

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5821087号  
(P5821087)

(45) 発行日 平成27年11月24日(2015.11.24)

(24) 登録日 平成27年10月16日(2015.10.16)

(51) Int. Cl.	F I
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48 M
HO2M 3/155 (2006.01)	HO2M 7/48 E
	HO2M 3/155 U

請求項の数 6 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2013-503094 (P2013-503094)	(73) 特許権者	504109698
(86) (22) 出願日	平成23年4月6日(2011.4.6)		エスエムエー ソーラー テクノロジー
(65) 公表番号	特表2013-524758 (P2013-524758A)		アーゲー
(43) 公表日	平成25年6月17日(2013.6.17)		ドイツ国 34266 ニーステタル, ゾ
(86) 国際出願番号	PCT/EP2011/055343		ンネナレー 1
(87) 国際公開番号	W02011/124605	(74) 代理人	100107456
(87) 国際公開日	平成23年10月13日(2011.10.13)		弁理士 池田 成人
審査請求日	平成26年2月21日(2014.2.21)	(74) 代理人	100148596
(31) 優先権主張番号	10159233.5		弁理士 山口 和弘
(32) 優先日	平成22年4月7日(2010.4.7)	(74) 代理人	100123995
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		弁理士 野田 雅一
		(72) 発明者	ブレミッカー, スベン
			ドイツ, 36211 アルハイム, ガ
			ルテンシュトラーセ 2

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータの動作制御のための方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

DC / AC 電圧変換のために設計されたトランスレス型三相インバータ(4)の動作制御のための方法であって、

前記インバータが、リンクと少なくとも1つの直流電圧入力部とを有し、少なくとも1つの交流電圧出力部(10、11、12)を介して電力供給グリッドに接続されることが可能であり、

前記インバータが、当該インバータの動作中に漏れ電流  $I_A$  が生じる可能性があるように、前記グリッドを用いた電力流相互作用に関与し、

前記インバータ(4)における単数または複数の前記直流電圧入力部が、前記電力供給グリッドのN電位および/またはPE電位とのガルバニック接続を有しておらず、

前記動作制御が制御装置によって実行され、

電力半導体を有する前記インバータの電力部品アセンブリを駆動するための前記インバータ(4)の動作制御中に、パルス幅変調信号を用いたパルス幅変調方式が使用され、前記インバータ(4)の前記リンクにおけるリンク電圧制御のための目標値設定  $U_{ZWK}$   $I_{GT}$  を変更することによって、前記漏れ電流  $I_A$  が制御される、

ことを特徴とする、方法。

【請求項 2】

前記インバータ(4)のパルス幅変調信号が、デルタ型のオフセットを伴うサインデルタ変調および正弦曲線型のオフセットを伴うサインデルタ変調を含む、時変オフセットを

10

20

伴うサインデルタ変調、によって生成されることを特徴とする、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

少なくとも 1 つの条件が満たされる前記インバータ (4) の動作状態において、前記漏れ電流  $I_A$  が制御されることを特徴とし、

前記少なくとも 1 つの条件は、インバータブリッジ (7) の入力部におけるリンク電圧  $U_{z_wk}$  が、ライン電圧信号のピーク電圧

【数 1】

$$\hat{U}$$

10

の 2 倍を下回っていることを含み、

リンク電圧  $U_{z_wk}$  が、第 1 の電圧限界 ( $U_1$ ) よりも大きい電圧値を有しているときであって、該リンク電圧  $U_{z_wk}$  が、第 2 の電圧限界 ( $U_2$ ) よりも小さい電圧値を有しているとき、

又は、

前記漏れ電流  $I_A$  が、第 1 の電流限界よりも大きい電流値を有し、かつ、該漏れ電流  $I_A$  が、第 2 の電流限界以下の電流値となるように制御されているときに、  
前記少なくとも 1 つの条件が満たされる、

ことを特徴とする、請求項 1 または 2 に記載の方法。

20

【請求項 4】

前記第 1 の電流限界に関して、 $I_A = 0$  が成立すること、および、前記第 2 の電流限界に関して、 $I_A = I_{MAX}$  が成立し、該  $I_{MAX}$  が、該  $I_{MAX}$  を超えると前記インバータが残留電流駆動型の保護装置によって安全な状態に移行するような電流値であること、を特徴とする、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記入力部において、DC/DC コンバータ (9) を備えたインバータが、前記インバータ (4) として用いられていることを特徴とする、請求項 1 ~ 4 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 6】

前記動作制御では、漏れ電流の制御とは別に、PV 発電機によって供給される電力を最大化するために、最大電力ポイントトラッキングが実施されることを特徴とする、請求項 1 ~ 5 のいずれか一項に記載の方法。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、DC/AC 電圧変換のために設計されたインバータの動作制御のための方法に関する。

【背景技術】

【0002】

光起電性素子によって生成される直流電圧がトランスレス型インバータによって交流電圧に変換される電気設備では、選択される変調方式および回路によっては、容量性の漏れ電流が生じる可能性がある。これは、接地電位に対する太陽発電機の電位が揺動する可能性があるからである。このことは、例えば、インバータにおける残留電流駆動型の保護装置に、悪影響を及ぼす可能性がある。

【0003】

漏れ電流が発生する理由の 1 つは、光起電性素子によって生成される直流電圧に、インバータの変調および回路トポロジーに起因する、交流電圧成分が重畳されることにある。漏れ電流は、いわゆる漏れキャパシタンス (光起電性素子の外部のもの、および、インバ

40

50

ータの内部のもの)を介して、接地電位(PE)に流れ込む。

【0004】

インバータのトポロジを最適化することによって、この影響を低減することが試みられている。しかしながら、最新構造のトランスレス型インバータの場合であっても、特に、従来のサインデルタ変調において動作していないインバータの場合であっても、上記のような最適化にも関わらず、特定の動作状態において、容量性漏れ電流の影響が生じる可能性がある。

【0005】

上記のような最新構造のトランスレス型インバータ、特に、最適化され、優れた能率を有するものは、「スリーポイント型トポロジ」と呼ばれており、欧州特許出願公開第2107672号明細書に開示されている。これは、リンクを有する三相トランスレス型インバータを示している。これらの直流電圧側の入力部は、直列に接続された2つのキャパシタンスによって互いに接続されている。これら2つのキャパシタンスは、交流電圧グリッドの中性線に接続されていない中央電圧点を定義している。

