

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5937074号
(P5937074)

(45) 発行日 平成28年6月22日 (2016. 6. 22)

(24) 登録日 平成28年5月20日 (2016. 5. 20)

(51) Int. Cl.	F I
HO 2 M 3/155 (2006. 01)	HO 2 M 3/155 H
HO 2 M 7/48 (2007. 01)	HO 2 M 3/155 S
A 6 1 B 5/055 (2006. 01)	HO 2 M 7/48 J
	A 6 1 B 5/05 3 4 2

請求項の数 9 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2013-523690 (P2013-523690)	(73) 特許権者	590000248
(86) (22) 出願日	平成23年8月5日 (2011. 8. 5)		コーニンクレッカ フィリップス エヌ ヴェ
(65) 公表番号	特表2013-535946 (P2013-535946A)		KONINKLIJKE PHILIPS N. V.
(43) 公表日	平成25年9月12日 (2013. 9. 12)		オランダ国 5656 アーエー アイン ドーフエン ハイテック キャンパス 5
(86) 国際出願番号	PCT/IB2011/053500		High Tech Campus 5, NL-5656 AE Eindhoven
(87) 国際公開番号	W02012/020363	(74) 代理人	100087789
(87) 国際公開日	平成24年2月16日 (2012. 2. 16)		弁理士 津軽 進
審査請求日	平成26年7月30日 (2014. 7. 30)	(74) 代理人	100122769
(31) 優先権主張番号	10172725.3		弁理士 笛田 秀仙
(32) 優先日	平成22年8月13日 (2010. 8. 13)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 切り替えられるモード電源装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

切り替えられるモード電源装置であって、

外部信号源により供給される信号を増幅し、負荷電圧及び／又は負荷電流を負荷に供給するスイッチング電力増幅器と、

タイミング設定に基づき前記スイッチング電力増幅器の切り替えを制御する制御ユニットであって、前記スイッチング電力増幅器の現在の状態に関する状態情報に基づき、所望の負荷電圧及び／又は負荷電流に対し少なくとも2つのタイミング設定の各タイミング設定ごとに平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測して、前記スイッチング電力増幅器の挙動をシミュレーションするよう構成される、制御ユニットとを有する、切り替えられるモード電源装置。

【請求項 2】

前記制御ユニットが、前記所望の負荷電圧及び／又は負荷電流に最も近い予測された平均負荷電圧及び／又は負荷電流に属するタイミング設定を選択することにより、前記平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測するのに使用されるタイミング設定から、前記スイッチング電力増幅器の切り替えを制御するためのタイミング設定を選択するよう構成される、請求項 1 に記載の切り替えられるモード電源装置。

【請求項 3】

前記制御ユニットが、前記所望の負荷電圧及び／又は負荷電流に最も近い予測された平均負荷電圧及び／又は負荷電流に属するタイミング設定の間に、前記所望の負荷電圧及び

10

20

／又は負荷電流に対するタイミング設定を補間することにより、前記スイッチング電力増幅器の切り替えを制御するためのタイミング設定を決定するよう構成される、請求項1に記載の切り替えられるモード電源装置。

【請求項4】

前記制御ユニットが、前記スイッチング電力増幅器の現在の状態に関する状態情報及び前記スイッチング電力増幅器の目標出力電圧及び／又は電流を表すセットポイントから、前記所望の負荷電圧及び／又は負荷電流を決定するサンプリングされた制御回路を有する、請求項1に記載の切り替えられるモード電源装置。

【請求項5】

前記制御ユニットが、所定の数のタイミング設定に対する平均供給電圧及び／又は供給電流を予測するよう構成される、請求項1に記載の切り替えられるモード電源装置。

10

【請求項6】

前記スイッチング電力増幅器の現在の状態に関する前記状態情報を検出するセンシング手段を更に有する、請求項1に記載の切り替えられるモード電源装置。

【請求項7】

前記制御ユニットが、次の切り替え期間に関する前記平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測するよう構成される、請求項1に記載の切り替えられるモード電源装置。

【請求項8】

前記制御ユニットが、後続の時間間隔に対する前記平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測するよう構成される、請求項1に記載の切り替えられるモード電源装置。

