

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6506775号  
(P6506775)

(45) 発行日 平成31年4月24日(2019.4.24)

(24) 登録日 平成31年4月5日(2019.4.5)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 3/155 (2006.01)** HO2M 3/155 W

請求項の数 6 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2016-559923 (P2016-559923)	(73) 特許権者	398055255
(86) (22) 出願日	平成27年3月3日(2015.3.3)		アー・ファウ・エル・リスト・ゲゼルシャ フト・ミト・ベシュレンクテル・ハフツン グ
(65) 公表番号	特表2017-516440 (P2017-516440A)		オーストリア国、8020グラーツ、ハン スーリストープラッツ、1
(43) 公表日	平成29年6月15日(2017.6.15)	(74) 代理人	100069556
(86) 国際出願番号	PCT/EP2015/054415		弁理士 江崎 光史
(87) 国際公開番号	W02015/154918	(74) 代理人	100111486
(87) 国際公開日	平成27年10月15日(2015.10.15)		弁理士 鍛冶澤 實
審査請求日	平成30年1月9日(2018.1.9)	(74) 代理人	100173521
(31) 優先権主張番号	A50265/2014		弁理士 篠原 淳司
(32) 優先日	平成26年4月8日(2014.4.8)	(74) 代理人	100153419
(33) 優先権主張国	オーストリア(AT)		弁理士 清田 栄章

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多相DC/DCコンバータのモデル予測制御のための方法及び制御器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

多相DC/DCコンバータ(12)のそれぞれの経路用の2つのスイッチ(S1, S2, S3, S4, S5, S6)を有する1つのハーフブリッジを備えるこの多相DC/DCコンバータ(12)をモデル予測制御するための方法であって、前記スイッチ(S1, S2, S3, S4, S5, S6)が、希望する出力変数(v<sub>2</sub>, i<sub>2</sub>)を生成するために制御装置(10)によって制御される当該方法において、

モデル予測出力変数制御とモデル予測チョークコイル電流制御とが、前記制御装置(10)内で実行されることによって、前記モデル予測制御の最適化問題が、2つの最適化問題に分割され、前記出力変数制御に対して、前記多相DC/DCコンバータ(12)の複数の経路が、ただ1つの経路に統合され、時間的に離散する状態空間モデルが、前記ただ1つの経路から作成され、前記出力変数制御が、この出力変数制御の最適化問題の第1コスト関数(J<sub>v</sub>)に基づいてこのただ1つの経路に対するその次のサンプリングステップ(k+1)の入力電圧(u<sub>v, k+1</sub>)を予測し、この入力電圧(u<sub>v, k+1</sub>)が、基準値として前記チョークコイル電流制御に予め設定され、前記チョークコイル電流制御が、当該基準値から、前記その次のサンプリングステップ(k+1)に対する前記チョークコイル電流制御の最適化問題の第2コスト関数(J<sub>i</sub>)に基づいて前記多相DC/DCコンバータ(12)の複数の経路のスイッチ(S1, S2, S3, S4, S5, S6)の必要な切り替え位置を算出することを特徴とする方法。

【請求項2】

解空間を小さくするため、前記出力変数制御の最適化問題の可能な複数の解としての解空間が先行して検査され、前記解空間から発生し得ない解が排除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】

シミュレーション過程が、前記出力変数 ( $v_2, i_2$ ) の予め設定されている制御シーケンスによって実行され、前記 DC / DC コンバータ (12) のこのときに発生する入力ベクトル ( $u_i$ ) が、記録され、前記出力変数の入力電圧 ( $u_v$ ) が、前記入力ベクトル ( $u_i$ ) から再構築され、前記入力電圧 ( $u_v$ ) の当該発生したシーケンスが、減少された解空間として記憶されることを特徴とする請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記出力変数制御の最適化問題の解が、基礎関数の整数の線形結合として示され、最初の  $n$  個のサンプリングステップ ( $k + n$ ) のための前記基礎関数が、1つのサンプリングステップ ( $k$ ) の幅を有し、後続する  $m > n$  であるサンプリングステップ ( $k + m$ ) のための前記基礎関数が、1つのサンプリングステップ ( $k$ ) の整数倍の幅を有することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記整数の線形結合は、解が1つのサンプリングステップ ( $k$ ) からその次のサンプリングステップ ( $k + 1$ ) まで1より大きく切り替わってはならないという制限の下にあることを特徴とする請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

多相 DC / DC コンバータ (12) のそれぞれの経路用の2つのスイッチ ( $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ ) を有する1つのハーフブリッジを備え、1つの制御装置 (10) を伴うこの多相 DC / DC コンバータ (12) のモデル予測制御器であって、前記制御装置 (10) が、希望する出力変数 ( $v_2, i_2$ ) を生成するために前記スイッチ ( $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ ) を制御する当該モデル予測制御器において、

モデル予測出力変数制御器 (15) とモデル予測チョークコイル電流制御器 (16) とが、前記制御装置 (10) 内の1つの制御器 (18) 内に設けられていて、時間的に離散する状態空間モデルを生成するために、前記モデル予測出力変数制御器 (15) に対して、前記多相 DC / DC コンバータ (12) の複数の経路が、ただ1つの経路に統合されていて、前記モデル予測出力変数制御器 (15) が、このモデル予測出力変数制御器 (15) の最適化問題の第1コスト関数 ( $J_v$ ) に基づいてこのただ1つの経路に対するその次のサンプリングステップ ( $k + 1$ ) の入力電圧 ( $u_{v, k+1}$ ) を予測し、前記チョークコイル電流制御器 (16) が、前記その次のサンプリングステップ ( $k + 1$ ) に対して、当該予測した入力電圧 ( $u_{v, k+1}$ ) から、前記チョークコイル電流制御器 (16) の最適化問題の第2コスト関数 ( $J_i$ ) に基づいて、前記 DC / DC コンバータ (12) の複数の経路のスイッチ ( $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ ) の必要な切り替え位置を算出すること、及び

前記制御装置 (10) が、前記その次のサンプリングステップ ( $k + 1$ ) で当該算出された切り替え位置を前記 DC / DC コンバータ (12) に予め設定することを特徴とするモデル予測制御器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モデル予測制御のための方法に関し、多相 DC / DC コンバータのそれぞれの経路ごとに2つのスイッチ付きの1つのハーフブリッジを有する当該多相 DC / DC コンバータのモデル予測制御器に関する。この場合、これらのスイッチが、希望する出力変数を生成するために制御装置によって制御される。

【背景技術】

【0002】

知られているように、バッテリーエミュレータが、電池の挙動をエミュレートするため

10

20

30

40

50

に使用される。このようなバッテリーエミュレータ1は、図1に示されているように、例えば、電気自動車若しくはハイブリッド電気自動車のパワートレインの開発時若しくはテスト時に必要になるか又はこのような自動車の電気エネルギー貯蔵装置の開発のために必要になる。バッテリーエミュレータ1は、通常は、負荷電流 $i_2$ に応じた直流出力電圧 $v_2$ を生成する。このため、負荷電流 $i_2$ が測定され、バッテリーモデル4に供給される。このバッテリーモデル4は、負荷電流 $i_2$ から基準出力電圧 $v_{2R}$ を計算する。次いで、この基準出力電圧 $v_{2R}$ は、バッテリーエミュレータ1によってこのバッテリーエミュレータ1の直流出力部に出力される。例えば図1では、インバータ2から構成される、任意の実際の電気負荷5が、バッテリーエミュレータ1に接続されている。このインバータ2は、電気モータMを駆動させる。この電気モータMは、同様に機械負荷ML（例えば自動車）を駆動させる。電気負荷EL、例えば車両の電気要素（例えば、エアコンディショナー、音響システム、照明システム等）が、インバータ2に接続されてもよい。バッテリーエミュレータ1及び負荷5又は負荷5のインバータ5が、制御装置3、例えば自動車のECUによって制御され得る。