【0006】

このようなスリーポイント型トポロジでは、サインデルタ変調の共通原理に従って生成される通常のパルス幅変調(PWM)の場合、PEに対する入力部の電圧 $U_{DC}$ は、直流電圧である。したがって、この場合には、インバータブリッジの入力部におけるリンク電圧は、ライン電圧信号におけるピーク電圧の少なくとも2倍でなければならない。したがって、PWMの変調度は1以下となり、初期には、漏れ電流は生じない。リンク電圧が、ライン電圧信号のピーク電圧の2倍未満の値に低減されている場合、このことは、PWMに関する過変調、すなわち、1を超える変調度を招来する。このことは、インバータの出力部における電流に、歪みを引き起こす。

【0007】

可能な限り良好な能率を得るためには、リンク電圧をできるだけ低く保つことが有利である。この目的のために、特に三相インバータに関する方法が知られている。これらの方法では、例えば従来のサインデルタ変調の場合、時変オフセット、例えば、ライン周波数の3倍の周波数を有するデルタ信号、または、ライン周波数の3倍の周波数を有するサイン信号が、付加される。このため、PWM信号自体に、ライン電圧信号におけるピーク電圧の2倍未満のリンク電圧値が生じているにも関わらず、過変調は生じない。したがって、グリッドに供給されるインバータの出力信号にも、電流歪みは生じない。このような変調方式は、例えば、「空間ベクトル変調」または「第三高調波を伴うサインデルタ変調」という用語によって知られている方法も含む。

【0008】

改良されたサインデルタ変調方式の場合、特に、上述した時変オフセットを伴うサインデルタ変調方法の場合、ライン周波数の3倍の周波数を有する交流電圧成分が生じる。例えば、欧州特許出願公開第2107672号明細書に記載の上述したトランスレス型インバータ(これに限定されないが)では、そのトポロジに起因して、上記の交流電圧成分が、入力部の電圧中央値とPEとの間に生じる。このことは、漏れキャパシタンス(漏れ電流)を介して、容量性の交流電流を引き起こす。

【0009】

インバータは、通常、残留電流駆動型の保護装置を有している。この保護装置は、交流電流側における差動電流を検出し、故障のある場合、例えば人間への危険またはインバータ自体へのダメージを回避するために、インバータの電源を落とす。しかしながら、測定される差動電流は、実際に検出される故障電流だけでなく、付加的に、ベクトル和における漏れ電流を含んでいる可能性がある。このため、あまりにも大きな漏れ電流は、残留電流駆動型の保護装置を誤作動させ、その結果として、インバータの電源を不要に落としてしまう可能性がある。トポロジに起因して漏れ電流が生じる可能性のある変調方式を使用することを止めることは、能率を再び悪化させてしまうため、この問題に対する好適な解決策とはならない。

10

20

30

40

50

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0010】

【特許文献1】欧州特許出願公開第2107672号明細書

## 【発明の概要】

## 【0011】

このような背景の下、本発明の目的は、インバータの動作および動作挙動に対する漏れ電流の悪影響を制限すること、また、これと同時に、好ましくは、可能な限り良い能率を確保することにある。

## 【0012】

本発明は、請求項1の主題によって、この目的を達成する。DC/AC電圧変換のために設計されたインバータの動作制御のための方法が開示されている。このインバータは、少なくとも1つの直流電圧入力部を有しており、少なくとも1つの交流電圧出力部、または、2つ以上の交流電圧出力部を介して、電力供給グリッドに接続されることが可能であり、このインバータは、インバータの動作中に、漏れ電流 $I_A$ が生じる可能性があるように、上記グリッドを用いた電力流相互作用に関連しており、この方法は、動作制御によって漏れ電流 $I_A$ が制御されることを特徴とする。

## 【0013】

漏れ電流または電流が制御されるという事実によって、単純な方法で、予め決定することの可能な漏れ電流に関する最大値が超過されないこと、を確保することが可能となる。

## 【0014】

原理的に、本発明は、漏れ電流、特に接地電位に対する容量性漏れ電流が入力側に生じる、様々なインバータに適している。特に、これらは、グリッドの中性線(N電位)が接続されていないトポロジを含む、様々なトポロジのトランスレス型インバータである。この方法は、ツーポイント型トポロジ(例えば、いわゆるB6ブリッジ)、および、マルチポイント型トポロジ、例えば、スリーポイント型トポロジ(例えば、NPC「Neutral Point Connected(中性点接続型)」ブリッジまたはBSNPC「Bipolar Switch Neutral Point Connected(バイポーラスイッチ中性点接続型)」)ブリッジの双方を有することの可能な三相インバータに好適である。

## 【0015】

この方法は、トランスレス型インバータ、特に、電力供給グリッドのNおよび/またはPE電位に対する、または、これらの電位を伴うガルバニック接続を有していないインバータの動作制御のために使用されることが特に好ましい。

## 【0016】

特に、本発明は、さらに、入力部における容量性漏れ電流の発生にも関わらず、能率が最適化されたインバータの動作を提供する。

## 【0017】

電力半導体を有するインバータの電力部品アセンブリを駆動するためのインバータの動作制御では、PWM法が好まれて使用されており、実際の動作制御は、制御装置によって行われる。これに関連して、この方法は、特に、PWM信号を生成するために改良されたサインデルタ変調(特に時変オフセットを伴うもの)が使用されているパルス幅変調タイプのものに適している(ただし、これに限定されるわけではない)。これに関連して、オフセットの振幅は、一定ではなく、生成されたPWM信号の過変調を避けるために必要な大きさにちょうどなるように、常に選択されることが有利である。その結果、ゼロの振幅を伴うオフセット、および、ひいては従来のサインデルタ変調は、ライン電圧信号のピーク電圧の2倍以上のリンク電圧値に関して、得られる。