20

【請求項9】

切り替えられるモード電源方法において、

スイッチング電力増幅器により、外部信号源により供給される信号を増幅し、負荷電圧及び／又は負荷電流を負荷に供給するステップと、

前記スイッチング電力増幅器の現在の状態に関する状態情報に基づき、所望の負荷電圧及び／又は負荷電流に対し少なくとも2つのタイミング設定の各タイミング設定ごとに平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測して、前記スイッチング電力増幅器の挙動をシミュレーションし、タイミング設定に基づき、前記スイッチング電力増幅器の切り替えを制御するステップとを有する、方法。

【発明の詳細な説明】

30

【技術分野】

【0001】

本発明は、切り替えられるモード電源装置及び対応する方法に関する。更に、本発明は、負荷電圧及び／又は負荷電流を具備する負荷を有するデバイスに関する。

【背景技術】

【0002】

スイッチング電力増幅器はしばしば、出力段の切り替え挙動による非線形性に悩まされる。これらの非線形性の正確な性質は、使用される電力半導体のタイプだけでなく、負荷及び駆動側に接続される回路に依存する。運動制御といった正確な電力アプリケーションにおいて、及び磁気共鳴撮像(MRI)に関するグラジエントアンプにおいて、これらの非線形性の補償は必須である。なぜなら、ほとんどの場合フィードフォワード経路が制御システムにおいて使用されるからである。

40

【0003】

US2006/208798A1号は、出力段の切り替えにおける不感時間の間、残余の負荷電流により誘導される非線形性を補償するクラスD増幅器出力段を作動する方法を開示する。増幅器出力段は、入力部、ゲートドライバ回路、2つの出力トランジスタ、出力部及び電流センシング回路を含む。トランジスタは、電源の端子の間にシリアルに接続される。スイッチオフにされるとき、残余の負荷電流がトランジスタの中を流れる。ゲートドライバ回路は、トランジスタを通る残余の負荷電流の方向に基づき、トランジスタを駆動する信号のデューティサイクルを増加又は減少させる。これにより、増幅器出力端の

50

デューティサイクルが増幅器入力端のデューティサイクルに対して実質的に一定で等しいままであることがもたらされる。

【0004】

US2006/208798号に示されるように、補償に関して負荷電流の方向（だけ）を使用することにより得られることができる精度は、制限される。より良好な結果を得るためには、関心のある次の時間サイクルにわたるシステム挙動を予測するため、例えばルックアップテーブルを用いるモデルベースの手法が使用されることができる。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

斯かるルックアップテーブルを埋める可能な方法は、前述のパラメータのすべての組合せに関してオフラインで回路を反復的にシミュレーションして、結果として生じる平均電圧をルックアップテーブルに格納することである。スイッチタイミングの適切な補償は、ルックアップテーブル・エントリを用いて、及び必要に応じて、制御時間間隔の初めにコントローラにより測定された回路状態の正確な組合せに対する回路挙動の近似を見つけるための補間を用いて、見つけられることができる。斯かるソリューションは、原則として可能であるが、完全に実現される場合相当なメモリ資源を必要とすることになる。今日利用可能な豊富で安価なメモリデバイスを用いてさえ、斯かる方法は、精度において制限され、及び斯かる手法に固有の指数成長法則が原因で使用されることができる状態変数の数において制限される。

【0006】

本発明の目的は、切り替えられるモード電源装置及び対応する方法を提供することである。これは、切り替えられるモード電源装置のスイッチング電力増幅器における不感時間及び電圧低下によりもたらされる非線形性の有効な補償を可能にする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

第1の本発明の側面において、切り替えられるモード電源装置が与えられ、この装置は、

外部信号源により供給される信号を増幅し、負荷電圧及び／又は負荷電流を負荷に供給するスイッチング電力増幅器と、

タイミング設定に基づき上記スイッチング電力増幅器の切り替えを制御する制御ユニットであって、上記スイッチング電力増幅器の現在の状態に関する状態情報に基づき、所望の負荷電圧及び／又は負荷電流に対する少なくとも2つのタイミング設定に関する平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測することにより、上記スイッチング電力増幅器の挙動をシミュレーションするよう構成される、制御ユニットとを有する。

