圧は600Vを越える電圧となる為、スイッチングレギュレータに使用するスイッチング素子は高耐圧で、かつ高速スイッチングが可能なものが必要となるものの、小形でこのような条件を満たすスイッチング素子はあまり生産されておらず入手が困難である上に、高い電圧を高速でスイッチングさせる為には、スイッチング素子に対して大きなドライブ電流が必要であり、場合によっては負荷電流以上のドライブ電流を消費することになることから、スイッチングを行うことによる損失（スイッチングロス）が大きく、スイッチングレギュレータを使用する効果が得られない。

20

【0007】

また、整流後の高い電圧をスイッチングレギュレータにより高速スイッチングすると、交流電路へのスイッチングノイズの伝播が避けられず、電波障害等の問題が生じる可能性がある。その為、ノイズを吸収するノイズ対策部品や回路を追加したり、意図的にスイッチング波形を鈍らせてノイズの発生そのものを低減させる手段が用いられるが、ノイズ対策部品等の追加は回路規模を大きくしてしまい、またスイッチング波形を鈍らせる対策はスイッチングロスが増加してしまうことから、スイッチングレギュレータを用いる効果が得られないといった問題があった。

【0008】

この発明は、前述の課題を解決するためになされたもので、遮断器内部で消費する内部電源を、定常時にはシリーズレギュレータからの電源供給のみとし、テスト動作時や漏電動作時といった非定常時にのみスイッチングレギュレータを用いた電源供給が行われるようにして、非定常時の消費電流を抑制することにより、小形化と省電力化を図った電源回路、および漏電遮断器を得ることを目的とするものである。

30

【課題を解決するための手段】

【0009】

この発明に係る漏電遮断器は、交流電路の漏電電流を検出する零相変流器と、前記零相変流器が検出した信号に基づいて漏電を判別する漏電検出回路と、前記漏電検出回路の出力により付勢される引き外しコイルと、及び前記引き外しコイルの付勢時に、前記交流電路に設けられた開閉接点を開放する引き外し装置と、前記交流電路に接続された整流回路と、この整流回路より供給された直流電圧を降圧するシリーズレギュレータである第1の降圧手段と、この第1の降圧手段より供給された直流電圧を降圧するスイッチングレギュレータである第2の降圧手段と、を備え、前記漏電検出回路は前記第1の降圧手段より電源を供給され、前記引き外しコイルは前記第2の降圧手段より電源を供給されるものである。

40

【発明の効果】

【0010】

この発明による漏電遮断器は、交流電路の漏電電流を検出する零相変流器と、前記零相変流器が検出した信号に基づいて漏電を判別する漏電検出回路と、前記漏電検出回路の出力により付勢される引き外しコイルと、及び前記引き外しコイルの付勢時に、前記交流電

50

路に設けられた開閉接点を開放する引き外し装置と、前記交流電路に接続された整流回路と、この整流回路より供給された直流電圧を降圧するシリーズレギュレータである第１の降圧手段と、この第１の降圧手段より供給された直流電圧を降圧するスイッチングレギュレータである第２の降圧手段と、を備え、前記漏電検出回路は前記第１の降圧手段より電源を供給され、前記引き外しコイルは前記第２の降圧手段より電源を供給されるようにしたことにより、第１の降圧手段（シリーズレギュレータ）で降圧した電圧を漏電検出回路に供給し、一時的にしか作動しない引き外しコイルに対しては、第１の降圧手段で降圧した電圧を第２の降圧手段（スイッチングレギュレータ）で更に降圧して電源を供給するようにしたので、ドロップ電圧が大きい為にどうしても電力損失が大きくなっていたシリーズレギュレータである第１の降圧手段の負荷電流を小さくすることができ、漏電遮断器の電源回路全体の小形化や発熱の抑制が可能となる。

10

【図面の簡単な説明】

【００１１】

【図１】この発明の実施の形態１における電源回路を用いた漏電遮断器の事例を示す回路図である。

【図２】この発明の実施の形態２における電源回路を用いた漏電遮断器の事例を示す回路図である。

【図３】この発明の実施の形態３における電源回路を用いた漏電遮断器の事例を示す回路図である。

【発明を実施するための形態】

20

【００１２】

実施の形態１．

以下この発明の実施の形態１を図１により説明する。図１は本発明の実施の形態１における電源回路を用いた漏電遮断器の構成を示すブロック図である。

図１において、漏電遮断器１００は、交流電路を開閉する開閉接点２と、交流電路１中に挿入された零相変流器３に接続され、零相変流器３の２次巻線３ａからの出力信号に基づいて漏電を検出する漏電検出回路４と、この漏電検出回路４の出力信号によりスイッチング手段５を介して付勢される引き外しコイル６と、この引き外しコイル６の付勢時に開閉接点２を開離駆動する引き外し装置７とで、漏電遮断器の遮断と漏電検出機能を構成している。