## 【0018】

本発明に係る方法の有利な実施形態では、リンク電圧が、漏れ電流に影響を与える。このため、同様に、単純な方法で漏れ電流の制御を実施するために、これを使用することが

10

20

30

40

50

可能である。したがって、漏れ電流  $I_A$  は、インバータブリッジの入力部におけるリンク電圧  $U_{ZWK\_TGT}$  に関する目標値設定を変更することによって、制御されることが好ましい。したがって、リンク電圧  $U_{ZWK}$  が、予め決定することの可能な第1の電圧限界 ( $U_1$ ) よりも大きい電圧値を有しているときであって、このリンク電圧  $U_{ZWK}$  が、予め決定することの可能な第2の電圧限界 ( $U_2$ ) よりも小さい電圧値を有しているときに、制御が、常に実施される可能性がある。

【0019】

漏れ電流  $I_A$  は、インバータが少なくとも1つの特定の条件が満たされる動作状態にあるときに、制御されることが好ましい。特に好ましい実施形態によれば、この条件は、変調方式のオフセットがゼロではない値を有するような範囲内でインバータが動作すること  
10  
にあってもよい。このことは、特に有利である。なぜならば、この範囲内でインバータが動作している場合に限り、制御される漏れ電流が、特定のインバータトポロジに生じるからである。この範囲の上限は、ライン電圧信号のピーク電圧の2倍に相当するリンク電圧値  $U_2$  によって定められており、また、この範囲の下限は、時変オフセットを伴う個々のサインデルタ変調方法を用いてインバータ出力信号に電流歪みのない動作が可能な、最小のリンク電圧値  $U_1$  によって定められる。

【0020】

この条件は、漏れ電流  $I_A$  が、予め決定することの可能な第1の電流限界よりも大きい電流値を有しており、かつ、この漏れ電流  $I_A$  が、予め決定することの可能な第2の電流限界以下の電流値となるように制御されていることにあってもよい。  
20

【0021】

第1の電流限界に関して、 $I_A = 0$  が成立すること、および、第2の電流限界に関して、 $I_A = I_{MAX}$  が成立し、この  $I_{MAX}$  が、この  $I_{MAX}$  を超えるとインバータが残留電流駆動型の保護装置によって安全な状態に移行するような電流値であることが適切である。

【0022】

漏れ電流の制御が、ゆっくりであり、このために、急速に生じる故障電流に反応しないことが有利である。故障電流は、残留電流駆動型の保護装置を起動するはずであり、一方で、それと同時に、生じている漏れ電流が残留電流駆動型の保護装置がこれらに反応する前に制御される程度に、十分に速い。  
30

【0023】

インバータが、入力部に、DC/DCコンバータ（好ましくは、昇圧コンバータもしくは降圧コンバータ、または、昇圧型と降圧型との併合コンバータ）を有しており、このために、動作制御において、漏れ電流の制御とは別に、光起電性素子によって供給される電力を最大化するために、最大電力ポイントトラッキングが、これら2つの制御システムが互いに悪影響を及ぼし合うことなく、実施されることが可能であることが、さらに有利である。

【0024】

さらに有利な本発明の実施形態は、残りの従属請求項に規定されている。

【0025】

以下の記述では、本発明は、典型的な実施形態によって、図面を参照しながら、より詳細に説明される。  
40

【図面の簡単な説明】

【0026】

【図1】PV発電機と送電グリッドとの間に接続されたインバータを有するシステムの、基本的なブロック図である。

【図2】スリーポイント型トポロジを有するインバータを備えた、図1と同様のシステムの基本的なブロック図である。

【図3a】デルタ型のオフセットを伴うサインデルタ変調によってインバータが駆動されるとき、 $M^*$  および  $P_E$  に対する交流出力電圧およびリンク電位の時間的変化を説明す  
50

るための図である。

【図3b】デルタ型のオフセットを伴うサインデルタ変調によってインバータが駆動されるとき、 $M^*$  およびPEに対する交流出力電圧およびリンク電位の時間的変化を説明するための図である。

【図3c】正弦曲線型のオフセットを伴うサインデルタ変調によってインバータが駆動されるとき、 $M^*$  およびPEに対する交流出力電圧およびリンク電位の時間的変化を説明するための図である。

【図3d】正弦曲線型のオフセットを伴うサインデルタ変調によってインバータが駆動されるとき、 $M^*$  およびPEに対する交流出力電圧およびリンク電位の時間的変化を説明するための図である。

10

【図4】リンク電圧に対する（実効的な）漏れ電流の変化を示す図である。

【図5】漏れ電流を制御するための方法における1つの可能な実施形態を説明するためのフローチャートである。

【図6】漏れ電流を制御するためのU/I特性を示す図である。

【図7】漏れ電流を制御するための方法における1つの可能な実施形態を説明するためのフローチャートである。

【図8】スリーポイント型トポロジを有するとともに、入力部にDC/DCコンバータを有するインバータを備えた、図1と同様のシステムの基本的なブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0027】

20

以下の文章では、図1および図2は、PVシステムの構成、および、非常に単純化された典型的なトランスレス型インバータトポロジを、最初に説明するために用いられる。

【0028】

図1のタイプの電気設備では、少なくとも1つの光起電性素子からなる太陽電池発電機（PV発電機）1が、直流電圧を生成する。この直流電圧は、送電線2および3を介して、インバータ4の直流電圧入力部に供給される。インバータに供給される直流電圧は、インバータによって交流電圧に変換され、出力部10、11、12において、電力供給グリッド（線5の右側にある部材によって示されている）に供給される。

【0029】

キャパシタンス $C_{x6}$ は、いわゆる等化漏れキャパシタンス、すなわち、漏れ電流が流れる可能性のある全ての漏れキャパシタンスの和を表している。接地電位（PE）と送電線3との間の電圧 $U_{x6}$ の交流電圧成分は、キャパシタンス $C_{x6}$ を介して流れる漏れ電流を引き起こす。

30

【0030】

したがって、この電圧は、流れている漏れ電流 $I_A$ の度合いを表している。交換的あるいは追加的に、導電体2と接地電位（PE）との間の電圧も、漏れ電流の度合いとして使用することが可能である。

【0031】

インバータ4は、ここには詳しく示されない部品アセンブリ、例えば、電力半導体を有する電力部品アセンブリおよび制御装置（駆動アセンブリを有する）を有しており、場合によっては、例えば、フィルタ、ユーザインターフェイス、様々なインターフェイス、測定装置などの、さらなるアセンブリを有している。