【0008】

本発明の更なる側面において、負荷電圧及び／又は負荷電流を具備する負荷を有するデバイスが与えられ、このデバイスは、

負荷電圧及び／又は負荷電流を具備する負荷と、

負荷電圧及び／又は負荷電流を上記負荷に供給する、本発明に基づき提案される切り替えられるモード電源装置とを有する。

【0009】

本発明の好ましい実施形態は、従属項において規定される。請求項に記載の方法及び請求項に記載のデバイスは、請求項に記載の切り替えられるモード電源装置及び従属項において規定される発明と類似する及び／又は同一の好ましい実施形態を持つ点を理解されたい。

【0010】

本発明は、スイッチング電力増幅器における不感時間及び電圧降下によりもたらされる非線形性を、加速された時間スケールにおけるインザループ（in-the-loop）シミュレーションを用いて、信頼性の高い補償を行う代替的な手法を提案する。これを実現するのに

必要な回路（例えばフィールドプログラム可能なゲートアレイ（FPGA）に基づく）のサイズは、斯かる実現に対して固有の並列処理が原因で、表す回路の複雑さに対して線形的な成長を示す。係数10での加速が、現代のデバイスを用いて容易に可能であるように見える。例えば、斯かる実現は、次の20マイクロ秒（上述されたシステムにおける最も内部の制御ループに対する制御及び／又は切り替えサイクルに関する典型的な値）の予測を2マイクロ秒以下において可能にする。

【0011】

使用される実現が十分なハードウェアリソースを含む限り、シミュレーションの速度を低下させることなしに、関心のある余分な回路特徴（例えばデバイス温度及び／又はドライバ回路の詳細）の追加が可能である。

10

【0012】

本書に記載される外部信号源により供給される信号は、電源により提供される電力信号とすることができるが、一般には、微々たる電力レベルにある「マスター」コントローラにより通常は供給されるセットポイントである。

【0013】

好ましい実施形態において、上記制御ユニットが、上記所望の負荷電圧及び／又は負荷電流に最も近い予測された平均負荷電圧及び／又は負荷電流に属する上記タイミング設定を選択することにより、上記平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測するのに使用される上記タイミング設定から、上記スイッチング電力増幅器の切り替えを制御するためのタイミング設定を選択するよう構成される。こうして、高い精度の予測が一般に得られることができる。

20

【0014】

別の実施形態によれば、上記制御ユニットが、上記所望の負荷電圧及び／又は負荷電流に最も近い予測された平均負荷電圧及び／又は負荷電流に属する上記タイミング設定の間を補間することにより、上記スイッチング電力増幅器の切り替えを制御するためのタイミング設定を決定するよう構成される。斯かる補間により、最適なタイミング設定が得られることができる。

【0015】

好ましくは、上記制御ユニットが、上記スイッチング電力増幅器の現在の状態に関する状態情報及びセットポイントから、上記所望の負荷電圧及び／又は負荷電流を決定するサンプリングされた制御回路を有する。上記サンプリングされた制御回路は特に、セットポイント及び測定信号の組合せに基づき、増幅器の所望の出力電圧を周期的に提供するよう構成される。

30

【0016】

更に別の実施形態において、上記制御ユニットが、所定の数のタイミング設定に対する、特に、2～25のタイミング設定に対する平均供給電圧及び／又は供給電流を予測するよう構成される。2～25は合理的な数である。しかし、他の数が同様に実現において使用されることができる。

【0017】

この切り替えられるモード電源装置は、上記スイッチング電力増幅器の現在の状態に関する上記状態情報を検出するセンシング手段を更に有することができ、特に上記スイッチング電力増幅器の内部電流及び／若しくは電圧を検出し、並びに／又は上記電力増幅器及び／又は上記電源装置の1つ又は複数の要素の温度を検出する。斯かるセンシング手段は一般に、例えば電流測定要素、電圧測定要素、温度測定要素等の既知の手段により実現される。しかしながら、上述したように一般に既知の手段を用いて得るのが困難である信号に対しては、例えば回路及び／又はデバイス挙動の物理的なモデルの使用に基づく予測方法が、用いられることもできる。斯かる手法は特に、半導体接合部の温度の測定にとって興味深い。これは、一般に既知の手段を用いてもほとんどアクセスできない。