30

【００１３】

また、漏電遮断器１００は、使用者が漏電機能をテストする為のテストスイッチ８を備えており、このテストスイッチ８がオンされると、テスト電流を生成するテスト回路９に電源が供給され、テスト回路９が交流電路１と同一周波数のパルス信号をスイッチング手段１０に出力することで、漏電遮断器の内部電源から制限抵抗１１によって所定の電流値に調整されたテスト用の模擬漏電電流が零相変流器３に設けられた３次巻線３ｂに流れるように構成している。

【００１４】

また、漏電検出回路４と引き外しコイル６とテスト回路９、およびにテスト回路９の出力に連動して３次巻線３ｂを励磁させるテスト電流はそれぞれ作動させる為の電気エネルギーが必要であるが、その電気エネルギーは、交流電路１の各相に接続された限流抵抗１２を介して全波整流回路１３に供給され全波整流された直流電圧Ｖ１を元に生成される。尚、限流抵抗１２は交流電路１に雷サージ等の高電圧が加わった際に、全波整流回路１３へ過大な電流が流れ込むのを防ぎ全波整流回路１３以降の内部回路を保護する為の抵抗である。

40

【００１５】

全波整流された直流電圧Ｖ１は、限流抵抗１２によりわずかに電圧が低下するものの、交流電路１を全波整流しただけの高い電圧であり、電圧降圧手段である第１のシリーズレギュレータ１４により中間的な所定の電圧に降圧し、平滑コンデンサ１５によってリップルが抑制された直流電圧Ｖ２が生成される。更に、この直流電圧Ｖ２は、電圧降圧手段で

50

ある第2のシリースレギュレータ16により、約5V程度の直流電圧V3に降圧、安定化され、この直流電圧V3は漏電検出回路4とテスト回路9の電源として使用される。また更に、直流電圧V2は、電圧降圧手段である第1のスイッチングレギュレータ17により直流電圧V4に降圧されて、この直流電圧V4は引き外しコイル6の駆動用電源および零相変流器3の3次巻線3bを励磁させるテスト電流用の電源として使用される。

【0016】

次に漏電遮断器の定常状態と漏電引き外し時、テスト動作時のそれぞれの状態における電力の損失について説明する。

まず、漏電遮断器の定常状態においては、引き外しコイル6およびテスト機能は作動せず、漏電検出回路4のみが作動している状態であり、図1において、漏電検出回路4の消費電流Iaがそのまま第1のシリースレギュレータ14および第2のシリースレギュレータ16の負荷電流となる。

通常、シリースレギュレータの入力電流と出力電流の関係は、シリースレギュレータにいくらかのロスがある為に、入力電流>出力電流となるが、ここではロスが無視できる程小さいものとし、入力電流=出力電流とすれば、Ia=Ib=Ic=Id=Ieとなる。

【0017】

また、シリースレギュレータの損失は入力電圧と出力電圧の電位差と負荷電流の積なので、第1のシリースレギュレータ14の損失P1は、 $P1 = (V1 - V2) \cdot Ia$ 、第2のシリースレギュレータ16の損失P2は $P2 = (V2 - V3) \cdot Ia$ となる。

【0018】

これに具体的な数字を当てはめてみる。仮に、直流電圧V1を400V、直流電圧V2を40V、直流電圧V3を5V、漏電検出回路4の消費電流Iaを1mAとするならば、第1のシリースレギュレータ14の損失P1は、

$$P1 = (V1 - V2) \cdot Ia = (400 - 40) \cdot 0.001 = 0.36 \text{ W、}$$

第2のシリースレギュレータ16の損失P2は、

$$P2 = (V2 - V3) \cdot Ia = (40 - 5) \cdot 0.001 = 0.035 \text{ W、}$$

となる。

【0019】

次に漏電遮断器の漏電引き外し時の電力損失について説明する。

漏電引き外し時は、引き外しコイル6を駆動する電流Ifが第1のスイッチングレギュレータ17から供給される。尚、ここではテスト動作していないものとするれば、電流Ij=0であり、第1のスイッチングレギュレータ17の出力電流Ih=Ifである。

【0020】

ここで第1のスイッチングレギュレータ17の効率をηとすれば、

第1のスイッチングレギュレータ17の入力電流Igは

$$Ig = V4 / V2 / \eta \cdot If \text{ で表され、}$$

第1のスイッチングレギュレータ17の損失P3は

$$\begin{aligned} P3 &= (V2 - V4) \cdot Ig \cdot (1 - \eta) \\ &= (V2 - V4) \cdot V4 / V2 / \eta \cdot If \cdot (1 - \eta) \end{aligned}$$

となる。

また、第1のシリースレギュレータ14の損失P1は、

$$\begin{aligned} P1 &= (V1 - V2) \cdot Ib \\ &= (V1 - V2) \cdot (Ig + Id) \\ &= (V1 - V2) \cdot (Ia + V4 / V2 / \eta \cdot If) \end{aligned}$$