40

【0032】

図2は、「スリーポイント型トポロジ」のインバータを備えたPVシステムを示している。このようなインバータの典型的な実施形態については、例えば欧州特許出願公開第2107672号明細書に、非常に詳細に説明されている。

【0033】

追加的に示されているキャパシタンス $C_1$ および $C_2$ は、PV発電機によって生成される直流電圧を分割するために、および、3つの電圧レベルを形成するために、使用される。

50

## 【0034】

さらに、図2は、部材 $L_{N1}$ 、 $L_{N2}$ 、 $L_{N3}$ 、 $C_{N1}$ 、 $C_{N2}$ 、および $C_{N3}$ を有する、ラインフィルタを示している。ラインフィルタの下端は、2つのキャパシタンス $C_1$ 、 $C_2$ とインバータの中央電圧入力部との間の接続部に接続されている。この接続部は、回路ポイント $M^*$ によって示されている。回路ポイント $M^*$ と接地電位(PE)との間の電圧 $U_M$ は、漏れ電流 $I_A$ の度合いを表している。交流電圧グリッドのNコンダクタ(図2には示さず)は、測定のための基準電圧として使用するために、さらに、特に残留電流駆動型の保護装置のための基準として使用するために、インバータに接続されていてもよい。しかしながら、これは、電圧変換に使用されるインバータの実際のアセンブリに対しては、伝導的に接続されていない。したがって、 $M^*$ の電位は、 $PE/N$ とは無関係である。

10

## 【0035】

インバータブリッジ7は、入力部の直流電流を出力部における交流電流に変換するための、パワーエレクトロニクススイッチ(例えば、NPCブリッジまたはBSNPCブリッジ)からなるブリッジ回路を含んでいる。

## 【0036】

インバータは、パルス幅変調によって駆動/制御される。このパルス幅変調は、好ましくは、時変オフセットを伴うサインデルタ変調によって、生成される。図3aおよび図3bは、例えば、デルタ型のオフセットを伴うサインデルタ変調の場合を示している。これは、「空間ベクトル変調」としても知られている。図3cおよび図3dは、正弦曲線型のオフセットを伴うサインデルタ変調の場合を示している。これは、「第三高調波を伴うサインデルタ変調」としても知られている。さらに、改良されたサインデルタ変調の他の形状もあり得る。これらは、特に、オフセットにおける他の形状を伴う。これらは、ライン電圧信号のピーク電圧の2倍未満の値を有する直流電圧信号が、何らの電流歪みも示さないインバータ出力信号に変換されることを可能とする。オフセットの振幅は、一定ではなく、必要に応じて、特定のリンク電圧に関して電流歪みが生じないような大きさとなるように、常に選択されることが有利である。

20

## 【0037】

図3は、 $M^*$ 電位(図3bおよび図3d)または接地電位PEに対する(図3aおよび図3c)、重畳された3つのライン電圧変動 $L_1$ 、 $L_2$ 、および $L_3$ と、正( $ZwK+$ )および負( $ZwK-$ )のリンク電位の変動とを、それぞれ示している。これらから、リンク回路における正および負の電位が、常に、3つのライン電圧の変動を包含していることが分かる。

30

## 【0038】

インバータが、時変オフセットを伴うサインデルタ変調において動作している場合、その結果として、リンク電圧 $U_{ZwK} = (ZwK+) - (ZwK-)$ は、図3a、図3bおよび図3c、図3dに示されている値 $U_2$ (すなわち、ライン電圧信号のピーク電圧

## 【数1】

$$\hat{U}$$

40

の値の2倍)よりも、低くなる可能性がある。しかしながら、この場合、接地電位PEに対する入力部の電位が、揺動することになる。これらの揺動は、ライン周波数の3倍の周波数を有しており、漏れ電流を引き起こす(図4参照)。

## 【0039】

原理的に、時変オフセットを伴うサインデルタ変調の場合、リンク電圧は、ライン電圧信号のピーク電圧

【数 2】

$$\hat{U}$$

の値の2倍よりも低くなる可能性がある。しかしながら、それは、リンク電位変動がライン電圧変動を常に包含するような大きさに限られる可能性がある。すなわち、図3 aから分かるように、リンク電位は、値 $U_1$ よりも低くなる可能性がある。したがって、以下が、オフセットを伴う変調の範囲内での動作について、成立する。

$$U_1 < U_{ZWK} < U_2$$

【0040】

図4は、漏れキャパシタンス $C_X = 850 \text{ nF}$ である場合の、リンク電圧 $U_{ZWK}$ （図2における導電体2と3との間の電圧を参照）に対する漏れ電流 $I_A$ の依存性を例示的に示している。上向きの矢印は、漏れキャパシタンス $C_X$ の増加に伴う、漏れ電流 $I_A$ の増加を示している。

【0041】

上述したタイプのインバータの動作中では、漏れ電流 $I_A$ に関する限界が存在する。したがって、漏れ電流は、最大値 $I_{MAX}$ を超えてはならない。この最大値を超えると、残留電流駆動型の保護装置によって、送電グリッドからの切り離しが行われる。

【0042】

一方、最大級の能率でインバータを動作するという要求は、リンク電圧 $U_{ZWK}$ が値 $U_2$ 未満となるまで低減されることを求める。この値 $U_2$ は、今度は、漏れ電流 $I_A$ （図4と比較されたい）を招来する。

【0043】

これまで、生じる漏れ電流が特定の値を超えないように、許容できる漏れキャパシタンスを最大値に制限することが提案されてきた。しかしながら、これは、あまりにも高い漏れキャパシタンスを有する特定の光起電性素子を、特定のインバータトポロジと組み合わせて使用することができない、という結果を招く。また、あまりにも高い漏れ電流が生じたときに、ライン電圧信号のピーク電圧の2倍を下回るリンク電圧による動作を停止することも提案されてきた。しかしながら、これは、最終的または一時的に生じる可能性のある、能率の低下を招来する。これらの選択肢の双方とも、不都合である。

【0044】

さらに、漏れキャパシタンスは、時間的に一定ではなく、例えば、凝縮状態、湿度、または他の影響のために、揺動する可能性がある。したがって、PVシステムは、あまりにも高い漏れ電流に起因する頻繁なスイッチ切断を防止するために、現在まで、常に、最悪の条件にもとづいて、大きさを決めてこなければならなかった。