40

【0018】

更になお、上記制御ユニットが、次の切り替え期間に関する上記平均負荷電圧及び／又

50

は負荷電流を高い忠実度で予測するよう構成されることができ。スイッチング電力増幅器が、フィードフォワード制御チェーンにおいて用いられる場合、これは特に重要である。

【0019】

実際の実現において、上記制御ユニットが、後続の時間間隔に対する、特に制御サイクルに等しい時間間隔に対する、又は1から200 μ 秒までの範囲において、特に5から50 μ 秒までの範囲において、上記平均負荷電圧及び／又は負荷電流を予測するよう構成される。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】一定の電流負荷及び切り替えノード静電容量を持つ位相脚を示す図である。

【図2】変化する出力電流に関する単一の位相脚のオフ／オン切り替えを示す図である。

【図3】変化する出力電流に関する位相脚電圧の平均値を示す図である。

【図4】一定の(5A)電流負荷に関するデューティサイクルへの平均位相脚電圧の依存度を示す図である。

【図5】両方のエッジに関して補償されるタイミングを持つ位相脚電圧を示す図である。

【図6】補償を印加した後の平均位相脚電圧を示す図である。

【図7】MRIグラジエントアンプに関する典型的な負荷回路を示す図である。

【図8】図7に示されるような負荷を持つ位相脚電圧及びフィルタ電流の例を示す図である。

【図9】現実的な負荷が付けられた状態でのデューティサイクルへの平均位相脚電圧の依存度と、現実の挙動及び理想的な挙動間の差とをより大きいスケールで示す図である。

【図10】本発明による切り替えられるモード電源装置のブロックダイアグラムを示す図である。

【図11】電力増幅器の例示的な実施形態を示す図である。

【図12】切り替えられるモード電源装置において従来のように使用される制御ユニットの既知の実施形態のブロックダイアグラムを示す図である。

【図13】図11に示されるような切り替えられるモード電源装置において用いられる本発明による制御ユニットの実施形態のブロックダイアグラムを示す図である。

【図14】本発明によるタイミング設定の決定を示すダイアグラムを示す図である。

【図15】電圧源特性を持つ回路により負荷される、電流源電源を持つ増幅器の回路ダイアグラムを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

本発明のこれらの及び他の態様が、以下に説明される実施形態より明らとなり、これらの実施形態を参照して説明されることになる。

【0022】

スイッチング電力増幅器はしばしば、出力段の切り替え挙動による非線形性に悩まされる。正確な運動制御に使用されるような正確な電力アプリケーションにおいて、及び磁気共鳴撮像(MRI)装置のグラジエントシステムにおいて、これらの非線形性の補償は必須である。なぜなら、ほとんどの場合フィードフォワード経路が制御システムにおいて使用されるからである。

【0023】

非線形挙動は、位相脚における1つの半導体をスイッチオフし、他方をスイッチオンするのにかかる非ゼロの時間により主にもたらされる。通常、いわゆる不感時間が、スイッチオフ及びオンイベントの間でもたらされる。これは、電力半導体、駆動段及び回路状態の異なる具現の間のタイミング差に関するいくつかの許容限度を構築するためである。不感時間の間、両方の電力半導体はオフにされる。切り替えノード上の電圧は主に出力電流により決定される(一方、切り替えノードの初期状態(電圧)は一般に同様に関連する)。一般に帰納的な特性を持つことになる位相脚の負荷に関して、特定の時間スパンの間の

10

20

30

40

50

平均電圧が重要である。この平均電圧も、不感時間の間、切り替えノード電圧に依存する。関連する現象を説明するため、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（IGBT）及びダイオードを用いて構築される位相脚が図1に示される。

【0024】

位相脚は、電圧源からのDC電圧 V_{sup} を具備し、電流源からのDC出力電流 I_{bridge} で負荷をかけられる。切り替えノード上の結合された静電容量は、単一のコンデンサ C_{node} として示される。測定デバイス mV_{node} は、後続の図に示されるように切り替えノード電圧の規定を示すために組み込まれる。

【0025】

出力電流の符号及び値に基づき、切り替えノード上の電圧は、変化する挙動を示す。回路動作は、 I_{bridge} に関する様々な値、 $V_{sup} = 100\text{ V}$ 、 $20\text{ }\mu\text{s}$ の切り替えサイクル及び $C_{node} = 8\text{ nF}$ を用いてシミュレーションされた。IGBTは、直列抵抗 $100\text{ m}\Omega$ を持つ理想的なスイッチとして実現される。これは、かなり粗いモデルであり、非線形性をもたらす主な現象を説明するためにだけ使用される。実際は、電力半導体の詳細な切り替え挙動及び図1において C_{node} により表される寄生デバイス静電容量の非線形性が、考慮されることを必要とする。この例に関するノード電圧対時間の形状が、図2に示される。

