

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3678151号

(P3678151)

(45) 発行日 平成17年8月3日(2005.8.3)

(24) 登録日 平成17年5月20日(2005.5.20)

(51) Int. Cl.⁷

F I

H02H 3/16

H02H 3/16

A

G01R 27/02

G01R 27/02

R

G01R 31/02

G01R 31/02

請求項の数 3 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2001-4120 (P2001-4120)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成13年1月11日 (2001.1.11)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2002-209331 (P2002-209331A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成14年7月26日 (2002.7.26)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成15年1月30日 (2003.1.30)		弁理士 三好 秀和
		(74) 代理人	100100712
			弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
		(74) 代理人	100087365
			弁理士 栗原 彰
		(74) 代理人	100100929
			弁理士 川又 澄雄
		(74) 代理人	100095500
			弁理士 伊藤 正和
		(74) 代理人	100101247
			弁理士 高橋 俊一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電気車両の地絡検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

車体と電氣的に絶縁されている直流電源回路と、この直流電源回路からの直流電圧により駆動される交流回路とを有する電気車両の地絡検出装置であって、

周期波形からなる地絡検出信号を検出抵抗、及びカップリングコンデンサを介して前記直流電源回路に供給するとともに、前記検出抵抗と前記カップリングコンデンサとの接続点である地絡検出点の電圧振幅値を、前記周期波形の周期の1/2となるサンプリング周期でサンプリングし、前記サンプリング周期の奇数番目に検出した電圧振幅値と、偶数番目に検出した電圧振幅値との差分値を求め、該差分値を、予め設定した電圧振幅値と絶縁抵抗値との関係に基づいて、絶縁抵抗値に変換し、前記変換した絶縁抵抗値と、予め設定された地絡判定しきい値との比較により、前記直流電源回路の絶縁抵抗劣化のレベルの検出を行うことを特徴とする電気車両の地絡検出装置。

【請求項2】

前記電圧振幅値と絶縁抵抗値との関係に基づいて、前記奇数番目に検出した電圧振幅値、及び前記偶数番目に検出した電圧振幅値をそれぞれ絶縁抵抗値に変換し、該変換された2つの抵抗値の差分と、予め設定した異常判定しきい値との比較により、前記周期波形の波形異常を検出することを特徴とする請求項2に記載の電気車両の地絡検出装置。

【請求項3】

前記周期波形は、矩形波であることを特徴とする請求項1または請求項2のいずれかに記載の電気車両の地絡検出装置。

10

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電気車両に搭載される高圧直流電源の地絡を検出する地絡検出装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

一般に、電気自動車やハイブリッド電気自動車等々の電気車両では、一般的に高電圧電池に接続した高電圧直流回路と、車体に接地した車両電装回路とは絶縁されている。そこで、高電圧回路と車体との間に絶縁破壊が生じ絶縁抵抗が低下して地絡が発生した場合に警告を発するための地絡検出装置が設けられている。

10

【0003】

従来の電気車両の地絡検出装置の一例を図12を参照して説明する。同図において、110は、電気車両の走行駆動回路系を示すもので、51は高電圧直流電源（例えば200～300V）として設けられたバッテリー群であり、車体Bと電気絶縁されている。

【0004】

52はDC-AC変換器としてのインバータ、53は車両走行用の三相交流モータ、54はバッテリー群51からインバータ52への直流正極給電線であるプラス母線、55はバッテリー群51からインバータ52への直流負極給電線であるマイナス母線、56、57、58は、インバータ52から交流モータ53への交流給電線であるU相線、V相線、W相線である。

20

【0005】

図12に示す従来の地絡検出装置100は、上記の走行駆動回路系110における車体Bへの地絡を検出するためのもので、発振回路60と、電圧レベル変化を検出する検出部80とから構成される。

【0006】

前記発振回路60と検出部80との接続点Pと、走行駆動回路系110のバッテリー群51のプラス母線54との間が結合コンデンサ70Aを介して接続されており、直流成分が遮断されている。

【0007】

前記発振回路60は、演算増幅器その他によってマルチバイブレータが形成され、一定周波数の矩形波を発生する発信器61と、走行駆動回路系110における地絡の発生時に負荷インピーダンスが変動したとき発信器61の発振板周波数が変動しないようにするために設けられたインピーダンス変換器62と、インピーダンス変換器62の後段と結合コンデンサ70Aとの間に接続された検出抵抗63とを有している。尚、図12中、65、66は、地絡発生時にインピーダンス変換器62を、逆電圧又は過電圧から保護する保護用ダイオードである。

30

【0008】

前記検出部80には、発振回路60の交流信号出力が現れる検出抵抗63と結合コンデンサ70Aとの接続点Pの電圧レベルを基準電圧と比較するための比較器81が設けられており、前記接続点Pは比較器81の反転入力端子に接続されている。また、比較器81の非反転入力端子には、分圧抵抗88、89によって基準電圧を設定した基準電圧回路が接続されている。

40

【0009】

比較器81の出力端には、抵抗84及びコンデンサ85によって時定数を設定した平滑回路86が設けられ、比較器81の出力は平滑回路86の抵抗84を経て後段の比較器87の非反転入力端子に入力される。