【0045】

上述した限界を考慮して、可能な限り、インバータの最適な動作制御を得るために、結論として、漏れ電流 $I_A$ が最大値 $I_{MAX}$ を超えないように、同時に、漏れ電流を制御品質基準として機能させながら、適切な変調（例えば、時変オフセットを伴うサインデルタ変調）および連続制御を用いることによって、リンク電圧を可能な限り低く維持することにより、最大級の能率での動作が得られるように、漏れ電流 $I_A$ を制御することを提案する。

【0046】

この目的のために、例えばリンク電圧制御に関する目標値設定 $U_{ZWK\_TGT}$ を変更することによって、漏れ電流 $I_A$ が特定の最大値 $I_{MAX}$ を超えないようにしながら、リンク電圧 $U_{ZWK}$ が低減される。

【0047】

漏れ電流 $I_A$ が最大値 $I_{MAX}$ を超える恐れがある場合、目標値設定 $U_{ZWK\_TGT}$ を増加させることによって、リンク電圧 $U_{ZWK}$ が増加される。これは、漏れ電流 $I_A$ を

10

20

30

40

50

減少させる。この間、PWM信号は、使用されている変調方式によって、常に調整されている。このため、インバータの入力部における個々のリンク電圧に関して、インバータの出力部における信号に電流歪みは生じない。

【0048】

図4は、さらに、リンク電圧 $U_{z w k}$ に関する2つの電圧値 $U_1$ および $U_2$ を示している。 $U_1$ は、例えば、時変オフセットを伴うサインデルタ変調において供給されるライン電圧振幅を生成するために最低限求められる、リンク電圧 $U_{z w k}$ の値を示している。 $U_2$ は、リンク電圧の値を示す。インバータは、このリンク電圧値未満で、従来のサインデルタ変調による過変調（変調インデックス $M > 1$ ）において動作することになる。

【0049】

値 $U_1$ および $U_2$ は、変調のタイプに依存し、さらに、ライン電圧にも依存する。これらは、それぞれ、中央処理装置によって決定されるか、または、それによって規定される。

【0050】

以下の記述では、図5に示されている例示的なフローチャートについて説明する。

【0051】

最初に、ステップ100では、リンク電圧 $U_{z w k \quad T G T}$ に関する目標値設定は、 $U_2$ 以上の初期値に設定される。

【0052】

ステップ101では、漏れ電流 $I_A$ の実際の値が測定される。

【0053】

ステップ102では、測定値 $I_A$ によって、図6に例示的かつ概略的に示される特性 $U = f(I_A)$ を用いることによって、電圧差 $U$ が決定される。測定される漏れ電流 $I_A$ の量が大きいほど、電圧差 $U$ も大きくなる。測定される漏れ電流 $I_A$ が特定の量だけ変化した場合（ $I_1 < I_A < I_2$ を満たす。図6参照）、図6に示される特性の傾きは、 $U$ の変化量を規定する。

【0054】

ステップ103では、既に決定されている電圧差 $U$ を付加することによって、変調方式によって予め定められている下限値 $U_1$ から、新しい下限値 $U_4$ が形成される。電圧差 $U$ に関する上限 $U_3$ は、図6に示した特性によって与えられる。この上限 $U_3$ は、 $U_3 = U_2 - U_1$ という関係によって、電圧の上限 $U_2$ に到達するか、またはこれを超えるまで、新しい下限値 $U_4$ が増加しないことを確保する。このため、図4によれば、リンク電圧 $U_{z w k}$ に対する $U_2$ を介しての漏れ電流 $I_A$ のさらなる電圧依存性は、存在しない。また、その結果、リンク電圧 $U_{z w k}$ の増加は、漏れ電流 $I_A$ における何らかのさらなる低減を引き起こすことができない。このような状況は、例えば、電流値 $I_2$ より大きな、もともとの漏れ電流が存在する場合に、生じる可能性がある。図6から分かるように、 $U_1$ は、電流値 $I_1$ 未満の下限として維持される。すなわち、 $U = 0$ であるために、 $U_4 = U_1$ となる。

【0055】

ステップ104に示される評価によって、リンク電圧 $U_{z w k \quad T G T}$ に関する実際の目標値設定が、電圧の下限 $U_4$ よりも大きいかが判断される。これが当てはまる場合（「yesの分岐」）、リンク電圧 $U_{z w k \quad T G T}$ に関する電流目標値設定は、ステップ105で与えられる例示的な演算ルールに従って、低減される。このステップでは、この調整におけるダイナミックレンジおよび絶対値は、制御パラメータ $k_3$ に影響される。制御パラメータ $k_3$ は、この演算ルールに関し、1よりも小さく、かつ、ゼロよりも大きいことが有利である。その後、漏れ電流 $I_A$ が再び測定され、電圧の下限値 $U_4$ が再び調整され、ステップ101が開始される。

【0056】

ステップ104における状態が、不適合である場合（「noの分岐」）、すなわち、リンク電圧 $U_{z w k \quad T G T}$ に関する実際の目標値設定が、電圧の下限 $U_4$ 以下である場合

10

20

30

40

50

、リンク電圧  $U_{ZWK \ TGT}$  に関する目標値設定は、ステップ 106 で与えられる例示的な演算ルールに従って、増加する。このステップでは、この調整におけるダイナミックレンジおよび絶対値は、制御パラメータ  $k_4$  に影響される。制御パラメータ  $k_4$  は、この演算ルールに関し、1 以下であり、かつ、ゼロよりも大きいことが有利である。その後、漏れ電流  $I_A$  が再び測定され、電圧の下限値  $U_4$  が再び調整され、ループを経由して、ステップ 101 が開始される。

【0057】

例示的な演算ルール 105 および 106 のそれぞれに代えて、制御工学の分野において適切な、他の任意のフィルタ関数を使用することも可能である。また、特性  $U = f(I_A)$  に関して、図 6 において与えられるものとは別の具現化も可能である。