【0026】

電力半導体のタイミング（スイッチオン／オフ）は、60%の公称デューティサイクル及び $2\text{ }\mu\text{s}$ の不感時間が使用されるよう、セットされる。この例では、公称切り替えポイント $t = 6\text{ }\mu\text{s}$ （ハイからロウへの遷移）及び $t = 14\text{ }\mu\text{s}$ （ロウからハイ）である。不感時間が原因で、図2に示されるように、現実の切り替えは、 $1\text{ }\mu\text{s}$ 、即ち不感時間間隔の50%早く又は遅く行われることができる。その結果、不感時間間隔の間の切り替えノード電圧、及びこれにより切り替えサイクルにわたるこの電圧の平均は、出力電流の符号及び大きさに依存する。この依存性は、図3に示される。

【0027】

この例では、平均電圧における最も重大な変動（即ち、 -2 A 及び $+2\text{ A}$ 出力電流の間のほぼ20ボルトの揺動）は、不感時間によりもたらされる。更に、有限勾配が、より高い電流値に関して観察されることができる。この勾配は、主に電力半導体の抵抗挙動による電圧降下によりもたらされる。一方、電圧交換の影響も存在する。しかし、2、3アンペアを超えると、この例では、抵抗電圧降下よりかなり小さい。

【0028】

図3に示されるような平均ノード電圧の降下又は上昇は、電力半導体を駆動するゲート信号のデューティサイクルを調整することにより、補償されることができる。図3に示されるようにテーブル値は、切り替えイベントのタイミングを変化させるために用いられることができる。その結果、この例で考慮される間隔（即ち $20\text{ }\mu\text{s}$ ）に関する平均ノード電圧が修正される。必要とされる（タイミング）修正の量は、デューティサイクルへの平均切り替えノード電圧の依存度を評価することにより発見されることができる。一定の電流負荷が 5 A の場合、これは、図4に表される。

【0029】

この場合、現実及び理想の挙動の間の差は、図4Bに示されるように、デューティサイクルとは独立している。その結果、補償は、容易に見つけられることができる。なぜなら、（図4Aに示される）現実の挙動に関するプロットは、直線であるからである。この場合、補償に関して必要な唯一の測定値は、出力電流である。

【0030】

補償を印加した後の切り替えノード電圧の形状が、図5に示される。図5の例において、平均位相脚電圧だけが補償されるのではなく、個別のエッジのタイミングも調整される。その結果、完全な電圧波の重心が $t = 10\text{ }\mu\text{s}$ に対して再中心化される。

【0031】

斯かる補償を見る別の方法は、時間間隔の第1の半分及び（0から $10\text{ }\mu\text{s}$ までの時間

10

20

30

40

50

）及び第2の半分（ $10\ \mu\text{s}$ から $20\ \mu\text{s}$ までの時間）が個別的に扱われるというものである。0から $100\ \text{V}$ まで又はその逆に直線において動く電圧エッジに関して、図5におけるトレースは、エッジの中間点が、この例ではちょうど $50\ \text{V}$ にあることをはっきりと示す。2つのセグメントを含むエッジに関して、この状況はより複雑になる。しかし、これらのエッジの重心は、それぞれ $t = 6\ \mu\text{s}$ 及び $t = 14\ \mu\text{s}$ という所望の位置へと再配置される。

【0032】

ここに示される場合に関して、補償は、ほぼ完全な結果をもたらすことができ、60ボルトのセットポイント値が、2、3 mV内に実現されることができる。結果として生じる平均位相脚電圧が、図6に示される。

10

【0033】

「現実の」負荷回路が、位相脚に接続される場合、状況はより複雑になる。なぜなら、ここで出力電流は、波動を含み、従って時間にわたり変化するからである。MRIスキャナのデグラジエントチェインにおいて使用される典型的な負荷回路が、図7に示される。