#### 【0003】

図1aに示されているように、バッテリーテスター7が、直流負荷電流 $i_2$ の形態の特定の負荷によって実際の電池6に負荷を印加することが既知である。この場合、測定され得る特定の直流出力電圧 $v_2$ が、電池6の状態（充電状態、健康状態）に応じて発生する。例えば電池の開発中に電池6をテストするため、所定の試験運転が、直流負荷電流 $i_2$ の予め設定されている経時変化の形態で実行される。このため、バッテリーテスター7が、制御装置3によって制御され得る。

#### 【0004】

このため、一般に、電力電子回路システムが、DC/DCコンバータとしてバッテリーエミュレータ1又はバッテリーテスター7内に実装されている。このDC/DCコンバータは、必要な出力電圧 $v_2$ （バッテリーエミュレータ1）又は必要な出力電流 $i_2$ （バッテリーテスター7）を生成して提供する。このため、バッテリーエミュレータ1又はバッテリーテスター7は、通常は3相の、内部で整流される交流電圧源ACによって又は直流電圧源によって給電される。このようなバッテリーエミュレータ1は、図2に例示的に示されている。バッテリーテスター7の場合、追加のチョークコイル $L_2$ が、出力側にさらに配置され得る。その他の構成は、図2aに示されている回路と一致する。入力側では、3相交流電源ACが、整流装置11及び平滑コンデンサ $C_0$ 内で直流電圧 $v_0$ に整流される。並列の複数のハーフブリッジとそれぞれ1つのハーフブリッジによって制御される複数のチョークコイル $L_a$ 、 $L_b$ 、 $L_c$ とを有する3相DC/DCコンバータ12と、出力側の平滑コンデンサC又は（バッテリーテスター7の場合の）別のチョークコイル $L_2$ とが、当該整流装置11及び平滑コンデンサ $C_0$ に接続されている。このようなDC/DCコンバータ12は周知であるので、ここでは詳しく説明しない。希望する出力電圧 $v_2$ 又は希望する出力電流 $i_2$ を調整するため、当該ハーフブリッジのスイッチ $S_1$ ... $S_6$ が、制御装置10によって制御される。出力電圧 $v_2$ 又は希望する出力電流 $i_2$ を当該スイッチのデューティ比（デューティサイクル）によって調整するため、通常は、周知のパルス幅変調（PWM）が、制御装置10内に設けられている。PWMの場合、これらのスイッチが、特定のサンプリング速度によって与えられるそれぞれのサンプリング時点ごとに1回切り替えられる。したがって、スイッチ $S_1$ ... $S_6$ 、通常は絶縁ゲート電極を有するバイポーラトランジスタ（IGBT）又は金属酸化物半導体電界効果トランジスタ（MOSFET）が切り替えられ得る許容頻度によって、当該サンプリング速度は決まる。しかしながら、当該スイッチが切り替えられ得る当該頻度は、その切り替え時に発生するスイッチング損失によって制限されている。当該PWMが、それぞれのサンプリングステップごとに切り替わるので、この制限が、当該サンプリング速度及び当該制御器の帯域幅も制限する。この制限は、このようなコンバータ12の制御の動特性を劣化させ、ノイズ又は負荷5の過渡的な切替過程に対する反応が遅くなる。確かに、オーバーサンプリングの形態でサンプリング速度を増大させることが可能であるが、大きい制約の下での

み可能である。それ故に、DC/DCコンバータ12を制御するためのオーバーサンプリングは、実用的でない。

【0005】

PWMのこの欠点を回避するため、新しい制御方法、いわゆる有限制御セットモデル予測制御(FCS-MPC)が既に導入されている。この制御方法の場合、スイッチS1...S6が直接に制御されるので、PWMが省略され得る。したがって、サンプリング速度も高くでき、当該制御の動特性が改良され得る。電力電子回路システム内で当該スイッチを直接に制御するためのこのような方法は、新しくない。これに関する概論が、例えば J. Rodriguez, et al., "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics", Industrial Informatics, IEEE Transactions, 9(2):1003-1016, Mai 2013で見出され得る。欧州特許第2528225号明細書には、この制御方法が、例えば、電気マシンを制御するために使用することが記載されている。

10

【0006】

FCS-MPCは、制御変数に対して限定された数のオプション、いわゆる有限制御セットを特徴とする。図2又は図2aのDC/DCコンバータ12の複数のハーフブリッジのスイッチS1...S6に対して、それぞれのハーフブリッジごとに、2つのスイッチが、決して同時に開かれていない又は閉じられていないという必要条件の下で、当該有限制御セットを構成する8(2<sup>3</sup>)通りの可能な切り替え位置が得られる。当該モデル予測制御(model predictive control)の方法は、コスト関数とも記される品質関数の最小化としての最適化問題に基づくことが知られている。この場合、選択された予測ホライズンにしたがう切り替えシーケンス(すなわち、将来の切り替え位置の予測)が、当該品質関数に含まれていることが問題である。したがって、当該最適化問題が、当該予測ホライズンと一緒に指数関数的に大きくなる。予測ホライズンは、将来において予測されるサンプリングステップの数を意味する。8通りの可能な切り替え位置の場合、1の予測ホライズンのときに、8<sup>1</sup>=8個のオプションが発生する。これらのオプションの最適条件を発見するためには、当該コスト関数が、これらのオプションに対して解かれる必要がある。しかし、5の予測ホライズンの場合は、既に8<sup>5</sup>=32,000個の解が発生し、10の予測ホライズンの場合は、既に10億を超える解が発生する。しかし、目的とするリアルタイム制御のためには、当該最適化問題の解が、非常に短い期間内に発見される必要がある。例えば20kHzのサンプリング速度でサンプリングされる場合、当該解は、1つのサンプリングステップ内に、すなわち50μs内に得られる必要がある。現在入手可能な非常に速いプロセッサを用いても、特定の範囲を超える予測ホライズンは、もはや遂行され得ない。しかし、FCS-MPCによるDC/DCコンバータの制御に対しては、過渡的な制御過程時、例えば負荷の突然の変動時の望まないオーバーシュートを減少させるため、広い予測ホライズン(>10)が目的とされる。

20

30

【0007】

国際公開第2013/174967号パンフレットには、バッテリーエミュレータ用のモデル予測制御方法が記載されていて、国際公開第2013/174972号パンフレットには、バッテリーテスター用のモデル予測制御方法が記載されている。これらのパンフレットには、共通して、当該モデル予測制御の方法が説明されていて、kHzの範囲内のサンプリング速度を可能にするように、最適化問題が十分に速く解かれ得る方法が記載されている。しかし、これらの場合には、DC/DCコンバータが、上記の全ての欠点、特にサンプリング速度の制限を伴うPWMによって同様にその都度制御される。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【特許文献1】欧州特許第2528225号明細書

50

【特許文献2】国際公開第2013/174967号パンフレット

【特許文献3】国際公開第2013/174972号パンフレット

【非特許文献】

【0009】

【非特許文献1】J. Rodriguez, et al., "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics", Industrial Informatics, IEEE Transactions, 9(2):1003-1016, Mai 2013