となり、

引き外しコイル6の駆動電流Ifを40mA、第1のスイッチングレギュレータ17の効率ηを0.8とするならば、

第1のスイッチングレギュレータ17の損失P3は、

$$\begin{aligned} P3 &= (V2 - V4) \cdot V4 / V2 / \eta \cdot If \cdot (1 - \eta) \\ &= (40 - 20) \cdot 40 / 20 / 0.8 \cdot 0.04 \cdot (1 - 0.8) \end{aligned}$$

10

20

30

40

50

$$= 0.1 \text{ W}$$

第1のシリーズレギュレータ14の損失P1は、

$$\begin{aligned} P1 &= (V1 - V2) \cdot (Ia + V4 / V2 / \quad \cdot If) \\ &= (400 - 40) \cdot (0.001 + 20 / 40 / 0.8 \cdot 0.04) \\ &= 9.36 \text{ W} \end{aligned}$$

となる。尚、第2のシリーズレギュレータ16の損失P2は、定常状態と同条件なので、
P2 = 0.035 Wである。

【0021】

このように、漏電引き外し時の第1のシリーズレギュレータ14には、常時作動している漏電検出回路4の消費電流Iaに比べ、非常に大きい引き外しコイル6の駆動電流If
10
が流れる為、短時間とはいえ第1のシリーズレギュレータ14の損失P1は比較的大きなものとなっている。

しかしながら、従来の場合と比較すると、従来は第1のスイッチングレギュレータ17が無く、引き外しコイル6の駆動電流Ifが直接第1のシリーズレギュレータ14の負荷電流となっていた為、第1のシリーズレギュレータ14の損失P1はもっと大きなものとなっていた。

【0022】

従来の場合を、第1のシリーズレギュレータ14の出力電圧V2を20 Vとして、その損失P1を求めると、

$$\begin{aligned} P1 &= (V1 - V2) \cdot (Ia + If) \\ &= (400 - 20) \cdot (0.001 + 0.04) \\ &= 15.58 \text{ W} \end{aligned}$$

となる。

【0023】

このように、本発明の漏電遮断器では、漏電引き外し時の第1のシリーズレギュレータ14の損失を大幅に低減することから、第1のシリーズレギュレータ14の小容量化や、逆に引き外しコイル6の駆動電流を増やして駆動能力の向上を図ることが可能となっている。

【0024】

次に漏電遮断器のテスト動作時の電力損失について説明する。

テスト動作中は、テストスイッチ8がオンされることで、テスト信号を生成するテスト回路9に第2のシリーズレギュレータ14の出力電圧V3から電源が供給され、テスト回路9が出力するパルス信号に駆動されるスイッチング手段10が第1のスイッチングレギュレータ17の出力電圧V4から制限抵抗11を介して零相変流器3に設けられた3次巻線3bにテスト電流が流れる。したがって、この時に消費される電力はテスト回路9の消費電流Iiと3次巻線3bに流れるテスト電流Ijである。

【0025】

テスト回路9は小信号のロジックで構成されるもので、消費電流Iiは約1 mA程度とあまり大きくないが、テスト電流Ijはテスト用の模擬電流そのものであり、必要となる電流の大きさは、漏電遮断器の定格感度電流に比例し、3次巻線3bの巻数Nに反比例する。したがって、零相変流器3が大きく3次巻線の巻線スペースが十分に確保できる場合には3次巻線3bの巻数Nを増やすことでテスト電流Ijを抑制することができるが、小形の零相変流器3を使用する場合はスペースが少なく3次巻線3bの巻数に制約を生じることも多く、テスト電流Ijとしては前述の引き外しコイル6の駆動電流Ifと同等に数十mA程度の電流を確保する必要がある。

【0026】

テスト動作時における電力の損失について、漏電引き外し時と同様に説明する。

まず、第1のシリーズレギュレータ14の出力電流Ieは、漏電検出回路4とテスト回路9の和となるので、

$$Ie = Id = Ia + Ii$$

10

20

30

40

50

となる。

また、第1のスイッチングレギュレータ17は、漏電引き外し開始と同時にテスト電流が停止される様に制御されているので、テスト動作中の第1のスイッチングレギュレータ17出力電流 I_h は、テスト電流の I_j と等しく、

$$I_h = I_j$$

となる。

【0027】

ここで第1のスイッチングレギュレータ17の効率を とすれば、第1のスイッチングレギュレータ17の入力電流 I_g は、

$$I_g = V_4 / V_2 / \quad \cdot I_j$$

10

で表され、第1のスイッチングレギュレータ17の損失 P_3 は

$$\begin{aligned} P_3 &= (V_2 - V_4) \cdot I_g \cdot (1 - \quad) \\ &= (V_2 - V_4) \cdot V_4 / V_2 / \quad \cdot I_j \cdot (1 - \quad) \end{aligned}$$

となるが、この式は漏電引き外しの場合の式中の引き外しコイル6の駆動電流 I_f をテスト電流 I_j に置き換えたものと等しい。したがって、テスト電流 I_j を引き外しコイル6の駆動電流 I_f と同レベルに設定したとすれば、