【0010】

前記平滑回路86は、比較器81の出力がデューティ比50%の場合に、平滑電圧が基準電圧より低くなり、比較器81の出力がデューティ比100%の場合に平滑電圧が基準電圧より高くなるように、その時定数が設定されている。

50

【0011】

前記比較器87の反転入力端子には、この平滑回路86の平滑電圧に対応して分圧抵抗93、94によって基準電圧を設定する基準電圧回路が接続されている。

【0012】

尚、前記地絡検出装置100において、91、92は、地絡発生時に前記比較器81を、逆電圧又は過電圧から保護するための保護用ダイオードである。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述した図12に示す従来の地絡検出装置100では、以下のような問題がある。

10

【0014】

即ち、従来の地絡検出装置100では、比較器81、87により地絡検出点Pで検出した電圧と、予め回路定数で決められた絶縁抵抗低下のしきい値電圧とを比較し、高電圧直流電源51における地絡の有無を検出する構成であり、このため、絶縁抵抗低下をいくつかのレベルに応じて検出するためには、検出すべき絶縁抵抗低下レベルの数だけ、予め設定された絶縁抵抗低下しきい値を比較する比較器を設ける必要が生じる。また、いくつかの絶縁抵抗低下レベルに応じて警告を発しようとする警告信号発生回路も絶縁抵抗低下レベルの数だけ必要になり、回路構成の複雑化を招くという問題があった。

【0015】

また、高電圧直流電源51に地絡が発生し、地絡検出点Pの波高値が変化した場合、この波高値を実効値に変換し、さらにその変換された実効値と予め回路定数で決められた絶縁抵抗低下のしきい値(又は基準電圧)を比較器81にて比較し、絶縁抵抗レベルの検出を行う構成になっているため、実効値変換で生じる誤差と回路定数にて生じる絶縁抵抗レベルの基準電圧の誤差とが重畳して、精度の良い絶縁抵抗低下レベルの検出ができないという問題もあった。

20

【0016】

そこで、本発明は、従来例のような比較器や警告信号線等の数を増やす必要がなく回路構成の簡略化が可能であるとともに、直流電源回路の車体に対する絶縁抵抗低下のレベルを複数段階にわたって精度よく検出できる車両の地絡検出装置を提供するものである。また、本発明は、地絡検出信号の波形の異常の有無をも検出できる車両の地絡検出装置を提

30

【0019】

【課題を解決するための手段】

請求項1に記載の発明は、車体と電気的に絶縁されている直流電源回路と、この直流電源回路からの直流電圧により駆動される交流回路とを有する電気車両の地絡検出装置であって、周期波形からなる地絡検出信号を検出抵抗、及びカップリングコンデンサを介して前記直流電源回路に供給するとともに、前記検出抵抗と前記カップリングコンデンサとの接続点である地絡検出点の電圧振幅値を、前記周期波形の周期の1/2となるサンプリング周期でサンプリングし、前記サンプリング周期の奇数番目に検出した電圧振幅値と、偶数番目に検出した電圧振幅値との差分値を求め、該差分値を、予め設定した電圧振幅値と絶縁抵抗値との関係に基づいて、絶縁抵抗値に変換し、前記変換した絶縁抵抗値と、予め設定された地絡判定しきい値との比較により、前記直流電源回路の絶縁抵抗劣化のレベルの検出を行うことを特徴とする。

40

【0020】

請求項2に記載の発明は、前記電圧振幅値と絶縁抵抗値との関係に基づいて、前記奇数番目に検出した電圧振幅値、及び前記偶数番目に検出した電圧振幅値をそれぞれ絶縁抵抗値に変換し、該変換された2つの抵抗値の差分と、予め設定した異常判定しきい値との比較により、前記周期波形の波形異常を検出することを特徴とする。

【0021】

請求項3に記載の発明は、前記周期波形は、矩形波であることを特徴とする。

50

【 0 0 2 4 】

【 発明の効果 】

請求項 1 記載発明によれば、周期波形の奇数番目の半周期と、偶数番目の半周期に分けて各々サンプリングした両電圧振幅値の差分値を求め、この差分値を絶縁抵抗値に変換し、変換した絶縁抵抗値と、予め設定された地絡判定しきい値との比較により、前記直流電源回路の地絡の有無の検出を行うものであるから、高精度で直流電源回路の絶縁抵抗劣化のレベルを検出できる車両の地絡検出装置を提供することができる。

【 0 0 2 5 】

請求項 2 記載の発明によれば、検出抵抗、カップリングコンデンサの接続点である地絡検出点の電圧振幅値を周期波形の振幅の高い奇数番目の半周期と、振幅の低い偶数番目の半周期からなるサンプリング周期で各々サンプリングし、予め設定した電圧振幅値と絶縁抵抗値との関係に基づいて、サンプリングした両電圧振幅値を各々絶縁抵抗値に変換し、変換した絶縁抵抗値の差分値と、異常判定しきい値とを比較して周期波形の波形異常の有無を検出するものであるから、地絡検出制御手段からの地絡検出信号の異常の有無を検出することができる車両の地絡検出装置を提供することができる。