【発明の概要】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

本発明の課題は、最適化問題が広い予測ホライズンの場合でも十分に速く解かれ得る、DC/DCコンバータのモデル予測制御のために簡単に置換可能な方法と対応する制御器とを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明によれば、この課題は、モデル予測出力変数制御とモデル予測チョークコイル電流制御とが、前記制御装置内で実行されることによって、前記モデル予測制御の最適化問題が、2つの最適化問題に分割され、前記出力変数制御に対して、前記多相DC/DCコンバータの複数の経路が、ただ1つの経路に統合され、時間的に離散する状態空間モデルが、前記ただ1つの経路から作成され、前記出力変数制御が、この出力変数制御の最適化問題の第1コスト関数に基づいてこのただ1つの経路に対するその次のサンプリングステップの入力電圧を予測し、この入力電圧が、基準値として前記チョークコイル電流制御に予め設定され、前記チョークコイル電流制御が、前記その次のサンプリングステップ(k+1)に対して、当該基準値から、前記チョークコイル電流制御の最適化問題の第2コスト関数( $J_i$ )に基づいて、前記DC/DCコンバータの複数の経路のスイッチの必要な切り替え位置を算出することによって解決される。上記のモデル予測型のカスケードされた2つの下位の制御器である出力変数制御器とチョークコイル電流制御器とに前記制御器を本発明にしたがって分割することによって、4次のモデルを2次のモデルに減少することが達成される。このことは、前記モデル予測制御の有限制御セットも減少させる。これにより、前記最適化問題のための解空間が著しく減少する。何故ならば、特に、前記チョークコイル電流制御の自由度が、非常に減少されているので、前記チョークコイル電流制御のための計算コストが、前記出力変数制御の計算コストに比べて軽視され得るからである。それ故に、前記最適化問題の解が、本発明の数式によってより速く見つけられ得る。このことは、より広い予測ホライズンも高いサンプリングステップ速度でを使用することを可能にする。

20

30

【0012】

前記出力変数制御の最適化問題の可能な複数の解としての前記解空間が先行して検査され、この解空間から発生し得ない解が排除される場合、前記最適化問題の可能な解空間が、さらに一層制限され得る。このことは、シミュレーション過程が前記出力変数の予め設定されている制御シーケンスによって実行され、前記DC/DCコンバータのこのときに発生する入力ベクトルが記録され、前記出力変数の入力電圧が前記入力ベクトルから再構築され、前記入力電圧の当該発生したシーケンスが減少された解空間として記憶されるように有益に実行され得る。

40

【0013】

前記出力変数制御の最適化問題の解が、基礎関数の整数の線形結合として示され、最初のn個のサンプリングステップのための前記基礎関数が、1つのサンプリングステップの幅を有し、後続するサンプリングステップのための前記基礎関数が、1つのサンプリングステップの整数倍の幅を有する場合、同様に、前記最適化問題の可能な解空間が著しく減

50

少され得る。

【0014】

前記整数の線形結合は、解が1つのサンプリングステップ(k)からその次のサンプリングステップ(k+1)まで1より大きく切り替わってはならないという制限の下にある場合、前記解空間のさらなる制限が達成され得る。

【0015】

以下に、例示的に、概略的に、限定しないで本発明の好適な構成を示す図1~13を参照して本発明を詳しく説明する。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】バッテリーエミュレータによって負荷をテストするための既知のテスト装置を示す。

【図1a】バッテリーテスターのバッテリー手段をテストするため既知のテスト装置を示す。

【図2】バッテリーエミュレータの電力電子回路システムの既知の回路を示す。

【図2a】バッテリーテスターの電力電子回路システムの既知の回路を示す。

【図3】DC/DCコンバータの簡略化した電気回路図である。

【図4】DC/DCコンバータの本発明のモデル予測制御を示す。

【図5】DC/DCコンバータの出力変数制御器用の電子技術モデルの等価回路図である。

。

【図6】DC/DCコンバータのチョークコイル電流制御器用の電子技術モデルの等価回路図である。

【図7】本発明のバッテリーエミュレータの制御図である。

【図8】監視装置を有する本発明のバッテリーエミュレータの制御図である。

【図9】最適化問題の解決策を探索ツリーとして示す。

【図10a】予め設定されている入力を示す。

【図10b】予め設定されている入力の場合の、チョークコイル電流制御器によるDC/DCコンバータのハーフブリッジのスイッチの起動を示す。

【図11】DC/DCコンバータ用の例示的な制御シーケンスを示す。

【図12】最適化問題の解空間を減少させるための本発明の方法を示す。

【図13】最適化問題の解空間を減少させるための本発明の方法を示す。

【発明を実施するための形態】

【0017】

本発明の方法の出発点は、図2に示されているようなバッテリーエミュレータ1の既知のモデルであるか又は図2aに示されているようなバッテリーテスター7の既知のモデルである。平滑コンデンサ $C_0$ が、十分に大きく確保される。このため、整流装置11の動特性が無視でき、直流電圧 $V_0$ が一定にされ得る。ケーブル及びコイルの漏れインダクタンス並びにハーフブリッジの半導体スイッチの非線形性及び寄生静電容量が、同様に無視できる。このことは、定格運転状態に対して許容できる。平滑コンデンサ $C_0$ にわたる短絡を回避するため、個々のブリッジ分岐部のスイッチ $S_1$ 及び $S_2$ 、 $S_3$ 及び $S_4$ 、 $S_5$ 及び $S_6$ が、常にミラー反転に接続されている、すなわち $S_1$ が閉じられていて、 $S_2$ が開かれている、又は、 $S_1$ が開かれていて、 $S_2$ が閉じられている等である。正の電流及び負の電流、すなわち双方向のDC/DCコンバータ12が、スイッチ $S_1$ ~ $S_6$ の対応する回路によって実現され得る。当然に、このことは、以下に説明されている、スイッチがそれぞれのハーフブリッジにおいてダイオードによって代替され得る単方向のDC/DCコンバータに対しても成立する。

【0018】

以下に、本発明をバッテリーエミュレータ1の例を用いて説明するものの、特に言及すべきは、本発明は、ほぼ同じ回路を有するバッテリーテスター7(図2a参照)の場合にも同様に適用される点である。起こり得る相違点は、以下の記載のそれぞれの個所で説明

10

20

30

40

50

する。

【 0 0 1 9 】

図 3 に示されているように、バッテリーエミュレータ 1 又は汎用の多相 DC / DC コンバータ 1 2 の簡略化されたモデルを想定する。この場合、図 3 では、チョークコイル  $L_a$  ,  $L_b$  ,  $L_c$  のオーム抵抗  $R_a$  ,  $R_b$  ,  $R_c$  は、便宜的に示されていない。図 3 には、バッテリーテスター 7 の場合に頻繁に見かけられる追加の出力側のチョークコイル  $L_2$  も示されている。

【 0 0 2 0 】

多相 DC / DC コンバータ 1 2 の入力電圧  $u_a$  ,  $u_b$  ,  $u_c$  が、 $u_a = S_a V_0$  ,  $u_b = S_b V_0$  ,  $u_c = S_c V_0$  によって規定されている。この場合、信号  $S_a$  ,  $S_b$  ,  $S_c$  は、表 1 にしたがって異なる 8 つの状態を取り得る。

10

【 0 0 2 1 】

【表 1】

$S_a$	$S_b$	$S_c$
1	1	1
1	1	0
1	0	1
1	0	0
0	1	1
0	1	0
0	0	1
0	0	0

表 1

20

【 0 0 2 2 】

したがって、当該システムの入力の 8 つの可能な状態が得られる。これらの状態は、当該システムの有限制御セットを構成する。

【 0 0 2 3 】

当該制御方法は、DC / DC コンバータ 1 2 の多様に可能な用途に対して機能しなければならないので、DC / DC コンバータ 1 2 の負荷 5 の挙動が未知とみなされる。それ故に、一定の電力負荷 ( PCL , constant load ) が、負荷 5 とみなされる。当該負荷の入力部の負荷電流  $i_p$  と電圧  $v_2$  との積としての電力  $P$  は、一定である、 $P = i_p \cdot v_2$ 。電力  $P$  としての電力需要が、負荷 5 によって予め設定される。したがって、出力電圧  $v_2$  に対する負荷電流  $i_p$  ( =  $i_2$  ) の依存性が、当該システムに対して非線形性を示す。