【0034】

負荷回路は、フィルタインダクタンス L_{filt} 、フィルタコンデンサ C_{filt} 及びグラジエントコイル L_{grad} を有する。通常は、フィルタインダクタンスは、グラジエントコイルインダクタンスのほぼ5%である。図1のように、測定デバイスは、後続の図において示される信号の起点を示すため、この回路に加えられる。

【0035】

20

以下の例に対して、この回路は、以下の例示的なパラメータを用いて構成される。

【表1】

名前	値	意味
Vdc	100 [V]	DC供給電圧
L_Vf	1 [V]	I G B T相当順電圧降下
L_Rf	10 [mΩ]	I G B T相当微分抵抗
D_Vf	1 [V]	ダイオード相当順電圧降下
D_Rf	10 [mΩ]	ダイオード相当微分電圧
Cnode	2 [nF]	切り替えノードでの静電容量
Lfilt	25 [μH]	フィルタインダクタンス
Cfilt	10 [μF]	フィルタ静電容量
Lgrad	500 [μH]	グラジエントコイルインダクタンス

30

【0036】

簡単化のため、フィルタ及びグラジエントインダクタにおける損失（即ち直列抵抗）は、この近似モデルにおいては無視されており、これらの設定は、既存のグラジエント増幅器に関する通常の作動ポイントを反映することを目的とするものではない。

【0037】

特にフィルタ電流（図7における $m\text{IL}$ ）が、ゼロと交差するとき、次の制御サイクルの間に生成される平均切り替えノード電圧を分析的に予測することは困難である。斯かる状態の例が、図8に示される。そこでは、図8Bに示されるフィルタコイル電流が、第1の不感時間間隔の間にゼロと交差する。結果として、図8Aに示されるノード電圧は、かなりの幅（およそ $1.1\ \mu\text{s}$ ）の不具合を示す。

40

【0038】

時間に対する切り替えノード電圧の展開は、回路状態（ V_{node} 、 l_{filt} 、 V_{filt} 、 l_{grad} ）のすべての初期値、供給電圧、及び両方の電力半導体の切り替えの瞬間に依存する。即ち、複数の（例えば7）パラメータに依存する。更に、複数の回路要素（例えば、この実施形態で示される4つの電力半導体及び2つのインダクタ）の作動温度が、効果を示し始めることができる。回路の結果として生じる複雑さが原因で、ネットワーク問題の分析的ソリューションは、可能でない。しかし、回路の非線形性を除去するため、次の関心間隔にわたり平均切り替えノード電圧を予測することが望ましい。

50

【0039】

斯かる調整は、図1に関連して上述されたように、一定の電流負荷を持つ場合に関して直接的である。その場合、切り替えノード電圧の平均値は、デューティサイクルへの線形依存を示し、その勾配は、図4に示されるように供給電圧 V_{sup} により規定される。デューティサイクルの必要な修正は、従って、供給電圧に対するシミュレーションされた電圧降下又は上昇の比に等しい。結果は、図6に示されるようなものとなる。

【0040】

しかしながら、より現実的な負荷回路の場合には、補償を用いることは、見つけることが容易ではない。なぜなら、図8に示されるようなより複雑な信号が原因で、切り替えノード電圧の平均値はもはや、デューティサイクルへの線形依存を示さないからである。実際、この値は、すべての回路状態及び切り替えの瞬間に複雑な態様で依存する。例として、1つの特定の初期状態（図8に関して用いられるのと同じ）に関する平均位相脚電圧が、デューティサイクルに対する値の範囲に関して、シミュレーションを用いて計算された。結果は、図9に示される。図9Aは、平均切り替えノード電圧の現実及び理想の挙動に関するプロットを示し、図9Bは、現実及び理想の挙動の間の差を拡大されたスケールで示す。

10

【0041】

前述したように、現実の挙動及び理想の挙動は、実質的に異なるが、ここでは非線形態様にある。これは、所望の平均電圧が生成されるよう、デューティサイクルを修正することをより複雑にする。

20

【0042】

図10は、切り替えられるモード電源装置10の一般的な配置のブロック図を概略的に示す。コントローラ12は、システム入力部としての外部信号源11から、所望の出力電圧又は電流を表すセットポイント、及び電力増幅器14の出力で測定される測定信号を得る。この測定信号は、セットポイントに類似して再生される電流及び／又は電圧を表す。どちらの信号が測定される必要があるかは、例えば所望の精度及び電源回路の詳細に基づき、種々の選択に依存する。以下、エネルギー格納回路要素に関連付けられる回路状態（即ちコンデンサ電圧及びインダクタ電流）が、測定されると設定される。しかし、他の選択も可能である。