10

【 0 0 2 6 】

請求項 3 記載の発明によれば、周期波形として矩形波を用いることにより、より高精度な地絡検出が可能となる。

【 0 0 2 7 】

【 発明の実施の形態 】

以下に本発明の車両の地絡検出装置の実施形態を詳細に説明する。図 1 は、本発明の一実施形態に係る地絡検出装置 30、及び電気車両の走行駆動回路系 40 の構成を示す説明図である。

20

【 0 0 2 8 】

図 1 において、31 は高電圧直流電源（例えば出力電圧 $V_B = 200 \sim 300 \text{ V}$ ）として設けられたバッテリー群であり、車体 B と電気絶縁されている。

【 0 0 2 9 】

32 は直流電圧を交流電圧に変換するためのインバータ、33 は車両走行用の三相交流モータ、34 は前記バッテリー群 31 からインバータ 32 への直流正極給電線であるプラス母線、35 はバッテリー群 31 からインバータ 32 への直流負極給電線であるマイナス母線、36、37、38 は、インバータ 32 から三相交流モータ 33 への交流給電線である U 相線、V 相線、W 相線である。

30

【 0 0 3 0 】

本実施形態の地絡検出装置 30 は、周期 $2T$ をもった矩形波の地絡検出信号を出力する矩形波出力部 14 を有するマイクロコンピュータ 1 と、このマイクロコンピュータ 1 に接続された検出抵抗 3 と、この検出抵抗 3 との接続点を地絡検出点 A として接続したカップリングコンデンサ 4 と、前記マイクロコンピュータ 1 に設けられ前記地絡検出点 A と接続線 5 により接続されて、詳細は後述するサンプリング周期 T （地絡検出信号の半分の周期）毎に前記地絡検出点 A の電圧をサンプリングして取り込む A/D（アナログ/デジタル）入力部 11 と、この A/D 入力部 11 と地絡検出点 A との間に接続した抵抗 21 及び前記 A/D 入力部 11 とグランドとの間に接続した一対構成のツェナーダイオード 22 と、前記マイクロコンピュータ 1 に設けた警告信号出力部 12 から導出され出力端子 13 に接続した警告信号線 6 とを有している。出力端子 13 は、注意ランプ 15、及び警告ランプ 16 と接続されている。

40

【 0 0 3 1 】

カップリングコンデンサ 4 の他方の接続端は高電圧直流電源 31 のプラス母線 34 に接続されている。

【 0 0 3 2 】

前記マイクロコンピュータ 1 には、予め電圧振幅値と絶縁抵抗値との対応関係を示す電圧振幅値 - 絶縁抵抗値対応データ（後述）と、前記高電圧直流電源 31 の地絡判定のための

50

複数レベルの地絡判定しきい値、更には、矩形波の地絡検出信号の波形の異常判定のための異常判定しきい値 R_{ck} が各々設定され、図示しないメモリに格納されている。

【0033】

次に、図2を参照して、矩形波状をなす地絡検出信号、A/D入力部11によるサンプリング周期 T 、A/D入力部11に対する正常時、及び高電圧直流電源31における地絡発生による絶縁抵抗劣化時の入力電圧の関係について説明する。

【0034】

図2(a)に示すように、矩形波の地絡検出信号は、電圧 E (V) の値をとる奇数番目 ($2n-1$) の半周期 T と、電圧 0 (V) の値をとる偶数番目 ($2n$) の半周期 T とで一周期 $2T$ となる波形を形成している。ここに n は正の整数 ($1, 2, 3, \dots$) である。

10

【0035】

A/D入力部11は、同図(b)に示すように、マイクロコンピュータ1の制御の基に、奇数番目 ($2n-1$) の半周期 T の中間時点から、偶数番目 ($2n$) の半周期 T の中間時点に至る半周期 T (s) の時間間隔で地絡検出点Aの電圧を順次サンプリングする。

【0036】

A/D入力部11に対する正常時における入力電圧は、高電圧直流電源31に地絡発生による絶縁抵抗劣化が無い場合、図2(c)に示すように矩形波の地絡検出信号の波形(図2(a))と同様な波形形状をなす電圧振幅値 V_a となる。

【0037】

一方、高電圧直流電源31において地絡が発生した際に、A/D入力部11の入力電圧となる電圧振幅値 V_a' は、図2(d)に示すように、前記検出抵抗3と、グランド間の絶縁抵抗20(絶縁抵抗値 R_L) との分圧作用により地絡検出点Aの電圧が変動し正常時の場合よりも小さい電圧振幅値 V_a' ($V_a > V_a'$) となる。

20

【0038】

次に、高電圧直流電源31の陽極側に地絡発生による絶縁抵抗劣化が生じた場合について図3に示す地絡検出装置30の等価回路図、及び図5に示す地絡検出信号の波形図を参照して説明する。

【0039】

図3に示す等価回路において、地絡検出信号の電流値を $i(t)$ 、検出抵抗3の抵抗値を R_0 、絶縁抵抗20の絶縁抵抗値を R_L 、カップリングコンデンサ4の容量値を C 、矩形波出力部14より出力される地絡検出信号の電圧を E として以下の説明を行う。

30

【0040】

まず、地絡検出信号の、奇数番目の半周期 $0 \leq t < T$ の区間でサンプリングした電圧 V_{a1} ($2n-1$) を求める。この場合には、図3から明らかのように、下記の(1)式が成立する。