30

【 0 0 2 4 】

特にバッテリーテスター 7 の場合、理想的な電圧源も、負荷モデルとして使用され得る。この場合、電池のインピーダンスモデル又はその他のモデルも使用され得る。

【 0 0 2 5 】

このとき、負荷 5 を有する DC / DC コンバータ 1 2 の状態空間モデルが、図 3 から導き出され得る。システム方程式が、

40

【 0 0 2 6 】

【数 1】

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a}i_a - \frac{1}{L_a}v_2 + \frac{1}{L_a}u_a$$

$$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R_b}{L_b}i_b - \frac{1}{L_b}v_2 + \frac{1}{L_b}u_b$$

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_c - \frac{1}{L_c}v_2 + \frac{1}{L_c}u_c$$

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C}(i_a + i_b + i_c - i_2)$$

10

のように、キルヒホッフの法則とオームの法則とを使用することから、及び図 3 による回路に対する理想的なコンデンサと理想的なインダクタンスとに関する微分方程式から得られる。

【0027】

非線形な負荷電流  $i_p$  が、実際の動作点  $P_0 = i_{p,0} \cdot v_{2,0}$  を中心にして

【0028】

【数 2】

$$i_p \approx i_{p,0} + \frac{\partial}{\partial v_2} i_p \Big|_0 (v_2 - v_{2,0}) = 2i_{p,0} - \underbrace{\frac{i_{p,0}}{v_{2,0}}}_{g_p} v_2$$

20

として線形にされる。このことは、状態空間ベクトル  $x_m = [i_a \ i_b \ i_c \ v_2]^T$ 、入力ベクトル  $u_m = [u_a \ u_b \ u_c]^T$  及び  $z_m = i_{p,0}$  を有する出力ベクトル  $y_m$  と一緒に時間的に連続する状態空間モデル

【0029】

【数 3】

$$\dot{x}_m = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_a} \\ 0 & -\frac{R_b}{L_b} & 0 & -\frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{g_p}{C} \end{bmatrix}}_{A_m} x_m + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_m} u_m + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{2}{C} \end{bmatrix}}_{E_m} z_m$$

30

$$y_m = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_m} x_m$$

を導き出す。

【0030】

当該時間的に連続する状態空間モデルは、サンプリング周期  $T_s$  で零時ホールド (ZOH) する離散化によって (添え字  $d$  で示される) 時間的に離散する状態空間モデルに変換され (このことは、周知である)、同時に、当該状態ベクトルが、 $z_m = i_{p,0}$  だけ加算される。このとき、状態ベクトル  $x_0$  が、 $x_0 = [i_a \ i_b \ i_c \ v_2 \ i_{p,0}]^T$  として生成され、当該時間的に離散する状態空間モデルが、入力ベクトル  $u_0 = [u_a \ u_b \ u_c]^T$  と一緒に

40

【0031】

【数 4】

$$x_{o,k+1} = \begin{bmatrix} A_{m,d} & E_{m,d} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x_{o,k} + \begin{bmatrix} B_{m,d} \\ 0 \end{bmatrix} u_{o,k}$$

$$y_{o,k} = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] x_{o,k}$$

50

この場合、 $k$  は、それぞれのサンプリングステップを示す。

【0032】

別の負荷モデルを使用する場合、当該時間的に離散する状態空間モデルが、上記とは違って、本発明の基本原理を使用することなしに変更することも可能である。特に、時間的に離散する状態空間モデルが、図2aによるバッテリーテスター7のためにも同様に作成され得る。

【0033】

最適化すべきコスト関数  $J$  が、当該モデル予測制御のために必要になる。このため、コスト関数が、DC/DCコンバータ12を制御するために作成される。このコスト関数は、どの程度良好に、DC/DCコンバータ12の出力電圧  $v_2$  又は出力電流  $i_2$  が、例えば、予め設定されている電圧  $v_{PR}$  又は予め設定されている電流  $i_{PR}$  としての予め設定されている基準信号  $R_S$  に追従し得るかを評価する。このため、このコスト関数は、最初に、基準信号  $R_S$  からシステム出力  $Y_O = [y_{O,k+1} \ y_{O,k+2} \ \dots \ y_{O,k+N_p}]^T$  までの偏差を評価しなければならない。システム出力  $y_O$  は、バッテリーエミュレータ1の場合は出力電圧  $v_2$  であり、バッテリーテスター7の場合は出力電流  $i_2$  である。予測ホライズンが、 $N_p$  で示されている。この予測ホライズンは、どれだけの時間ステップ  $k$  が今後計算されるかを示す。さらに、スイッチ  $S_1 \dots S_6$  の切り替え時のスイッチング損失が評価されなければならない。また、ハードウェアを損傷し得る非常に高い経路電流が、個々の経路に通電することを回避するため、多相DC/DCコンバータ12の当該経路電流  $i_a, i_b, i_c$  が可能な限り等しいことが守られることが好ましい。それ故に、コスト関数  $J$  が、式  $J = (R_S - Y_O)^T (R_S - Y_O) + \sum S \cdot T^T T + \sum B \cdot C^2$  として公式化される。

【0034】

このコスト関数  $J$  において、項  $(R_S - Y_O)^T (R_S - Y_O)$  は、当該基準信号からシステム出力  $Y_O$  までの偏差を評価する。当該スイッチング損失が、項  $\sum S \cdot T^T T$  によって評価される。この場合、 $T = [t_k \ t_{k+1} \ \dots \ t_{k+N_p-1}]^T$  (このとき、 $t_k = |u_{a,k} - u_{a,k-1}| + |u_{b,k} - u_{b,k-1}| + |u_{c,k} - u_{c,k-1}|$ ) が、スイッチ  $S_1 \dots S_6$  の切り替え過程の頻度を評価する。1つの入力変数と先行する時間ステップに由来する入力変数との差が、この  $T$  で特定される。当該制御のためのチューニングパラメータが、コスト関数  $J$  のこの項を重み付けする重み付け係数  $S$  によって得られる。当該複数の経路電流の偏差が、項  $\sum B \cdot C^2$  によって互いに評価される。ここで、

【0035】

【数5】

$$\Delta C = \sum_{k=1}^{N_p} \max(i_{a,k}, i_{b,k}, i_{c,k}) - \min(i_{a,k}, i_{b,k}, i_{c,k})$$

である。

【0036】

したがって、最大経路電流と最小経路電流との差が特定される。同様に、 $B$  は、当該制御に追加のチューニングパラメータを与える重み付け係数である。代わりに、

【0037】

【数6】

$$\Delta C = \sum_{k=1}^{N_p} (i_{a,k} - i_{b,k})^2 + (i_{b,k} - i_{c,k})^2 + (i_{c,k} - i_{a,k})^2$$

も使用され得る。

【0038】

出力電圧  $v_2$  又は出力電流  $i_2$  のリップル及びコンバータ12の切り替え周波数が、重み付け係数  $S$  によって影響を受ける。重み付け係数  $S$  が高い程、当該リップルが、より大きくなり、当該切り替え周波数が、より小さい。当該経路電流が変動する帯域幅が、重み付け係数  $B$  によって影響を受ける。

10

20

30

40

50

## 【0039】

当然に、重み付け係数も、上記コスト関数  $J$  の第 1 項に対して設定されてもよい。また、特定の別の特徴又はその他の特徴を評価するため、別の項又は追加の項を当該コスト関数に含めてもよい。