10

【0058】

さらに、制御パラメータ  $k_3$  および  $k_4$  は、一定である必要はなく、例えば動作中に、適切に変更されることが可能である。

【0059】

図 7 は、図 6 に示されている特性を用いずに本発明に係る方法を実施するための別の可能性を例示的に示している。

【0060】

最初に、ステップ 200 では、リンク電圧  $U_{ZWK \ TGT}$  に関する目標値設定は、 $U_2$  以上の初期値に設定される。

【0061】

ステップ 201 では、漏れ電流  $I_A$  の実際の値が測定される。

20

【0062】

$I_A$  の測定値が、限界  $I_{MAX}$  を下回る場合、プロセスは、分岐ステップ 202 において、ステップ 203 (「yes の分岐」) に分岐する。そして、リンク電圧  $U_{ZWK \ TGT}$  に関する目標値設定は、ステップ 203 における例示的な演算ルールに従って、低減される。この調整におけるダイナミックレンジおよび絶対値は、ここでは制御パラメータ  $k_1$  に影響される。制御パラメータ  $k_1$  は、この演算ルールに関し、ゼロよりも大きいことが有利である。その後、漏れ電流  $I_A$  が再び測定され、ステップ 201 が開始され、 $I_{MAX}$  の超過がチェックされる。

【0063】

分岐ステップ 202 における状態が、不適合である場合 (「no の分岐」)、すなわち、漏れ電流  $I_A$  が値  $I_{MAX}$  に到達しているか、または、この値  $I_{MAX}$  を超えている場合、リンク電圧  $U_{ZWK \ TGT}$  に関する目標値設定は、ステップ 205 で規定される例示的な演算ルールによって、増加する。この調整におけるダイナミックレンジおよび絶対値は、ここでは制御パラメータ  $k_2$  に影響される。制御パラメータ  $k_2$  は、この演算ルールに関し、ゼロよりも大きいことが有利である。その後、漏れ電流  $I_A$  が再び測定され、 $I_{MAX}$  の超過がチェックされ、ループを経由して、ステップ 201 が開始される。

30

【0064】

ステップ 204 では、リンク電圧  $U_{ZWK \ TGT}$  に関する実際の目標値設定が、電圧の上限値  $U_2$  を下回っているか否か、に関する追加的なチェックが行われる。下回っていない場合、ステップ 205 において、リンク電圧  $U_{ZWK \ TGT}$  に関する目標値設定における増加は、バイパスされる。このことは、リンク電圧  $U_{ZWK \ SET \ TGT}$  に関する目標値設定が電圧限界  $U_2$  を超えることを防止する。図 4 によれば、これを超えては、漏れ電流  $I_A$  におけるリンク電圧  $U_{ZWK}$  に対するさらなる電圧依存性は、存在しない。したがって、リンク電圧  $U_{ZWK}$  の増加は、漏れ電流  $I_A$  における他の何らかの低減を、生じさせることがない。このような状況は、例えば、 $I_{MAX}$  より大きな、もともとの漏れ電流が存在する場合に、生じる可能性がある。

40

【0065】

例示的な演算ルール 203 および 205 のそれぞれに代えて、制御工学の分野において適切な、他の任意のフィルタ関数を使用することも可能である。同様に、制御パラメータ

50

$k_1$  および  $k_2$  は、一定である必要はなく、例えば動作中に、適切に変更されることが可能である。

【0066】

上述の説明によれば、インバータブリッジの入力部におけるリンク電圧は、本発明に係る方法によって、能率の観点から動作にとって最適な、できる限り小さい値に設定される。このように、本発明は、特に、インバータの能率を最適化するために、インバータブリッジの入力部における可能な限り小さいリンク電圧によって、インバータを動作させることが可能である。ただし、このような動作タイプでは、漏れ電流が生じる可能性がある。これは、これらの漏れ電流を、制御プロセスを用いて、超えられるべきではない最大値よりも小さい値に維持することによって、達成される。

10

【0067】

図2に係る構成では、インバータブリッジ7の入力部におけるリンク電圧  $U_{z w k}$  は、同時に、PV発電機1における電圧  $U_{D C}$  でもある。これに関連して、本発明に係る方法を用いるときには、以下の点を考慮する必要がある。すなわち、PV設備の場合、通常、いわゆる「MPPTラッキング」に起因する、発電機電圧  $U_{D C}$  に関するさらなる要求がある。このような方法は、特定の発電機電圧を設定することによって、PV発電機が最大電力供給点（最大電力ポイント（MPPT））で動作することを確保する。これは、当業者に知られているので、ここでは、さらなる詳細な説明は必要ない。

【0068】

MPPTラッキングに求められる発電機電圧  $U_{D C}$  が、本発明に係る方法によって決定されるように、リンク電圧  $U_{z w k}$   $T_{G T}$  に関する目標値よりも高い場合、MPPTラッキングに求められる発電機電圧は、好ましくは、本発明に係る方法において設定される。しかしながら、MPPTラッキングに求められる発電機電圧  $U_{D C}$  が、本発明に係る方法によって予め定められるように、リンク電圧  $U_{z w k}$   $T_{G T}$  に関する目標値以下である場合、電圧値  $U_{z w k}$   $T_{G T}$  は、本発明に係る方法によって決定されるように、漏れ電流  $I_A$  を制限するという観点から、設定される。この場合、この値は、通常、PV発電機が最大電力供給点で動作する電圧値と同一でなくなる。発電機電圧が  $U_1$  を下回る場合、図2に係る構成を動作させることも、もはや不可能となる点を考慮する必要がある。

20

【0069】

インバータ4の入力電圧範囲を広げるために、インバータブリッジ7の上流に、追加的なDC/DCコンバータを接続することが知られている。図8は、図1に係る上記のようなシステムの概略図を例示的に示している。これには、図2における実施形態と比較して、PV発電機の直流電圧流路のDC/DCコンバータ9が追加されている。DC/DCコンバータ9は、昇圧型もしくは降圧型のコンバータとして、または、昇圧型と降圧型との併合コンバータとして、構成されてもよい。特定のDC/DCコンバータ9、特に、入力部と出力部との間に何らのガバナニック絶縁も有しないものを使用する場合、図8に係る構成では、図2に係る構成と同様に、漏れ電流が生じる。その結果、本発明に係る方法は、図8に係る構成においても、使用されることが可能である。