【0041】

【数1】

$$\frac{1}{C} \int i dt + (R_0 + R_L) i = E \quad \dots (1)$$

40

(1)式をラプラス変換を用いて解くと、地絡検出信号の電流値 $i(t)$ は下記の(2)式となる。

【0042】

【数2】

$$i(t) = \frac{E}{R_0 + R_L} e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \quad \dots (2)$$

従って、地絡検出信号の奇数番目の半周期 $0 \leq t < T$ の区間でサンプリングした電圧 $V_{a1(2n-1)}$ は、下記 (3) 式で求めることができる。

【0043】

【数3】

10

$$V_{a1(2n-1)} = E - R_0 i(t) = E \left[1 - \frac{R_0}{R_0 + R_L} e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \right] \quad \dots (3)$$

これにより、奇数番目の半周期における、電圧振幅値 - 絶縁抵抗値対応データを得ることができる。

【0044】

次に、偶数番目の半周期 $T \leq t < 2T$ の区間でサンプリングした電圧 $V_{a2(2n)}$ を求める。この場合には、偶数番目の半周期 $T \leq t < 2T$ の区間における初期時点における電圧初期値 $V_{a2}(t=T)$ について下記 (4) 式が成立する。

20

【0045】

【数4】

$$V_{C(t=T)} = \frac{1}{C} \left[\int i dt \right]_{t=T} = E \left[1 - e^{-\frac{T}{C(R_0 + R_L)}} \right] \quad \dots (4)$$

30

上記の (4) 式から、地絡検出信号の電流値 $i(t)$ は下記 (5) 式で求めることができる。

【0046】

【数5】

$$i(t) = -\frac{E}{R_0 + R_L} \left[1 - e^{-\frac{T}{C(R_0 + R_L)}} \right] e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \quad \dots (5)$$

従って、偶数番目の半周期 $T \leq t < 2T$ の区間でサンプリングした電圧 $V_{a2(2n)}$ は、下記 (6) 式で求めることができる。

40

【0047】

【数6】

$$\begin{aligned}
 Va2_{(2n)} &= 0 - R_0 i(t) \\
 &= \frac{R_0}{R_0 + R_L} E \left[1 - e^{-\frac{T}{C(R_0 + R_L)}} \right] e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \quad \dots (6)
 \end{aligned}$$

これにより、偶数番目の半周期における、電圧振幅値 - 絶縁抵抗値対応データを得ることができる。 10

【0048】

次に、高電圧直流電源31のグランド側に地絡発生による絶縁抵抗劣化が生じた場合について図4の等価回路図、図5の波形図を参照して説明する。

【0049】

まず、奇数番目の半周期 $0 \leq t < T$ の区間でサンプリングした電圧 $Va1'_{(2n-1)}$ を求める。この場合には、図4から明らかなように、下記(7)式が成立する。(7)式において V_B はカップリングコンデンサ4の電圧初期値である。

【0050】

【数7】

20

$0 \leq t \leq T$ 区間 (Cの電圧初期値 - V_B)

$$\frac{1}{C} \int idt + (R_0 + R_L) i = E - V_B \quad \dots (7)$$

(7)式をラプラス変換を用いて、地絡検出信号の電流値 $i(t)$ について解くと、下記(8)式を得ることができる。

【0051】

【数8】

30

$$i(t) = \frac{E}{R_0 + R_L} e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \quad \dots (8)$$

従って、奇数番目の半周期 $0 \leq t < T$ の区間でサンプリングした電圧 $Va1'_{(2n-1)}$ は、下記(9)式で求めることができる。

【0052】

【数9】

40

$$Va1'_{(2n-1)} = E - R_0 i(t) = E \left[1 - \frac{R_0}{R_0 + R_L} e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \right] \quad \dots (9)$$

これは、上記した(3)式と一致する。

【0053】

次に、偶数番目の半周期 $T \leq t < 2T$ の区間でサンプリングした電圧 $Va2'_{(2n)}$ を求める 50

。この場合には、偶数番目の半周期 $T \leq t < 2T$ の区間における初期時点について下記 (10) 式が成立する。

【0054】

【数10】

$$\frac{1}{C} \int idt + (R_0 + R_L) i = 0 - V_B \quad \dots (10)$$

(10) 式をラプラス変換を用いて、地絡検出信号の電流値 $i(t)$ について解くと、下記 (11) 式を得ることができる。

【0055】

【数11】

$$i(t) = -\frac{E}{R_0 + R_L} \left[1 - e^{-\frac{T}{C(R_0 + R_L)}} \right] e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \quad \dots (11)$$

従って、偶数番目の半周期 $T \leq t < 2T$ の区間でサンプリングした電圧 $V_{a2}'(2n)$ は、下記 (12) 式で求めることができる。

【0056】

【数12】

$$\begin{aligned} V_{a2}'(2n) &= 0 - R_0 i(t) \\ &= \frac{E}{R_0 + R_L} E \left[1 - e^{-\frac{T}{C(R_0 + R_L)}} \right] e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \quad \dots (12) \end{aligned}$$