## 【0040】

モデル予測制御の場合、当該モデル予測制御の固有の強さを示す境界条件も考慮され得る。コンバータ 12 を保護し、チョークコイル  $L_a, L_b, L_c$  の飽和を回避するための重要な境界条件は、例えば  $i_{min} = i_a + i_b + i_c = i_{max}$  としての経路電流  $i_a, i_b, i_c$  の限定である。境界条件にそぐわないときに、コスト関数  $J$  の解が、無限大値に設定されるように、当該境界条件が考慮され得る。

10

## 【0041】

従来のモデル予測制御の場合、このコスト関数  $J$  は、予測ホライズン  $N_p$  に関する入力ベクトル  $u_0 = [u_a, u_b, u_c]^T$  の可能な全ての組み合わせに対して、当該境界条件を考慮して最小限にされていた。したがって、入力変数  $u_{o, k+1}, u_{o, k+2}, \dots, u_{o, k+N_c}$  が、その次の時間ステップに対して得られる。この場合、 $N_c$  は、多くの場合に予測ホライズン  $N_p$  に等しい予測ホライズンを示す。後退ホライズン (receding horizon) の原理にしたがって、それぞれの時点ごとに、第 1 制御過程  $u_{o, k+1}$  だけが使用され、残りが拒絶される。このことは、それぞれの時間ステップごとに繰り返される。モデル予測制御のこの基本原理は、周知であるので、ここでは当該基本原理に関して詳しく説明しない。

20

## 【0042】

当該モデル予測制御は、図 4 のように図示され得る。実際の経路電流  $i_{a, k}, i_{b, k}, i_{c, k}$  及び実際の出力電圧  $v_{2, k}$  又はバッテリーテスター 7 の場合は出力電流  $i_{2, k}$  並びに実際の負荷電流  $i_{p, k}$  が、測定されて制御装置 10 に供給される。コスト関数  $J$  が、この制御装置 10 内で上記のように最小にされ、スイッチ  $S1 \dots S6$  の必要な切り替え位置が、当該算出された入力ベクトル  $u_{o, k+1} = [u_{a, k+1}, u_{b, k+1}, u_{c, k+1}]^T$  から直接に得られる。次いで、これらのスイッチ  $S1 \dots S6$  が、その次の時間ステップでこれに応じて切り替えられる。

## 【0043】

しかし、冒頭で既に説明したように、連続する複数の入力ベクトル  $u_{o, k}$  の非常に多数の可能な組み合わせが、コスト関数  $J$  の最適化に対して計算される必要がある。その結果、非常に多くの計算時間を要する。この例では、予測ホライズン  $N_p = 10$  の場合、 $8^{10} = 1,073,741,824$  通りの組み合わせの可能性になる。当該組み合わせの可能性の数は、以下で説明する本発明の方法によって十分に減少されなければならない。

30

## 【0044】

このため、DC/DC コンバータ 12 の制御が、出力変数制御、すなわちバッテリーエミュレータ 1 (図 5) の場合は出力電圧  $u_2$  の電圧制御又はバッテリーテスター 7 の場合は出力電流  $i_2$  の電流制御と、チョークコイル電流制御 (図 6) とに分割される。

## 【0045】

当該出力変数制御に対しては、DC/DC コンバータ 12 の個々の経路のチョークコイル  $L_a, L_b, L_c$  のインダクタンスが、(同じチョークコイルと仮定できる場合) 1 つのインダクタンス  $L = L_a / 3 = L_b / 3 = L_c / 3$  に統合される (図 5)。電流  $i_1$  が、個々のチョークコイル電流の和  $i_1 = i_a + i_b + i_c$  として発生する。同様に、個々の (図示されていない) 抵抗  $R_a, R_b, R_c$  が、(同じ抵抗と仮定できる場合) 1 つの抵抗  $R = R_a / 3 = R_b / 3 = R_c / 3$  に統合される。したがって、図 3 の 4 次のモデルが、図 5 による 2 次のモデルに減少され、同時に、可能な切り替え位置による可能な入力が、当該出力変数制御の入力電圧  $u_v = \{0, V_0 / 3, 2V_0 / 3, V_0\}$  に限定される。したがって、4 つの要素だけから構成される出力変数制御の有制限御セットが存在する。図 3 と同様に、時間的に離散する状態空間モデルが、

40

## 【0046】

50

【数7】

$$x_{v,k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{U,d} & E_{U,d} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{A_v} x_{v,k} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{U,d} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_v} u_v$$

$$y_v = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_v} x_v$$

として記される。このとき、状態ベクトルは、 $x_v = [i_1 \ v_2 \ i_p \ 0]^T$  である。

【0047】

このため、コスト関数  $J_v$  が分割される。このコスト関数  $J_v$  では、同様に、基準信号  $R_s$  からシステム出力までの偏差と切り替え頻度とが評価される。項  $(R_s - Y_v)^T (R_s - Y_v)$  (このとき、 $v = [y_{v,k+1} \ y_{v,k+2} \ \dots \ y_{v,k+N_p}]^T$ ) が、当該偏差を評価し、項  $v \cdot (T_{v,k} - T_{v,k-1})^T (T_{v,k} - T_{v,k-1})$  (このとき、 $T_{v,k} = [u_{v,k} \ u_{v,k+1} \ \dots \ u_{v,k+N_p-1}]^T$ ) が、時間的に連続する2つの入力変数(当該出力変数制御の入力電圧  $u_v$ ) の変化を特定する。この場合、同様に、重み付け係数  $\lambda_v$  は、当該制御のチューニングパラメータである。このとき、当該コスト関数は、

【0048】

【数8】

$$J_v = (R_s - Y_v)^T (R_s - Y_v) + \lambda_v \cdot (T_{v,k} - T_{v,k-1})^T (T_{v,k} - T_{v,k-1})$$

として成立する。境界条件は、上記のように  $i_{min} \ i_1 \ i_{max}$  になる。

【0049】

電流制御によるバッテリーテスター7の場合、状態ベクトルは、 $x_v = [i_1 \ v_1 \ i_2 \ v_2]^T$  であり、同様に、時間的に離散する状態空間モデル及びコスト関数  $J_v$  が得られる。

【0050】

当該出力変数制御のための有限制御セットが、4つの要素だけから構成されるので、 $4^{N_p}$  通りの組み合わせの可能性だけが、最適化問題の解に対して発生する。したがって、予測ホライズン  $N_p = 10$  の場合、 $4^{10} = 1,048,576$  通りの組み合わせの可能性だけが発生する。すなわち、図3に比べて、係数  $1,000$  だけ小さい組み合わせの可能性が発生する。

【0051】

図6によるチョークコイル電流は、特に、当該出力変数制御が必要とする状態変数  $i_1 = i_a + i_b + i_c$  を提供する。この場合、図3を参照して既に説明したように、同様に、個々の経路電流  $i_a, i_b, i_c$  が、狭い帯域幅内に保持されなければならない。それ故に、当該チョークコイル制御のシステムモデルは、図6に示されているように、DC/DCコンバータ12と理想的な電圧源  $u_z$  との3つの経路によって構成され得る。その他の状態変数の経時変化が、既に当該出力変数制御によって予測される。それ故に、コンデンサCの予測される電圧が、それぞれのサンプリングステップ  $k$  ごとに理想的な電圧源  $u_z$  に割り当てられる、すなわち  $u_z = v_2$  である。

【0052】

図6によるチョークコイル電流制御の時間的に連続する状態空間モデルが、状態ベクトル  $x_i = [i_a \ i_b \ i_c \ u_z]^T$  と入力ベクトル  $u_i = [u_a \ u_b \ u_c]^T$  とによって