【0043】

30

コントローラ12は、増幅器14において提供される電力半導体の切り替えを制御するため、セットポイント信号及び実際の測定信号からの情報を用いる。電力増幅器14は、入力制御信号に基づき、所望の出力信号を生成するため、電源回路及び電力半導体を有する。出力信号は一般に、負荷電圧及び／又は負荷電流である。これらは、外部負荷15に対して提供される。

【0044】

電力増幅器14の例示的な実施形態が、図11に示される。この回路は、電流増幅器として用いられることができる。負荷コイル L_{load} を通る電流は、制御された変数である。以下の議論において、この特定の回路は、電力増幅器に関する例として用いられる。しかし、本発明は、異なる回路構成（トポロジ）を用いる他の電力増幅器に対して同様に適用されることが出来る点に留意されたい。

40

【0045】

コントローラ12aの既知の実施形態が、図12に示される。コントローラ12aは、サンプリングされた制御回路16及びPWMモジュレータ18を有する。このモジュレータは、所望の電圧をタイミング信号へと変換する。サンプリングされた制御回路16は、（次の制御サイクル／時間間隔に関する）増幅器14の所望の平均出力電圧を周期的に提供するため、セットポイント及び測定信号の組合せを用いる。サンプリングされた制御回路内部において通常、所望の結果を得るために、フィードフォワード及びフィードバック制御の組合せが用いられる。斯かるサンプリングされた制御回路は、例えばNorman S. Nise、John Wiley & Sonsによる「Control Systems Engineering」において説明される。こ

50

の詳細は、ここでは説明されない。重要な特徴は、制御がサンプリングされる点にある。サンプリングは、測定データが、特定のインスタンスで、ほとんどの場合固定された周波数で得られることを意味する。サンプリングにより、サンプリング瞬間の「間の」測定情報は利用可能ではなく、すべてのアクション（この文脈では切り替えイベントに関する決定）は従って、「古い」情報に必然的に基づかれる。

【0046】

モジュレータにより使用される技術は、一般に既知であり、例えば、http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation、及びD. Grahame Holmes、Thomas A. Lipo、T. A. Lipoによる「Pulse width modulation for power converters: principles and practice」、Wiley-IEEE、2003において説明される。

10

【0047】

本発明は、図12に示されるPWMモジュレータ18の機能に向けられる。前述したように、増幅器14により生成される平均電圧は、PWMタイミングだけでなく、負荷状態、特に図3に示されるような実際の出力電流にも依存する。より複雑な負荷回路に対して、回路挙動は、図9に示されるように所望の場合からさらにもっと外れる可能性がある。

【0048】

より信頼性を持つ所望の電圧を再生する、PWMタイミングへの変換を得るため、図12に示されるコントローラ12aは、本発明によるコントローラ12bの実施形態を示す図13のように修正される。このコントローラは、図10に表される電源装置10に示されるコントローラ12として用いられることができる。

20

【0049】

サンプリングされた制御回路20は、コントローラ12aのサンプリングされた制御回路16と実質的に同一である。しかし、PWMモジュレータ18は、シミュレーションユニット22及び補間器24により置換された。制御回路12bの処理は、以下の通りである。

【0050】

サンプリングされた制御回路20が所望の出力電圧の計算を終えた直後、この値は、全ての関連する電源回路信号（ほとんどの場合、これは、完全又は部分的な「状態情報」、即ち入力「in_measurement」を介して提供されるエネルギー格納回路要素に関連付けられる信号を有する）の測定と共に、図13においてA、B、...、Zで概略的に示される種々のタイミング設定に関する電力増幅器14の平均出力電圧を予測するため、加速されたシミュレーション（「加速された」はここでは、制御サイクルがリアルタイムに進む前に、完全な制御サイクルに関するシミュレーション結果がうまく準備されていることを意味するために用いられる）において、シミュレーションユニット22により用いられる。これらのタイミング設定のいくつかが本当に必要とされるかは、所望の精度及び電力増幅器の詳細に依存する。シミュレーションユニット22の入力「in_U」は、オプションで、例えば、上で簡単に述べられた「理想の」PWMモジュレータからの最大ずれに関する高度な知識を用いて、タイミング設定の数を制限するために用いられることができる。