30

これは、上記した (6) 式と一致する。

【0057】

次に、上述のようにして求めた電圧 V_{a1} 、 V_{a2} (または電圧 V_{a1}' 、 V_{a2}') に基づいて高電圧直流電源 31 の絶縁抵抗 20 (絶縁抵抗値 R_L) の劣化の検出を行う場合の処理について説明する。

【0058】

(イ) 高電圧直流電源 31 に絶縁抵抗劣化が生じていない場合

この場合には、前記絶縁抵抗 20 の絶縁抵抗値 R_L は無限大であり、矩形波出力部 14 から出力される電圧が E (V) の区間では、前記電圧 V_{a1} について下記 (13) 式が成立する。

【0059】

【数13】

$$V_{a1} = E \left[1 - \frac{R_0}{R_0 + R_L} e^{-\frac{t}{C(R_0 + R_L)}} \right] \quad \dots (13)$$

ここで、絶縁抵抗値 R_L は無限大であるため、(13)式の右辺括弧内の負号以下の要素は下記(14)式で表すことができる。

【0060】

【数14】

$$e^{-\frac{t}{C(R_0+R_L)}} \doteq 1 \quad \dots (14)$$

従って、この場合の地絡検出点Aの電圧 V_{a1} は下記(15)式で表すことができる。

10

【0061】

【数15】

$$V_{a1} = E(1 - 0 \times 1) = E \quad \dots (15)$$

一方、矩形波出力部14から出力される電圧が0(V)の区間では、地絡検出点Aの電圧 V_{a2} は下記(16)式で表すことができる。

【0062】

【数16】

$$V_{a2} = \frac{R_0}{R_0 + R_L} E \left[1 - e^{-\frac{T}{C(R_0+R_L)}} \right] e^{-\frac{t}{C(R_0+R_L)}} \quad \dots (16)$$

20

ここで、絶縁抵抗値 R_L は無限大であるため、(16)式の右辺の各要素について下記(17)式が成立する。

【0063】

【数17】

$$e^{-\frac{T}{C(R_0+R_L)}} \doteq 1 \text{ より } V_{a2} = 0 \quad \dots (17)$$

30

従って、この場合の地絡検出点Aの電圧(絶対値電圧) V_a は、(15)式、(17)式を基に、下記(18)式で表すことができる。

【0064】

【数18】

$$V_a = V_{a1} - V_{a2} = E - 0 = E(V) \quad \dots (18)$$

40

(ロ) 高電圧直流電源31に絶縁抵抗劣化が生じた場合

この場合には、前記絶縁抵抗20の絶縁抵抗値 R_L は、 $R_L > 0$ となり、矩形波出力部14から出力される電圧が E (V) の区間及び 0 (V) の区間について地絡検出点Aの前記電圧 V_a について下記(19)式が成立する。但し、(19)式において、 $0 < t < T$ 、 $T < t < 2T$ である。

【数19】

$$V_a = V_{a1} - V_{a2} = E \left\{ \left[1 - \frac{R_0}{R_0 + R_L} e^{-\frac{t_1}{C(R_0 + R_L)}} \right] - \frac{R_0}{R_0 + R_L} \left[1 - e^{-\frac{T}{C(R_0 + R_L)}} \right] e^{-\frac{t_2}{C(R_0 + R_L)}} \right\} \dots (19)$$

10

(八) 高電圧直流電源 31 が車体 B に短絡した場合

この場合には、前記絶縁抵抗 20 の絶縁抵抗値 R_L は、 $R_L = 0$ となり、このとき地絡検出点 A の前記電圧 V_a について下記 (20) 式が成立する。

【0065】

【数20】

$$V_a = V_{a1} - V_{a2} = E \left[1 - 2e^{-\frac{t}{CR_0}} + e^{-\frac{T+t}{CR_0}} \right] \dots (20)$$

20

次に、本実施形態の地絡検出装置 30 による前記高電圧直流電源 31 の地絡検出動作の流れについて図 6 に示すフローチャートを参照して説明する。

【0066】

この地絡検出装置 30 による地絡検出動作がスタート (ステップ ST1) すると、前記矩形波出力部 14 は、 $0 - E$ (V) の矩形波の地絡検出信号を発振し (ステップ ST2)、前記検出抵抗 3、カップリングコンデンサ 4 を介して高電圧直流電源 31 に地絡検出信号を供給する。

30

【0067】

これにより、前記マイクロコンピュータ 1 は前記地絡検出点 A に接続した A/D 入力部 11 から前記地絡検出信号の半周期に同期するタイミングで前記地絡検出点 A の電圧 V_a をサンプリングする。即ち、奇数番目の電圧振幅値 $V_a(2n-1)$ 、及び偶数番目の電圧振幅値 $V_a(2n)$ をサンプリングする (ステップ ST3)。

【0068】

次いで、マイクロコンピュータ 1 は、予め設定している電圧振幅値と絶縁抵抗値との対応関係を示す電圧振幅値 - 絶縁抵抗値対応データを基にして電圧振幅値 $V_a(2n-1)$ を波形異常検出用絶縁抵抗値 R_{LH} に変換する (ステップ ST4)。