【0053】

10

20

30

40

【数 9】

$$\dot{x}_i = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_a} \\ 0 & -\frac{R_b}{L_b} & 0 & -\frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_i} x_i + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_i} u_i$$

$$y_i = \underbrace{[1 \ 1 \ 1 \ 0]}_{C_i} x_i$$

として得られる。

【0054】

同様に、当該時間的に連続する状態空間モデルは離散化される。当該出力変数制御の基準値  $i_1 = i_a + i_b + i_c$  が守られ得るように、一次微分にしたがって示され得るような条件  $u_v = 1/3 (u_a + u_b + u_c)$  を満たす必要がある。このことは、前提条件  $L = L_a/3 = L_b/3 = L_c/3$  から得られる。図3と同様に、切り替え頻度と複数の経路電流の同一性とを評価する1つのコスト関数  $J_i$  が分割される。

【0055】

【数10】

$$J_i = \lambda_i \cdot T^T T + \lambda_B \cdot \Delta C^2$$

二次条件として、

【0056】

【数11】

$$\frac{1}{3}(u_{a,k} + u_{b,k} + u_{c,k}) = u_{v,k}$$

が成立する。この場合、当該出力変数制御の  $u_{v,k}$  が、その次のサンプリングステップ  $k+1$  の予測電圧として予め設定される。チョークコイル電流制御器が、この二次条件によって要求された電流を常に供給する。

【0057】

当該チョークコイル電流制御が、当該出力変数制御のその次の予測入力電圧  $u_{v,k+1}$  を基準値として取得し、この基準値から当該システムに対する実際の入力を入力ベクトル  $u_i = [u_a \ u_b \ u_c]^T$  として算出する。したがって、当該チョークコイル電流制御は、その次のサンプリングステップ  $k+1$  に対するスイッチ  $S1 \dots S6$  の切り替え位置を算出する。1の予測ホライズン  $N_p$  が、従属する当該チョークコイル電流制御にとって十分である。しかし、当該チョークコイル電流制御は、当該出力変数制御に追従する必要がある。すなわち、当該出力変数制御が、0又は  $3 \cdot V_0/3$  を出力するときに、当該チョークコイル電流制御が、 $[0 \ 0 \ 0]$  又は  $[1 \ 1 \ 1]$  を出力する必要がある。このことは、 $1 \cdot V_0/3$  又は  $2 \cdot V_0/3$  の場合に対して最大で3つのその他の可能性をもたらす（例えば、 $2 \cdot V_0/3$  に対しては  $[1 \ 1 \ 0]$ 、 $[0 \ 1 \ 1]$  及び  $[1$

【0058】

0 1]）。したがって、当該チョークコイル電流制御の自由度が確定されている。当該チョークコイル電流制御が、当該出力変数制御の基準値を多相DC/DCコンバータ12の複数の経路に分配する。

コスト関数  $J_i$  によって最適化問題を解くことによって、多相DC/DCコンバータ12のスイッチ  $S1 \dots S6$  の切り替え位置を直接に提供する最適化された電圧ベクトル  $u_{i,k}$  が、当該チョークコイル電流制御の自由度内で算出される。多相DC/DCコンバータ12の全ての経路が接続されている場合、又は、多相DC/DCコンバータ12の経路が接続されていない場合は、最適化が不要であり、 $u_i = [V_0 \ V_0 \ V_0]$  であり、 $u_i = [0 \ 0 \ 0]$  が設定される。複数の経路のうちの1つ又は2つの経路だけが接

10

20

30

40

50

続されている場合、それぞれ3つの異なる可能な切り替えの組み合わせが得られる。したがって、例えば、接続された1つの経路の場合に対しては、 $u_i = [V_0 \ 0 \ 0]$ 、 $u_i = [0 \ V_0 \ 0]$  oder  $u_i = [0 \ 0 \ V_0]$ である。

【0059】

当該最適化問題が、独立した2つの最適化問題に分割されることから、利点を得られる。この場合、チョークコイル電流制御の最適化問題は、その性能に関して軽視できる。シミュレーションにおいて、出力変数制御の任意のそれぞれの予測ホライズン  $N_p$  に対して、チョークコイル電流制御の予測ホライズン  $N_p = 1$  で十分であることが確認された。このことは、チョークコイル電流制御の最適化問題の探索される解に対しては、最大で3つの組み合わせの可能性が検査される必要があることを意味する。したがって、チョークコイル電流制御のための計算コストは、出力変数制御の計算コストに比べて軽視され得る。したがって、当該出力変数制御と当該チョークコイル電流制御とのための最適化問題を解くためには、 $4^{N_p}$  通りの組み合わせの可能性だけが発生する。

10

【0060】

図7には、バッテリーエミュレータ1の例に基づく制御図が、ブロック図として示されている。出力変数制御15用の出力変数制御器15とチョークコイル電流制御用のチョークコイル電流制御器16とを有する制御器18が、制御装置10内に実装されている。出力変数制御器15が、入力として直流電圧  $V_0$  と基準信号  $R_s$  を受け取り、DC/DCコンバータ12が、その出力部でこの基準信号  $R_s$  に追従しなければならない。実際の状態変数  $x_{o,k}$ 、すなわち経路電流  $i_{a,k}$ 、 $i_{b,k}$ 、 $i_{c,k}$ 、出力電圧  $v_{2,k}$  及び負荷電流  $i_{p,k}$  が、測定されて制御装置10に供給される。その結果、その次のサンプリングステップ  $k+1$  に対して印加すべき入力電圧  $u_{a,k+1}$ 、 $u_{b,k+1}$ 、 $u_{c,k+1}$  又はスイッチ  $S1 \dots S6$  の切り替え位置が、測定されてDC/DCコンバータ12に印加される。

20

【0061】

状態ベクトル  $x$  が、全く測定され得ないか又は部分的にしか測定され得ない場合、必要な状態ベクトル

【0062】

【数12】

$\hat{x}_{o,k}$

を測定される変数  $z_{o,k}$  から保護するため、図8に示されているように、制御技術的な監視装置17が、例えばカルマンフィルタとして実装されてもよい。このような監視装置及びこの監視装置の様子は、周知であるので、ここでは詳しく説明しない。

30

【0063】

当該最適化問題の解は、図9に示されているように、ノード211とリーフ22と予測ホライズン  $N_p$  に相当する深さとを有する探索ツリー20としても表示され得る。この探索ツリー20のそれぞれのリーフ22が、最適化問題の1つの解を示す。このとき、当該最適化問題を解くため、探索ツリー20が、完全にくまなく探索され得る。しかし、当該最適化問題をより速く解くため、ツリー探索アルゴリズムも使用され得る。可能なアルゴリズムは、例えば周知の分岐限定アルゴリズムである。したがって、多数の解が、複数の部分集合に分割され、最適以下の解が、限定操作によって認識されて除去される。最悪の場合、ここでも、探索ツリー20を完全にくまなく探索することになる。当該アルゴリズムは、周知であるので、ここではより詳しい説明は省略する。

40

【0064】

$4^{N_p}$  個の可能な解の数をさらに減少させるため、探索ツリー20をくまなく探索する前に既に、可能な解空間(すなわち、探索ツリー20のリーフ22)を減少させることを試みることもできる。ここでは、根本的な最適化問題の知識が利用され得る。

【0065】

当該最適化問題の大多数の可能な解が、全く使用されない。これは、切り替え周波数を低く保持するため、制御装置10内の制御器のコスト関数  $J_i$  及び  $J_v$  が、複数の状態間