第1のスイッチングレギュレータ17の損失 P_3 は、

$$\begin{aligned} P_3 &= (V_2 - V_4) \cdot V_4 / V_2 / \quad \cdot I_j \cdot (1 - \quad) \\ &= (40 - 20) \cdot 40 / 20 / 0.8 \cdot 0.04 \cdot (1 - 0.8) \\ &= 0.1 \text{ W} \end{aligned}$$

20

となり、また第1のシリーズレギュレータ14の損失 P_1 は、テスト回路9の消費電流 I_i を1mAとすれば、

$$\begin{aligned} P_1 &= (V_1 - V_2) \cdot (I_a + I_i + V_4 / V_2 / \quad \cdot I_f) \\ &= (400 - 40) \cdot (0.001 + 0.001 + 20 / 40 / 0.8 \cdot 0.04) \\ &= 9.75 \text{ W} \end{aligned}$$

と、テスト回路9の消費電流分だけ僅かに増えるが漏電引き外しの場合とほぼ同等の損失となる。

【0028】

ここで、従来の漏電遮断器のテスト機能では、テスト電流が第1のシリーズレギュレータ14の出力電圧 V_2 から供給されていたので、漏電引き外し時の場合と同様に第1のシリーズレギュレータ14の出力電圧 V_2 を20Vとして、その損失 P_1 を求めると、

30

$$\begin{aligned} P_1 &= (V_1 - V_2) \cdot (I_a + I_i + I_j) \\ &= (400 - 20) \cdot (0.001 + 0.001 + 0.04) \\ &= 15.96 \text{ W} \end{aligned}$$

となることより、テスト動作時においても本発明の漏電遮断器の方が電力損失が少なくなっている。

【0029】

尚、第1のシリーズレギュレータ14の出力電圧 V_2 は、電圧を高く設定した方が、第1のスイッチングレギュレータ17を用いる効果が得やすく、同時に、第1のシリーズレギュレータ14の負担も軽減できる反面、出力電圧 V_2 が50Vを超えた電圧に設定すると、平滑用コンデンサ15や第1のスイッチングレギュレータ17に高耐圧の部品を選定する必要が生じ、安価で入手性の良い汎用の小信号の電子部品が使用できなくなるというデメリットが生じ、また、出力電圧 V_2 が高くなると、第1のスイッチングレギュレータ17のスイッチング電圧が高くなりスイッチングノイズが発生しやすくなったり、スイッチングロスが増加して逆に効率が低下することから、出力電圧 V_2 は40V程度に設定するのが望ましい。

40

【0030】

このように、本発明の実施の形態1における電源回路を用いた漏電遮断器は、第1のシリーズレギュレータ14で一旦中間的な電圧 V_2 まで降圧し、定常的に作動する回路に対

50

しては電圧 V_2 を第2のシリーズレギュレータ16で更に降圧して電源を供給し、漏電引き外しやテスト動作等の一時的にしか作動しない回路に対しては、電圧 V_2 を第1のスイッチングレギュレータ17で更に降圧して電源を供給するようにしたことで、ドロップ電圧が大きい為にどうしても電力損失が大きくなっていた第1のシリーズレギュレータ14の負荷電流を小さくすることができ、電源回路全体の小形化や発熱の抑制が可能となる。

【0031】

また、引き外しコイル6の駆動電流 I_f やテスト電流 I_j に対して電源の供給能力に余裕が生まれることから、コイル6の駆動電流 I_f を増やして作動力を上げたり、テスト電流 I_j を増やして3次巻線3bの巻数を少なくしコストを抑制する事も可能となる。

【0032】

また、従来は、そのスイッチングノイズの発生やスイッチングロスの問題があった為、スイッチングレギュレータが使えなかったが、本発明のように、第1のシリーズレギュレータ14を介して比較的低い電圧で第1のスイッチングレギュレータ17を作動させることにより、スイッチングノイズやスイッチングロスを抑制することができ、電源回路の効率を上げることができる。

【0033】

さらにまた、第1のスイッチングレギュレータ17を漏電引き外しやテスト動作時といった非定常時にのみ使用することで、第1のスイッチングレギュレータが仮にスイッチングノイズを発生しても遮断器が作動する際の一時的な発生に留められることよりノイズの悪影響を最小限に抑えることができる。

【0034】

実施の形態2.