【0069】

即ち、前述した (3) 式 (又は (9) 式) に示す関係式より作成される、電圧振幅値 - 絶縁抵抗値対応データの特性曲線に基づき、該特性曲線に電圧振幅値 $V_a(2n-1)$ を代入することにより、絶縁抵抗値 R_L を求め、この抵抗値を R_{LH} とする (ステップ ST4)。

40

【0070】

同様に、電圧振幅値 $V_a(2n)$ を、(6) 式 (又は (12) 式) に示す関係式より作成される、電圧振幅値 - 絶縁抵抗値対応データの特性曲線に代入することにより、絶縁抵抗値 R_L を求め、この抵抗値を R_{LL} とする (ステップ ST5)。

【0071】

次に、マイクロコンピュータ 1 は、変換した波形異常検出用絶縁抵抗値 R_{LH} 、 R_{LL} の差の絶対値と、前記異常判定しきい値 R_{CK} とを比較し (ステップ ST6)、前記絶対値が異常

50

判定しきい値 R_{CK} よりも大きい場合には (ステップ $ST6$ で NO)、マイクロコンピュータ 1 より出力される地絡検出信号波形に異常があるものと判定する (ステップ $ST11$)。

【0072】

一方、前記絶対値が異常判定しきい値 R_{CK} よりも小さい場合には (ステップ $ST6$ で YES)、マイクロコンピュータ 1 は、ステップ $ST4$ 、5 で求めた電圧振幅値 $V_a(2n-1)$ 、及び電圧振幅値 $V_a(2n)$ を基にこれらの差の絶対値電圧 (電圧振幅値) V_a を演算し (ステップ $ST7$)、更に、絶対値電圧 V_a を予め設定されている電圧振幅値と絶縁抵抗値との対応関係を示す電圧振幅値 - 絶縁抵抗値対応データを基にして前記絶対値電圧 V_a の値を絶縁抵抗値 R_L に変換する (ステップ $ST8$)。

10

【0073】

即ち、前述した (19) 式による絶縁抵抗値 R_L と絶対値電圧 V_a との関係を示す特性曲線を作成し、該特性曲線にステップ $ST7$ で求めた絶対値電圧 V_a を代入することにより、絶縁抵抗値 R_L を求める。

【0074】

次に、マイクロコンピュータ 1 は、絶縁抵抗値 R_L と予め設定している高電圧直流電源 31 の地絡判定のための地絡判定しきい値とを比較し (ステップ $ST9$)、絶縁抵抗値 R_L が地絡判定しきい値のレベルまで低下している場合には (ステップ $ST9$ で YES)、絶縁抵抗低下警告信号を、警告信号線 6 を介して端子 13 側に送り出す (ステップ $ST10$)。また、地絡判定しきい値のレベルまで低下していない場合には (ステップ $ST9$ で NO)、ステップ $ST3$ からの処理を繰り返す。こうして、高電圧直流電源 31 に地絡が発生した場合には、これを即時に検知することができるようになるのである。

20

【0075】

このようにして、本実施形態の地絡検出装置 30 では、地絡検出点 A に発生する電圧を、地絡検出用信号 (矩形波信号) の周期の $1/2$ のサンプリング周期でサンプリングし、該サンプリングによる奇数番目に得られた電圧振幅値と、偶数回目に得られた電圧振幅値との差分の値に基づいて、高電圧直流電源 31 の絶縁抵抗値 R_L を求めている。従って、従来と比較して精度の高い地絡検出が可能となる。

【0076】

また、奇数番目に得られた電圧振幅値 $V_a(2n-1)$ に基づいて絶縁抵抗値 R_{LH} を求め、偶数番目に得られた電圧振幅値 $V_a(2n)$ に基づいて絶縁抵抗値 R_{LL} を求め、これらの差分値を用いることにより、地絡検出信号に異常が発生しているかどうかを検出することができるので、より信頼性の高い地絡検出が可能となる。

30

【0077】

更に、マイクロコンピュータ 1 を用いて、地絡検出信号、及びサンプリングパルスを出力するように構成しているので、地絡検出信号に対し、サンプリングパルスを容易に同期させることができる。

【0078】

また、警告信号のしきい値を複数設定することができるので、従来と比較して警告信号線を削減することができるようになる。

40

【0079】

次に、図 7 を参照して本実施の形態の地絡検出装置 30 による高電圧直流電源 31 の地絡検出動作の具体例について説明する。

【0080】

図 7 に示す等価回路において、検出抵抗 3 の抵抗値を R_0 、絶縁抵抗 20 の絶縁抵抗値を $R_L = 43 K$ 、カップリングコンデンサ 4 の容量値 $C = 2.2 \mu F$ 、矩形波出力部 14 の電圧 E は、 $100 Hz$ の矩形波であり、奇数番目の半周期 $0 \sim t$ の区間で $5 (V)$ 、偶数番目の半周期 $t \sim 2T$ の区間で $0 (V)$ とする。

【0081】

また、注意レベルの地絡判定しきい値 C_A を $4.3 K < R_L < 30 K$ とし、警告レベ

50

ルの地絡判定しきい値 $F A$ を $R L = 4.3 K$ として以下の説明を行う。

【0082】

図8に示すように、実際のサンプリング時間を考慮しない場合において、高電圧直流電源31の絶縁抵抗の絶縁抵抗値 $R L$ が、注意レベルの地絡判定しきい値 $C A$ の上限に等しい $R L = 30 K$ となった場合には、既述した(3)式、(6)式を基にして求めた電圧振幅値 $V a 1$ 及び電圧振幅値 $V a 2$ の差である絶対値電圧 $V a$ は、 $1.85 (V)$ となる。