30

【0070】

例えば、図8に係る構成におけるDC/DCコンバータ9として昇圧コンバータを用いる場合、図2に係る構成とは対照的に、以下の発電機電圧  $U_{D C}$  でシステムを動作することが可能である。この発電機電圧  $U_{D C}$  は、従来のサインデルタ変調が使用されたときには、 $U_2$  を下回る可能性があり、改良されたサインデルタ変調（例えば、時変オフセットを伴うサインデルタ変調）が使用されたときには、 $U_1$  を下回る可能性がある。本発明にかかる方法と連動して、図8に係る構成も、特に有利であることが判明している。なぜならば、この構成では、MPPTラッキングに求められる発電機電圧  $U_{D C}$  が、本発明に係る方法によって決定される、リンク電圧  $U_{z w k}$   $T_{G T}$  に関する目標値以下である場合、両方の電圧値を、互いに独立に、最適な値に設定することができるからである。このように、最大電力ポイントラッキングとともに、漏れ電流を制御することが可能である。この際、これら2つの制御方法が、互いに不利に影響しあうことがない。MPPTラッキン

40

50

グに求められる発電機電圧  $U_{DC}$  が、本発明に係る方法によって決定される、リンク電圧  $U_{ZWK \quad TGT}$  に関する目標値よりも高い場合、MPPTラッキングに求められる発電機電圧も、好ましくは、DC/DCコンバータとしての昇圧コンバータを有する図8に係る構成において、本発明に係る方法によって設定される。

【0071】

[使用された数式および参照符号の概説]

1	PV発電機	
2、3	ライン	
4	インバータ	
5	ライン	10
6	キャパシタンス $C_X$	
7	インバータブリッジ	
9	DC/DCコンバータ	
10、11、12	出力部	
U	[V] 電圧制限 $U_1$ の増加分	
$C_1、C_2$	[nF] 電圧分割キャパシタンス	
$C_{N1}、C_{N2}、C_{N3}$	[nF] ラインフィルタキャパシタンス	
$C_X$	[nF] 等化漏れキャパシタンス	
$I_1$	[mA] 漏れ電流限界 (リンク電圧の下限は、これを超えるまで増加する)	20
$I_2$	[mA] 漏れ電流限界 (リンク電圧の下限は、これに達するまで増加する)	
$I_A$	[mA] 漏れ電流	
$I_{MAX}$	[mA] 許容される最大の漏れ電流	
$k_1$	制御パラメータ	
$k_2$	制御パラメータ	
$k_3$	制御パラメータ	
$k_4$	制御パラメータ	
$L_{N1}、L_{N2}、L_{N3}$	[mH] ラインフィルタのインダクタンス	
M	[-] 変調インデックス	30
$M^*$	回路ポイント	
PE	接地電位	
PV	光起電力	

【数3】

$\hat{U}$

[V] ライン電圧信号のピーク値

$U_1$	[V] リンク電圧 $U_{ZWK}$ の下限 (これを下回ると、ライン電圧の変動が生成されなくなる可能性がある)	40
$U_2$	[V] リンク電圧 $U_{ZWK}$ の限界 (これを下回ると、時変オフセットを伴うサインデルタ変調で、インバータは動作する)	
$U_3$	[V] 増加分 $U$ の最大値	
$U_4$	[V] $U$ によって $U_1$ が増加することによって作成される、リンク電圧 $U_{ZWK}$ の下限	
$U_{DC}$	[V] PV発電機における電圧	
$U_M$	[V] $M^*$ と PE との間の電圧	
$U_X$	[V] PE とライン3 との間の電圧	
$U_{ZWK}$	[V] リンク電圧	
$U_{ZWK \quad TGT}$	[V] リンク電圧に関する目標値設定	50

Z w K -  
Z w K +

負のリンク電位  
正のリンク電位

【 図 1 】

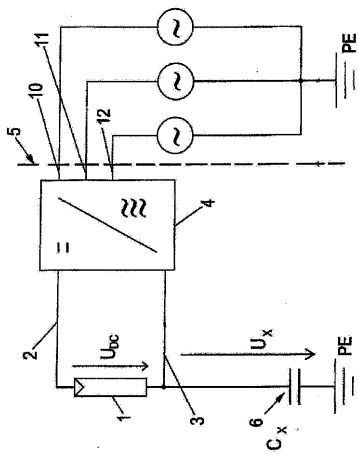


Fig. 1

【 図 2 】

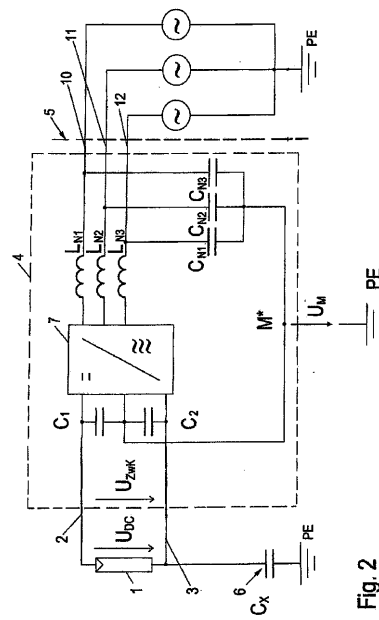
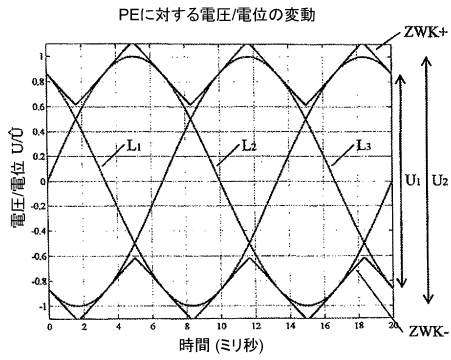
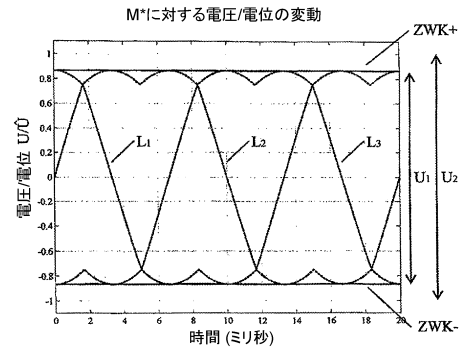