以下この発明の実施の形態2を図2により説明する。図2は実施の形態2における電源回路を用いた漏電遮断器を示す回路図である。

本実施の形態は、実施の形態1で示した電源回路を用いた漏電遮断器のテスト動作時の損失を更に低減するものである。図2において、18は非常に低い電圧(例えば1V以下)を出力する電圧降圧手段である第2のスイッチングレギュレータであり、その入力側には、テスト回路9の出力パルスに連動して作動するスイッチング手段10によって、第1のスイッチングレギュレータ17の出力電圧 V_4 が接続され、また、その出力電圧 V_5 は制限抵抗11を介して零相変流器3の3次巻線3bに電流 I_k が流れるように構成されている。

【0035】

実施の形態1に示した漏電遮断器の例では、テスト動作にテスト電流を所定の値に設定するための制限抵抗11が多く電力を損失しており、従来の漏電遮断器と比較すれば改善されているものの、テスト動作は3次巻線3bへは励磁電流を流すだけでいいことから、この制限抵抗11の損失は効率が良いとはいえない。

【0036】

したがって、本実施の形態では、この制限抵抗11の損失を小さくしつつ、3次巻線3bへの励磁電流を大きくできるように、テスト回路9の出力パルスに連動して作動するスイッチング手段10によって電圧 V_4 から流れる電流 I_j を、第2のスイッチングレギュレータ18によって非常に低い電圧に降圧化することで、制限抵抗11の損失を小さくしつつ、3次巻線3bにより大きな励磁電流が流れるようにしている。

【0037】

なお、第2のスイッチングレギュレータ18は、いわゆる電流増幅的に機能するため、第2のスイッチングレギュレータ18に定電流出力形のスイッチングレギュレータを使用してもよく、その場合は制限抵抗11が省略される。

【0038】

また、近年、小形携帯機器の普及に伴い、5V未満のものを中心にワンチップ化されたDC-DCコンバータが多く開発され安価に供給されるようになってきていることから、このようなワンチップ化されたDC-DCコンバータを第2のスイッチングレギュレータ18

10

20

30

40

50

に使用することも可能で、更なる小形化と高効率化が期待できる。

【 0 0 3 9 】

尚、このようなワンチップ化された D C - D C コンバータは入力できる電圧があまり高くない場合が多いが、このような D C - D C コンバータを第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 として使用する場合は、若干効率が下がるが、スイッチング手段 1 0 を介して入力される電圧を電圧 V 4 ではなく、電圧の低い第 1 のシリーズレギュレータの出力電圧 V 3 としてもよい。

【 0 0 4 0 】

このように、第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 をテスト信号の生成に使用することで、第 1 のシリーズレギュレータ 1 4 の最大負荷電流が削減されて、電源回路の小形化や遮断器全体の消費電流削減といった効果が期待できる。

10

【 0 0 4 1 】

また、3 次巻線 3 b への励磁電流、つまりテスト電流として流せる電流が大幅に拡大されることから、3 次巻線 3 b の巻数が大幅に削減でき、従来、零相変流器 3 の内部に設けていた 3 次巻線 3 b 自体を零相変流器 3 の外部に電線で数ターン程度の巻数で対応できるようになることから、零相変流器 3 内部の 3 次巻線が不要となり、零相変流器 3 のコスト低減や小形化を図ることができる。

【 0 0 4 2 】

実施の形態 3 .

次に、この発明の実施の形態 3 を図 3 により説明する。図 3 は実施の形態 3 における電源回路を用いた漏電遮断器を示す回路図である。

20

本実施の形態は、実施の形態 2 で示した第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 を定電流出力とすることで漏電遮断器のテスト動作時におけるテスト電流を効率的に発生させ損失を更に低減するものである。

【 0 0 4 3 】

図 3 において、第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 は実施の形態 2 と同様に、テスト電流を発生させる回路であるが、出力が所定の電流で一定となる定電流出力となっており、その為、電流を制限する制限抵抗 1 1 を省略している。また、入力電圧を高くして、入力と出力の電圧比を大きくすることで第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 の効率が向上することから、スイッチング手段 1 0 を介して第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 に入力される入力電圧を第 1 のシリーズレギュレータ 1 4 の出力電圧 V 2 としているのが実施の形態 2 と異なっている。

30

【 0 0 4 4 】

実施の形態 3 における第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 では、スイッチング素子 Q 1 と、第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 の出力端となるインダクタ L 1 と、インダクタに対するフライホイールダイオード D 1 と、第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 の出力端となる出力レベルを検出しスイッチング素子 Q 1 側にフィードバック制御を行うフォトカプラ P C 1 とを有する回路を基本とした自励式の降圧チョッパ形スイッチング回路に構成されている。尚、トランジスタ Q 2 および抵抗 R 2 , R 3 , R 4 はフォトカプラ P C 1 の出力に応じてスイッチング素子 Q 1 をオンオフ制御させるためのゲート回路の構成部品である。

40

【 0 0 4 5 】

次に、実施の形態 3 における第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 の動作について説明する。第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 へはテスト回路 9 の出力パルスに連動して作動するスイッチング手段 1 0 によって、第 1 のシリーズレギュレータ 1 4 の出力電圧 V 2 の電圧が交流電路 1 と同じ周波数で断続的に供給される。

初期状態において第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 に出力電圧 V 2 の電圧が供給されると、抵抗 R 4 からトランジスタ Q 2 にベース電流が流れ、トランジスタ Q 2 がオン状態となり、抵抗 R 3 を介して P チャネルのスイッチング素子 Q 1 がオン状態となり、インダクタ L 1 から並列接続された抵抗 R 1 とフォトカプラ P C 1 の入力側発光ダイオード、