【0083】

また、図9に示すように、実際のサンプリング時間を考慮しない場合において、高電圧直流電源31の絶縁抵抗の絶縁抵抗値 $R L$ が、警告レベルの地絡判定しきい値 $F A$ である $4.3 K$ まで低下した場合には、既述した(3)式、(6)式を基にして求めた電圧振幅値 $V a 1$ 及び電圧振幅値 $V a 2$ の差である絶対値電圧 $V a$ は、 $1.85 (V)$ となる。

10

【0084】

次に、図10、図11に示すように、実際のサンプリング時間を考慮した場合において説明する。この場合に、前記電圧直流電源31の絶縁抵抗の絶縁抵抗値 $R L$ が、注意レベルの地絡判定しきい値 $C A$ の上限に等しい $R L = 30 K$ となった場合には、既述した(3)式、(6)式を基にして求めた電圧振幅値 $V a 1$ は、 $2.11 (V)$ となる。また、電圧振幅値 $V a 2$ は、 $0.08 (V)$ となる。

【0085】

従って、電圧振幅値 $V a 1$ と電圧振幅値 $V a 2$ との差である絶対値電圧 $V a$ は、 $2.03 (V)$ となる。

20

【0086】

また、実際のサンプリング時間を考慮した場合において、高電圧直流電源31の絶縁抵抗の絶縁抵抗値 $R L$ が、警告レベルの地絡判定しきい値 $F A$ である $4.3 K$ まで低下した場合には、電圧振幅値 $V a 1$ は、 $0.55 (V)$ となる。更に、電圧振幅値 $V a 2$ は、 $0.21 (V)$ となる。

【0087】

従って、電圧振幅値 $V a 1$ と電圧振幅値 $V a 2$ との差である絶対値電圧 $V a$ は、 $0.34 (V)$ となる。

【0088】

以上の結果から、求められる絶対値電圧 $V a 0$ が $2.0 (V)$ 以下となった時、前記警告信号線6から注意レベルの信号を出力し、例えば注意ランプ15を点灯させ、また、絶対値電圧 $V a 0$ が $0.5 (V)$ 以下となった時、前記警告信号線6から警告レベルの信号を出力して、警告ランプ16を点灯させて注意又は警告の表示を行う。

30

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態に係る車両の地絡検出装置及び走行駆動回路系を示す説明図である。

【図2】本発明の一実施形態の地絡検出信号、サンプリング周期、正常時及び異常時の A / D 入力波形の特性を示すタイミングチャートである。

【図3】本発明の一実施形態の高電圧直流電源の正極側に地絡が生じた場合の地絡検出装置の等価回路図である。

40

【図4】本発明の一実施形態の高電圧直流電源の負極側に地絡が生じた場合の地絡検出装置の等価回路図である。

【図5】本発明の一実施形態の地絡検出信号の波形図である。

【図6】本発明の一実施形態の地絡検出装置における地絡検出動作の流れを示すフローチャート図である。

【図7】本発明の一実施形態の地絡検出装置における地絡検出動作を説明するための等価回路図である。

【図8】本発明の一実施形態の地絡検出装置の正常時のサンプリング時点を考慮しない場合の電圧検出時点を示す説明図である。

50

【図9】本発明の一実施形態の地絡検出装置の異常時のサンプリング時点を考慮しない場合の電圧検出時点を示す説明図である。

【図10】本発明の一実施形態の地絡検出装置の正常時のサンプリング時点を考慮した場合の電圧検出時点を示す説明図である。

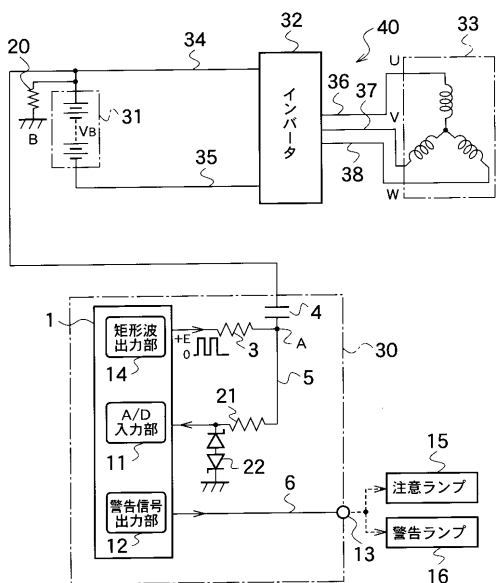
【図11】本発明の一実施形態の地絡検出装置の異常時のサンプリング時点を考慮した場合の電圧検出時点を示す説明図である。