50

の切り替えを特定することに起因する。これにより、制御装置 10 内の制御器が、それぞれの時点ごとにスイッチ S 1 ~ S 6 の切り替え過程を引き起こさない。これにより、可能な解の数がその解空間を制限するという可能性が得られる。例えば図 10 に示されているように、定格動作中に発生する入力信号が、当該コスト関数における切り替え過程を特定することによって生成され得る。図 10 a) は、出力変数制御器が何をシミュレートするかを示す。図 10 b) は、これに応じて、どのようにしてチョークコイル電流制御が、スイッチ S 1 . . . S 6 を起動又は停止するかを示す。( P P ( p r i n c i p l e p a t t e r n ) とともに記される) 解を減少させるための第 1 アルゴリズム中に、任意の 1 つの時点 k に対して、サンプリングステップ  $k + N_p$  が、この時点 k に続く  $N_p$  ( 予測ホライズン) のスナップショットが実行され、別の時点に対して、当該スナップショットが実行される場合、当該出力変数制御器の入力電圧  $u_v$  の発生する異なるシーケンスの数が、 $4^{N_p}$  個の可能性よりも遥かに少ないことが分かる。これらのシーケンスは、記憶されて統合され、減少された解空間 ( リーフ 22 を有する探索ツリー 20 ) として制御装置 10 に予め設定され得る。したがって、可能な解の数が著しく制限される。これにより、上記のツリー探索アルゴリズムは、遥かに小さく、適度に乱れた探索ツリー 20 を探索するだけで済む。ここでは、探索ツリー 20 の残っている全てのリーフ 22 が最良に探索される。何故なら、分岐限定アルゴリズムは、その準備のために非常に長い期間を必要とするからである ( オーバーヘッド ) 。

【 0 0 6 6 】

同じことが、出力変数としての出力電流  $i_2$  を有するバッテリーテスター 7 に対して成立する。

【 0 0 6 7 】

これらのシーケンスになるように、シミュレーション過程が、出力変数 ( 図 11 のようなバッテリーエミュレータ 1 の場合の出力電圧  $v_2$  又はバッテリーテスター 7 の場合の出力電流  $i_2$  ) の制御シーケンスによって実行され得る。当該制御シーケンスは、主に、D C / D C コンバータ 12 の関連する全ての動作点を示す。このような制御シーケンスは、図 11 に例示されている。このときに発生する D C / D C コンバータ 12 の入力ベクトル  $u_i = [ u_a \ u_b \ u_c ]^T$  が記録され、出力変数制御の入力  $u_v$  が、これから再構築される。したがって、これらのシーケンスが抽出され得る。

【 0 0 6 8 】

( C B F ( c o n s t r a i n t b a s i s f u n c t i o n s ) とともに記される) 解を減少させるための第 2 アルゴリズムが、当該解空間の分解に基づく。これまで考慮されていた全ての解空間が、図 12 に示されているような基礎を有するか又は

【 0 0 6 9 】

【 数 1 3 】

$$u_v = \frac{V_0}{3} u_{int}$$

を表す。ここで、 $u_{int} = \{ 0, 1, 2, 3 \}$  である。それぞれの解が、これらの基礎関数の整数の線形結合を示す。制御装置 10 内の制御器が、一般にそれぞれのサンプリングステップ k ごとに切り替わらないので、例えば図 10 参照、例えば図 13 に示されているように、別の基礎を選択してもよい。制御装置 10 内の制御器は、最初の 2 つのサンプリングステップに対して全ての自由度を有し、その後の期間中に、ここでは 3 つのサンプリングステップの幅を有する基礎関数としてより粗い分解能にされる。このとき、当該解空間が、これらの基礎関数の整数の線形結合に制限される。

【 0 0 7 0 】

当該解空間が縮小されるならば、当然に、これらの基礎関数とは異なる基礎関数も使用され得る。例えば、さらに大きい予測ホライズンに対して、時間分解能をさらに大きくすることが考えられる。

【 0 0 7 1 】

さらに、当該制限では、当該解が、1 つのサンプリングステップからその次のサンプリ

10

20

30

40

50

ングステップまで1より大きく切り替わらない、例えば、 $1 \cdot V_0 / 3 \sim 2 \cdot V_0 / 3$ であるが、 $3 \cdot V_0 / 3$ にならない。その結果、当該解空間が、複数のオーダーだけさらに減少する。当該実行のために、これらの全ての解が、前もって計算され、可能な解空間として制御装置10に提供される。このため、全ての可能な整数の線形結合が、オフラインで評価され、上記の制限にそぐわない線形結合が排除される。次いで、残りの線形結合が、減少された探索空間としてオンラインアルゴリズムに提供される。当該減少された探索ツリー20を可能な限り効率的に探索するため、この減少された解空間は、ツリー探索アルゴリズムに受け渡される。発生する当該探索ツリー20の構造に起因して、ここでは、分岐限定アルゴリズムが非常に良好である。

【0072】

10

同じことが、出力変数としての出力電流  $i_2$  を有するバッテリーテスター7に対して同様に成立する。

【0073】

表2には、最適化問題の解空間を減少させる上記の方法の結果が示されている。この表2から、上記の方法による最適化問題に対する可能な解の数が、大幅に減少され得ることが分かる。このことは、大きい予測ホライズン  $N_p$  もリアルタイムで計算することができることを可能にする。

【0074】

【表2】

$N_p$	$8^{N_p}$	$4^{N_p}$	PP	CBF
1	8	4	4	4
2	64	16	14	10
3	512	64	33	26
4	4,096	256	48	26
5	32,768	1,024	67	26
6	262,144	4,096	81	68
7	2,097,152	16,384	116	68
8	16,777,216	65,536	178	68
9	134,217,728	262,144	237	178
10	1,073,741,824	1,048,576	313	178
11	8,589,934,592	4,194,304	489	178

20

30

表2

【0075】

本発明の方法は、制御装置10内の制御器18に対して、大きい予測ホライズン  $N_p$  を考慮することを可能にする。これにより、制御器18が、過渡的な事象により良好に反応でき、このような事象が、より速く、より小さいオーバーシュートで制御され得る。このことは、可能なより高いサンプリング速度によってアシストされる。

【0076】

本発明の方法は、3つの経路を有する多相DC/DCコンバータ12に基づいて説明されている。しかし、当該方法が、より少ない経路又はより多い経路を有するDC/DCコンバータ12にも転用され得ることは自明である。

40

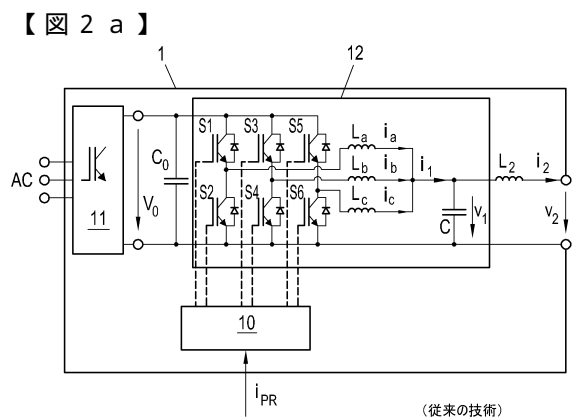
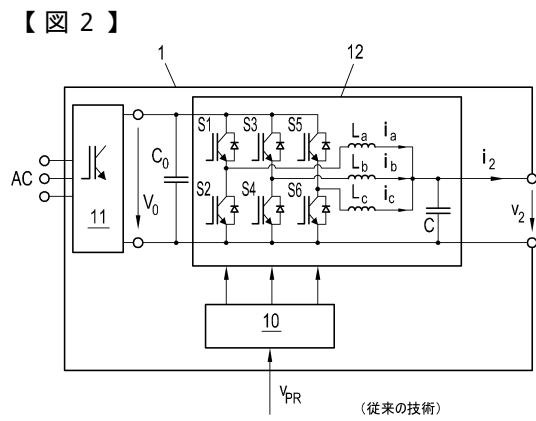
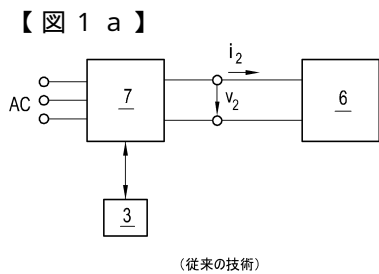
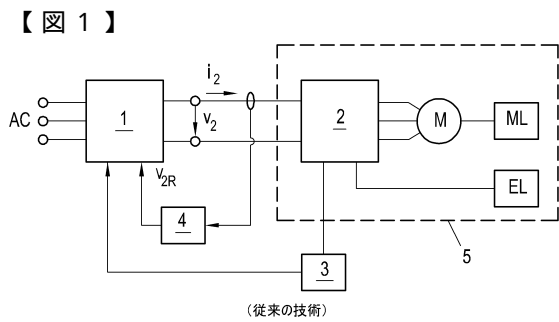
【符号の説明】