50

さらに零相変流器 3 の 3 次巻線 3 b を介して GND へと電流 I_k が流れ始めるが、電流 I_k はインダクタ L 1 のインダクタンス成分により一定速度で直線的に増加する。

【 0 0 4 6 】

ここで、電流 I_k が小さく、抵抗 R 1 の両端電圧（つまり抵抗 R 1 の抵抗値 \times 電流 I_k ）がフォトカプラ PC 1 の入力側発光ダイオードの順方向電圧 V_F より小さい場合は、電流 I_k はフォトカプラ PC 1 の入力側発光ダイオードには流れず、フォトカプラ PC 1 の出力トランジスタはオフ状態である。

【 0 0 4 7 】

この電流 I_k が増加し、抵抗 R 1 の両端電圧がフォトカプラ PC 1 の入力側発光ダイオードの順方向電圧 V_F に達すると、電流 I_k の一部が入力側発光ダイオードに流れ、フォトカプラ PC 1 の出力トランジスタがオン状態となる。

10

フォトカプラ PC 1 の出力トランジスタがオンすると、トランジスタ Q 2 がオフし、スイッチング素子 Q 1 もオフ状態となり、インダクタ L 1 への電流供給が停止する。しかし、電流 I_k はインダクタ L 1 のインダクタンス成分に蓄えられたエネルギーによりダイオード D 1 を介して継続して流れようとするため、電流 I_k は一定速度で減少しながらも、継続して流れる。

【 0 0 4 8 】

この電流 I_k が減少し、抵抗 R 1 の両端電圧がフォトカプラ PC 1 の入力側発光ダイオードの順方向電圧 V_F より低くなった時点で、フォトカプラ PC 1 の出力トランジスタはオフ状態に戻り、以後この動作が繰り返されることで、第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 は電流 I_k を一定のレベルに維持した定電流のスイッチングレギュレータとして動作する。尚、このスイッチング動作はフォトカプラ PC 1 の応答速度による制約があるものの、電流 I_k とインダクタ L 1 によって任意に設定でき、スイッチング周波数を数百 kHz 程度と高く設定することで、リップルが抑制され、またインダクタ L 1 も小さくすることができる。

20

【 0 0 4 9 】

以上が実施の形態 3 における第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 のスイッチング動作原理であるが、この実施の形態 3 における第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 では、出力側の負荷となるものが、並列接続された抵抗 R 1 とフォトカプラ PC 1 の入力側発光ダイオードおよびインダクタ L 1 の直流抵抗分のみであり、インダクタ L 1 の直流抵抗分を低く抑えれば、出力側電圧は入力側発光ダイオードの順方向電圧（約 1 V）程度となることより、非常に簡単な回路で損失を抑制することが可能となる。

30

【 0 0 5 0 】

また、実施の形態 3 における第 2 のスイッチングレギュレータ 1 8 は非常に簡単な回路であるので汎用ディスクリート部品で構成することが可能であり、使用電圧 5 V 以下を中心とした前述のワンチップ化 DC - DC コンバータを使用した場合より、入力電圧を高く設定することができ、より大きな出力電流つまりテスト電流を得ることが可能となった。

【 0 0 5 1 】

なお、前述の本件発明の実施の形態 1 及び実施の形態 2 におけるシリースレギュレータ及びスイッチングレギュレータは広く一般に周知の技術であって、シリースレギュレータは、負荷に直列接続され電圧制御素子が接続された電圧降下のみ可能な連続電流の定電圧直流電源回路の総称であり、スイッチングレギュレータは、スイッチング方式で出力電圧を制御する直流安定化電源の総称であり半導体スイッチをオン / オフすることによって入力電圧を高速スイッチングして出力電圧を制御するものである。

40

【 0 0 5 2 】

また、前述の本件発明の実施の形態 3 におけるチョッパ形スイッチング回路も広く一般に周知の技術であり、スイッチング素子と、チョッパ形スイッチング回路の出力端となるインダクタと、インダクタに対するフライホイールダイオードと、チョッパ形スイッチング回路の出力端となるインダクタの出力レベルを検出しスイッチング素子をスイッチング制御するフィードバック回路とで構成される非絶縁のスイッチングレギュレータの

50

総称であり、中でも前記フィードバック回路に適当なヒステシスと時間遅れを持たせ、スイッチング素子を直接的にスイッチング周期を制御するものが自励式チョッパ形スイッチング回路であり、スイッチング電源の基本回路として広く知られた回路である。

【 0 0 5 3 】

前述のように、本件発明の実施の形態 1 及び実施の形態 2、さらに実施の形態 3 は、次のような技術的な特徴点を有している。

特徴点 1：交流電源 1 から供給された交流電圧を直流電圧に変換する整流手段 1 3 と、この整流手段の出力電圧を降圧する第 1 の降圧手段 1 4 と、前記第 1 の降圧手段の出力電圧を更に降圧する第 2 の降圧手段 1 7 とを備え、前記第 1 の降圧手段をシリーズレギュレータで、また前記第 2 の降圧手段をスイッチングレギュレータで構成し、前記第 2 の降圧手段であるスイッチングレギュレータは、テスト回路 9 による動作試験時等の所定の条件を満たす非定常時でのみ作動させられるか、もしくは所定の条件を満たす非定常時にのみ 3 次巻線 3 b、制限抵抗 1 1 等の負荷が接続されることにより、非試験時等の定常時は前記第 2 の降圧手段であるスイッチングレギュレータのスイッチング動作が停止状態もしくは無負荷状態となるようにするものである。