【図12】従来の地絡検出装置の回路図である。

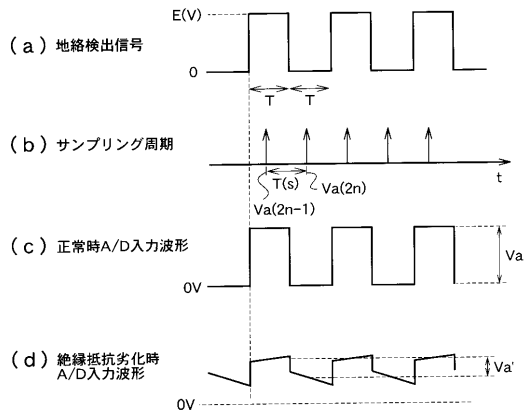
【符号の説明】

1	マイクロコンピュータ	
3	検出抵抗	10
4	カップリングコンデンサ	
6	警告信号線	
10	マイクロコンピュータ	
11	A/D入力部	
12	警告信号出力部	
13	出力端子	
14	矩形波出力部	
21	抵抗	
22	ツェナーダイオード	
30	地絡検出装置	20
31	高電圧直流電源	
32	インバータ	
33	三相交流モータ	
34	プラス母線	
35	マイナス母線	
36	U相線	
37	V相線	
38	W相線	
40	走行駆動回路系	
A	地絡検出点	30
B	車体	

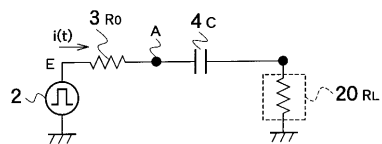
【図1】



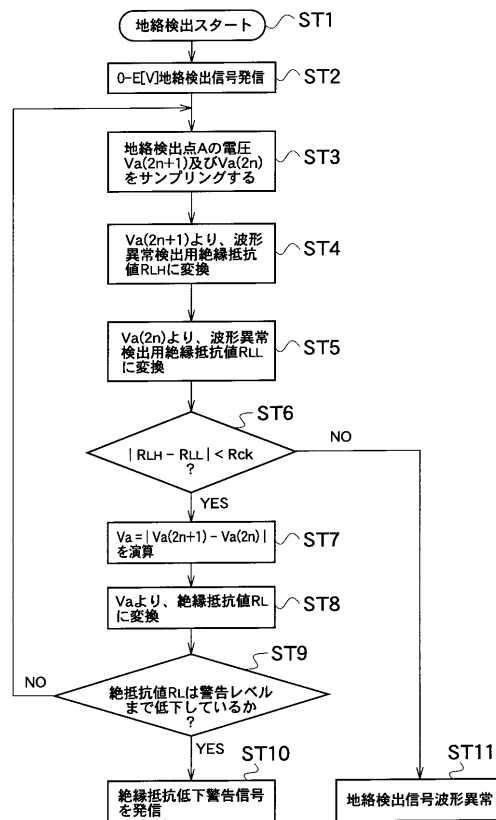
【図2】



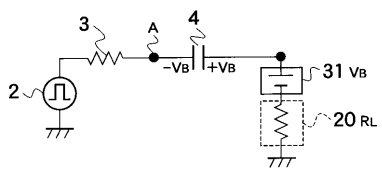
【図3】



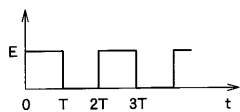
【図6】



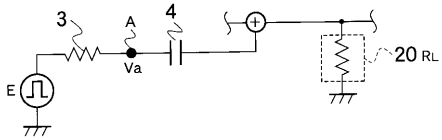
【図4】



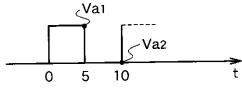
【図5】



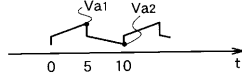
【 図 7 】



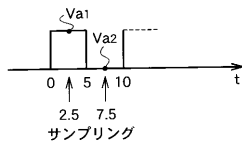
【 図 8 】



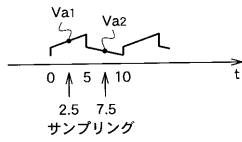
【 図 9 】



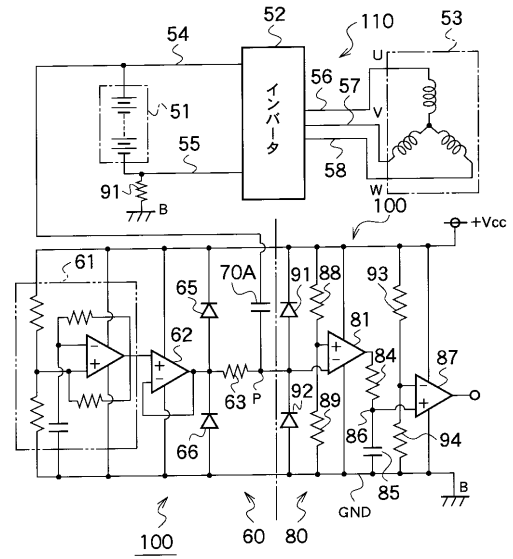
【 図 10 】



【 図 11 】



【 図 12 】



フロントページの続き

(74)代理人 100098327

弁理士 高松 俊雄

(72)発明者 鈴木 康平

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

審査官 西山 昇

(56)参考文献 特開平08-070503(JP,A)

特開平11-023637(JP,A)

特開平10-221395(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H02H 3/16

G01R 27/02

G01R 31/02