【0077】

- 1 バッテリーエミュレータ
- 2 インバータ
- 3 制御装置
- 4 バッテリーモデル
- 5 負荷
- 6 電池
- 7 バッテリーテスター

50

- 1 0 制御装置
- 1 1 整流装置
- 1 2 D C / D C コンバータ
- 1 5 出力変数制御器
- 1 6 チョークコイル電流制御器
- 1 7 監視装置
- 1 8 制御器
- 2 0 探索ツリー
- 2 1 ノード
- 2 2 リーフ
- M 電気モータ
- M L 機械負荷
- E L 電気負荷
- A C 交流電圧源、3 相交流電源
- S 1 ~ S 6 スイッチ



【 図 3 】

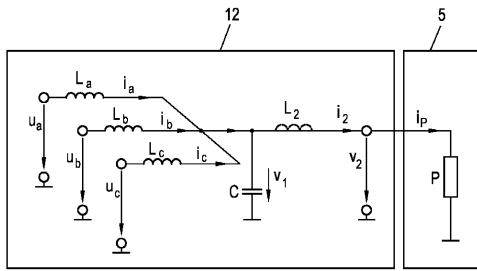


Fig. 3

【 図 4 】

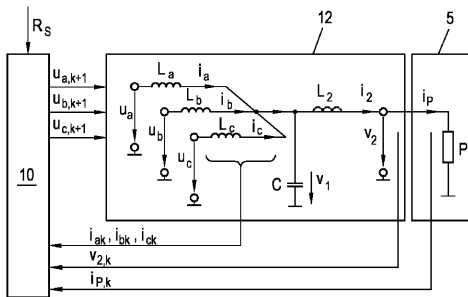


Fig. 4

【 図 7 】

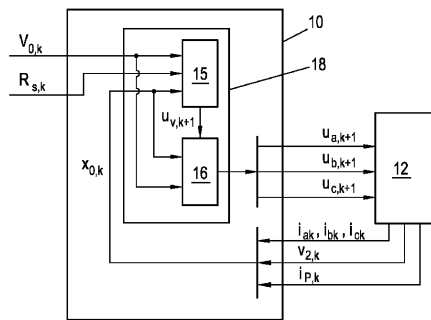


Fig. 7

【 図 8 】

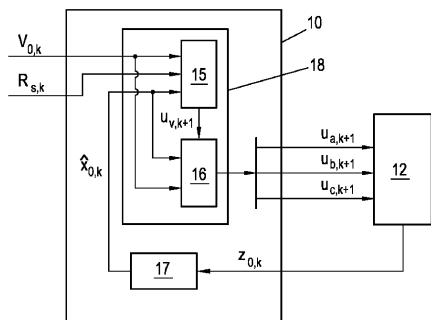


Fig. 8

【 図 5 】

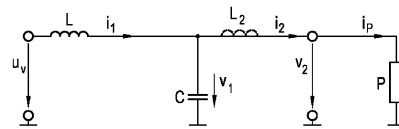


Fig. 5

【 図 6 】

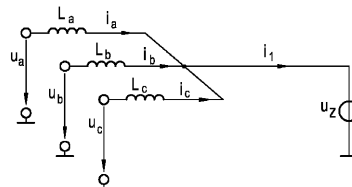


Fig. 6

【 図 9 】

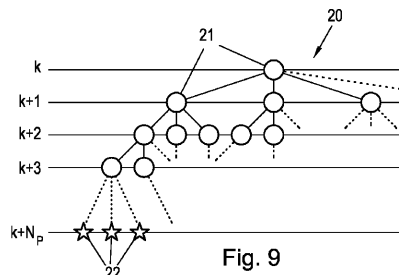


Fig. 9

【 図 10 a 】

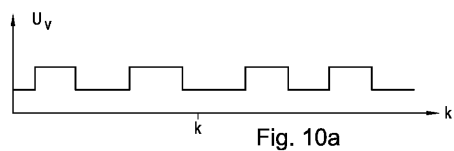


Fig. 10a

【 図 10 b 】

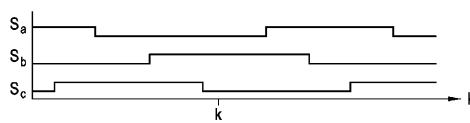


Fig. 10b

【 1 1 】

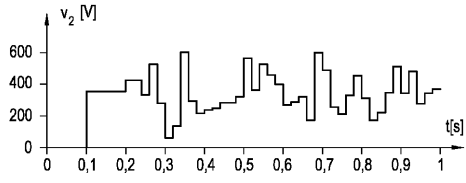


Fig. 11

【 1 2 】

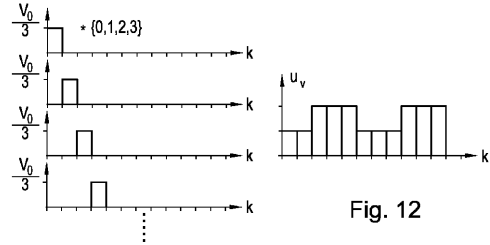


Fig. 12

【 1 3 】

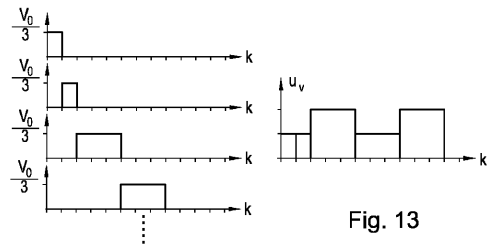


Fig. 13

## フロントページの続き

- (72)発明者 バトリナー・マルティン  
リヒテンシュタイン公国、9492 エシェン、コールプラッツ、26
- (72)発明者 ケーニヒ・オーリヴァー  
オーストリア共和国、8042 グラーツ、カール・シュピッツヴェーク・ガッセ、9
- (72)発明者 ヤクベク・シュテファン  
オーストリア共和国、1230 ヴィーン、カールベルクガッセ、69/27
- (72)発明者 プロシャート・ギンター  
オーストリア共和国、8042 グラーツ、アイシュタイヒガッセ、19/4/22

審査官 小林 秀和

- (56)参考文献 国際公開第2013/174972(WO, A1)  
米国特許出願公開第2007/0114985(US, A1)  
米国特許出願公開第2014/0058787(US, A1)  
米国特許出願公開第2012/0183056(US, A1)  
国際公開第2014/006200(WO, A1)  
特表2015-519034(JP, A)  
特開平04-256102(JP, A)  
特開2006-072733(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155