10

特徴点 2：交流電路 1 から供給された交流電圧を直流電圧 V 1 に変換する整流回路 1 3 と、直流電圧 V 1 を一旦中間電圧の直流電圧 V 2 に変換する電圧降圧手段である第 1 のシリーズレギュレータ 1 4 と、前記直流電圧 V 2 を更に直流電圧 V 3 に降圧して常時作動する漏電検出回路に電源を供給する電圧降圧手段である第 2 のシリーズレギュレータ 1 6 と、前記直流電圧 V 2 を更に直流電圧 V 4 に降圧して非定常的に作動して一時的に大きな電力を消費する引き外しコイル 6 およびテスト機能部 3 b、1 0、1 1 に電源を供給する電圧降圧手段である第 1 のスイッチングレギュレータ 1 7 とを備え、漏電引き外し動作時もしくはテスト動作時のみスイッチングレギュレータ 1 7 を使用し、漏電引き外し動作時やテスト動作時以外の定常時はシリーズレギュレータ 1 4、1 6 でのみ漏電遮断器 1 0 0 の内部電源を確保するものであり、前記直流電圧 V 1 ~ V 4 の大きさの関係を、 $V 1 > V 2 > V 4 > V 3$ 、としたものである。

20

特徴点 3：交流電源 1 から供給された交流電圧を直流電圧に変換する整流手段 1 3、この整流手段の出力電圧を降圧する第 1 の降圧手段 1 4、及び前記第 1 の降圧手段によって降圧された出力電圧を更に降圧する第 2 の降圧手段 1 7 を備え、前記第 1 の降圧手段がシリーズレギュレータで、前記第 2 の降圧手段がスイッチングレギュレータでそれぞれ構成され、前記第 1 の降圧手段及び前記第 2 の降圧手段の各出力電圧が何れも電源として使用されるものである。

30

特徴点 4：特徴点 3 の電源回路において、前記第 2 の降圧手段であるスイッチングレギュレータ 1 7 は、所定の条件を満たす非定常時でのみ作動させられるか、もしくは所定の条件を満たす非定常時にのみ負荷が接続されることにより、定常時は前記第 2 の降圧手段であるスイッチングレギュレータ 1 7 のスイッチング動作が停止状態もしくは無負荷状態に維持されるものである。

特徴点 5：電路 1 の漏電電流を検出する零相変流器 3、前記零相変流器が検出した信号に基づいて漏電を判別する漏電検出回路 4、前記漏電検出回路の出力により前記電路に設けられた開閉接点 2 を開放する引き外し装置 6、7、及び前記漏電検出の機能をテストするテスト機能部 3 b、8、9、1 0、1 1 を備え、特徴点 3 または特徴点 4 の電源回路から、前記漏電検出回路、前記引き外し装置、及び前記テスト機能部へ電源を供給する漏電遮断器である。

40

特徴点 6：特徴点 5 の漏電遮断器において、前記引き外し装置 6、7、もしくは前記テスト機能部 3 b、1 0、1 1 への電源供給が前記第 2 の降圧手段であるスイッチングレギュレータ 1 7 の出力電圧によって行われる漏電遮断器である。

特徴点 7：特徴点 5 の漏電遮断器において、前記テスト機能部は、前記交流電路の交流成分を元に前記交流電路と同一周波数のパルスを生成する回路もしくは前記交流電路の周波数に近い周波数を出力する発振回路で構成されるテスト回路 9、及び前記テスト回路が出力するパルス信号を入力とし前記テスト回路の電源電圧よりも低い電圧に降圧し零相変流

50

器 3 の 3 次巻線 3 b に制限抵抗 1 1 を介して電源を供給する第 3 の降圧手段 1 8 を備え、前記第 3 の降圧手段 1 8 がスイッチングレギュレータである漏電遮断器である。

特徴点 8：特徴点 7 の漏電遮断器において、前記第 3 の降圧手段であるスイッチングレギュレータ 1 8 が定電流出力形のスイッチングレギュレータである漏電遮断器である。