Fig. 2

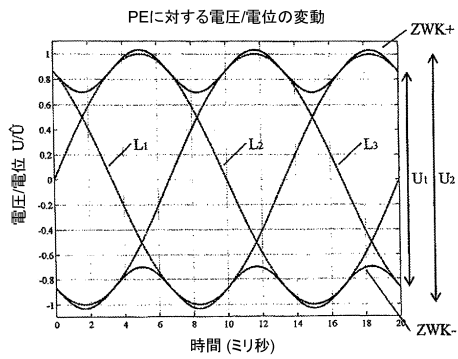
【図 3 a】



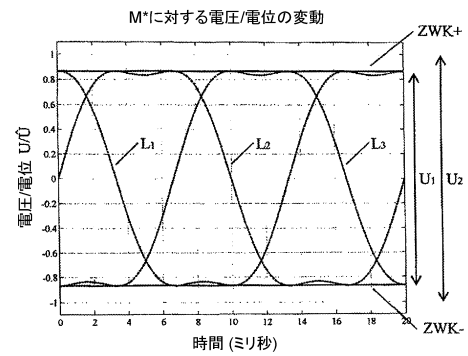
【図 3 b】



【図 3 c】



【図 3 d】



【 図 4 】

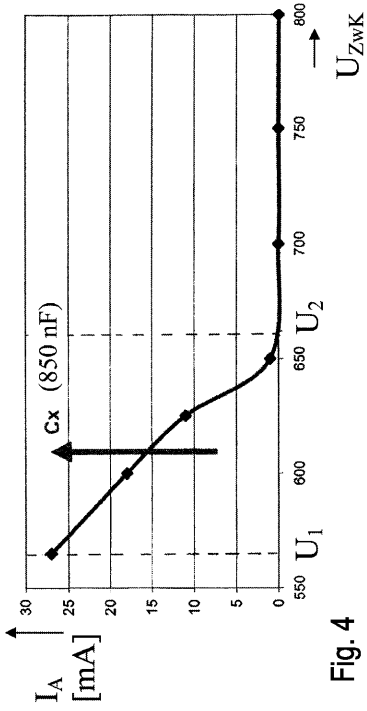
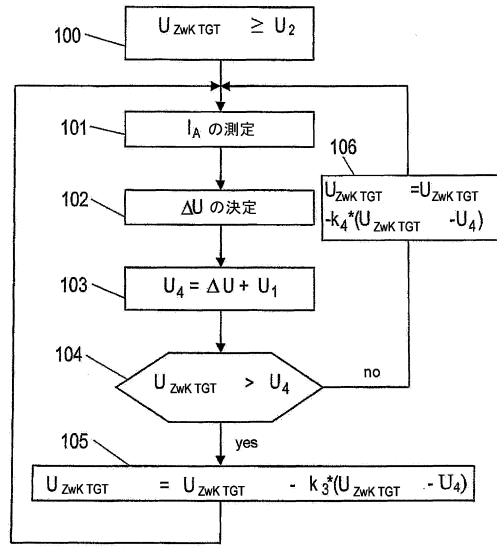


Fig. 4

【 図 5 】



1>k3>0  
1>k4>0

【 図 6 】

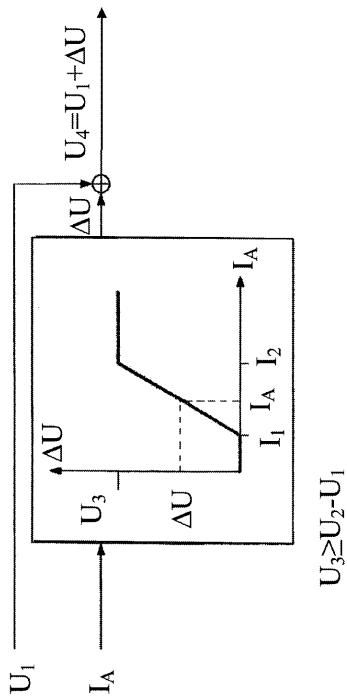
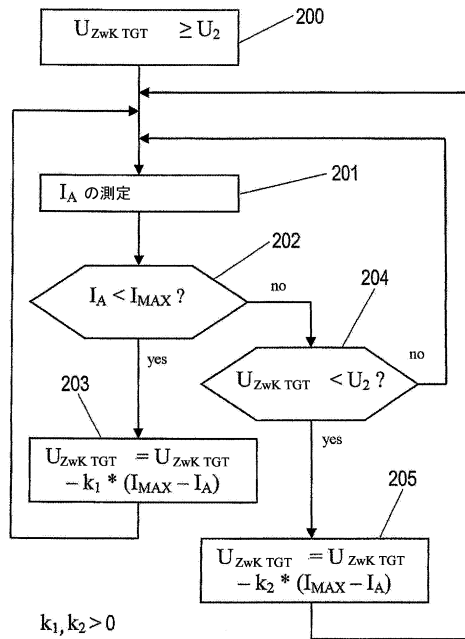


Fig. 6

【 図 7 】



k1, k2 > 0

【 8 】

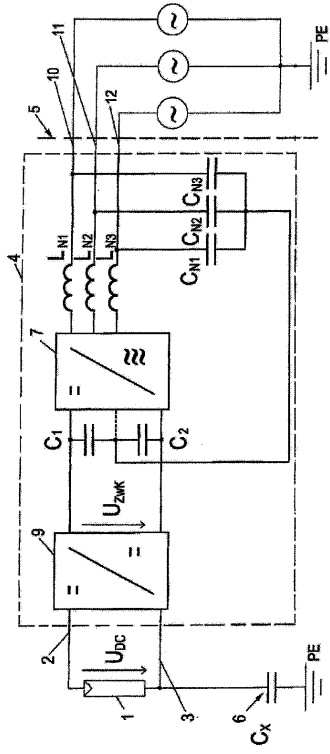


Fig. 8

---

フロントページの続き

- (72)発明者 デ ブラバンデレ, カーレル  
ドイツ, 34119 カッセル, ゲーテシュトラッセ 75
- (72)発明者 ミュラー, トビアス  
ドイツ, 34355 エッシャーオーデ, ホップバッハシュトラッセ 14

審査官 仲村 靖

- (56)参考文献 特開2002-252986(JP,A)  
特開2008-220109(JP,A)  
特開2007-295786(JP,A)  
特表2011-501631(JP,A)  
実開平04-010536(JP,U)  
特開平11-069661(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- |      |       |
|------|-------|
| H02M | 3/155 |
| H02M | 7/48  |