特徴点 9：特徴点 8 の漏電遮断器において、前記第 3 の降圧手段であるスイッチングレギュレータ 1 8 として、少なくともスイッチング素子 Q 1 と、前記スイッチングレギュレータの出力端となるインダクタ L 1 と、前記インダクタ L 1 に対するフライホイールダイオード D 1 および、前記インダクタ L 1 の出力レベルを検出し前記スイッチング素子 Q 1 側にフィードバック制御するフォトカプラ P C 1 とを用いた自励式の降圧チョッパ形スイッチング回路で構成され、前記降圧チョッパ形スイッチング回路 1 8 の出力端となる前記インダクタ L 1 から分流抵抗 R 1 が並列接続された前記フォトカプラ P C 1 の入力側発光ダイオードおよび零相変流器 3 の 3 次巻線 3 b を介して G N D レベルに接続することで、テスト動作時における零相変流器 3 の 3 次巻線 3 b に流れるテスト電流 I k を所定の振幅レベルとした漏電遮断器である。

10

【 0 0 5 4 】

なお、本発明は、その発明の範囲内において、各実施の形態を適宜、変形、省略することができる。

なお、各図中、同一符号は同一又は相当部分を示す。

【符号の説明】

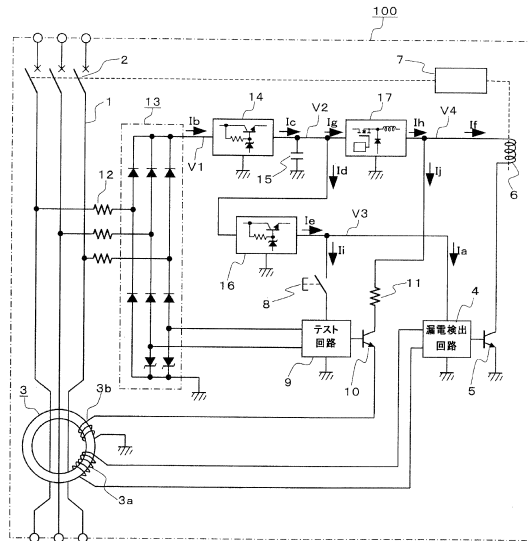
【 0 0 5 5 】

20

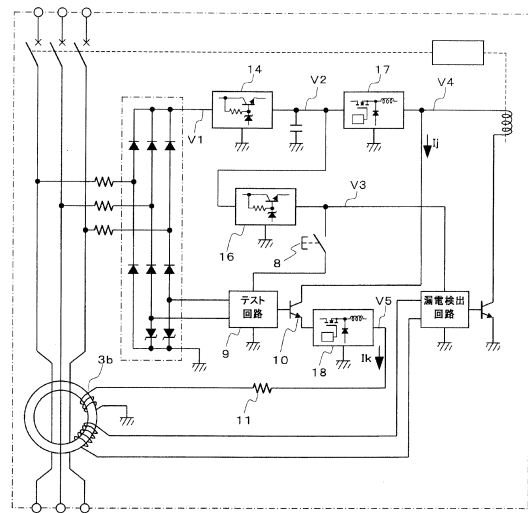
- 1 交流電路、 2 開閉接点、 3 零相変流器、
- 3 a 零相変流器 3 の 2 次巻線、 3 b 零相変流器 3 の 3 次巻線、
- 4 漏電検出回路、 5 スwitching手段、 6 引き外しコイル、
- 7 引き外し装置、 8 テストスイッチ、 9 テスト回路、
- 1 0 スwitching手段、 1 1 制限抵抗、 1 2 限流抵抗、
- 1 3 全波整流回路、 1 4 第 1 のシリーズレギュレータ、
- 1 5 平滑コンデンサ、 1 6 第 2 のシリーズレギュレータ、
- 1 7 第 1 のスイッチングレギュレータ、
- 1 8 第 2 のスイッチングレギュレータ、
- 1 0 0 漏電遮断器。

30

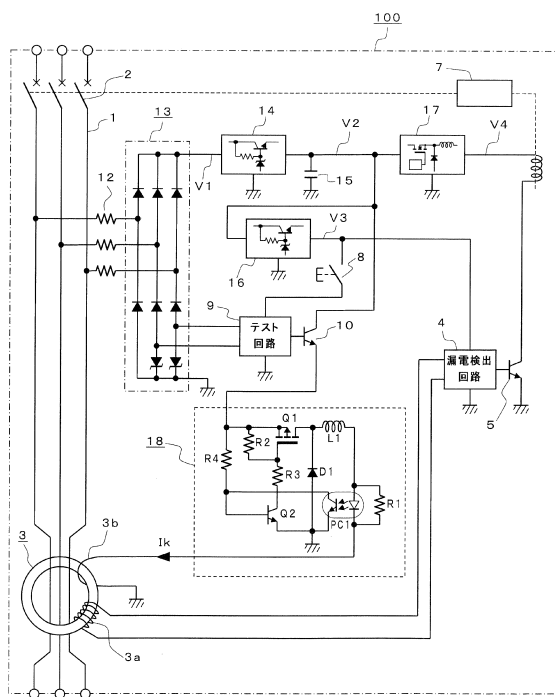
【図 1】



【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

審査官 佐藤 吉信

(56)参考文献 特開2008-086199(JP,A)
特開2009-043555(JP,A)
特開2010-146803(JP,A)
特開2009-207279(JP,A)
特開2007-151322(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H01H 83/02
H01H 83/04