30

【0051】

図13の回路図において、Clock_minus_sim_delayは、初期のコントローラにおいて規定されるクロックの前の「accelerated_sim_delay」という時間のトリガーを生成する。従って、後者の出力は正確に、オリジナルのクロックである。「in_measurement」（即ち「状態情報」）は、（供給電圧を含む）回路信号を含む。これらのいくつかは、可能であれば、測定される代わりに、予測されることができる。

40

【0052】

好ましくは、電力増幅器14は、それらの回路信号のすべてを提供するよう、（図11に概略的に示される）オプションのセンサ13と適合される。好ましくは、現実の設計では、できるだけ少ないセンサが使用されるべきである。しかし、何が可能であるかは、所

50

望の精度、利用可能な計算リソース及び回路の詳細に依存する。

【0053】

平均出力電圧は、様々なタイミング設定に対して予測される。タイミング設定が生じる様々な可能性がある。最も粗い及びリソースを食う手法は、固定数の時間設定（それは、「Accelerated_Simulation」ユニット22に内臓される）を生成し、結果として生じる電圧を計算することである。

【0054】

リソースを節約するため、別の実施形態では、所望の電圧に関する高度な知識を用いて、これらの時間設定のより小さなセットに関してのみ電圧を計算することも可能である。入力 In_U は、このため用いられることができる。ここでも何が可能であるかは、所望の精度及び回路の詳細に依存する。例えば、オリジナルの回路（図1）に関して、2つのタイミングポイントが充分であることは、非常にありそうである。なぜなら、タイミングへの電圧の依存がほぼ線形であるからである。図7に示される回路に関して、より多くの時間ポイントが多分必要とされるであろう。しかし、この例において、80Vの平均電圧が必要とされることが分かっている場合、デューティサイクル=0.1の周りの時間ポイントに関して高度なシミュレーションを実行することは時間の無駄であろう。例えば、ある者は、デューティサイクル間隔 [0.6 . . 0.8] に対応するいくつかの時間ポイントに関する加速されたシミュレーションだけを実行する。

【0055】

シミュレーションユニット22の出力は、複数の予測された出力電圧を有し、各タイミング設定に関して1つの値に対応する。補間器24において、この情報は、最適なタイミング設定を得るために用いられる。これは、電力増幅器14に適用されるとき、所望の出力電圧を生成する。この処理は、図14に示される。

【0056】

図14は、シミュレーションユニットの出力のプロットを示し、特にタイミング設定に対する予測された出力電圧を示す。タイミング設定はこの場合、[1 4 5 6 8 12 15] μs である。例えば、41Vの平均電圧が、サンプリングされた制御回路20により命令される場合、図14において矢印で示されるように、対応する最適なタイミング設定が、補間により見つけ出される。結果は、この例では、 $t = 5.67 \mu s$ である。

【0057】

この設定は以下、電力増幅器14のゲートトリガ信号に適用されることができ、それは、シミュレーションモデルの詳細及び精度、並びに図14に示されるグラフにおいて選択されるタイミングポイントに基づき、高い忠実度で、所望の出力電圧を再生する。

【0058】

こうして本発明の実施形態は、加速された時間スケールでハードウェア回路シミュレーションを提供する。このシステムにおいて、特に電力増幅器の出力で測定される最新の情報を用いて、この回路は、挙動の（回路）モデルを用いてシミュレーションされる。このモデルは、アナログ又はデジタルとすることができるが、以下では、デジタル（FPGA）バージョンが考慮される。なぜなら、これが、現代の技術では最も柔軟なソリューションだからである。

【0059】

実現されるシミュレーションモデルは、切り替え挙動の詳細と組み合わせられる、基本の回路解析により得られる差分式を有する。例として、両方のIGBTがオフにされる場合、図1に示される回路に関する差分式は、 $d(V_{node})/dt = I_{bridge}/C_{node}$ のようなものになる。IGBTのどちらかがオンにされる場合、関係するIGBTのオン抵抗が原因で、余分な項が効果を示し始める。これらの差分式は、適切な時間ステップ及び離散（差分式）ソルバーを用いて離散化される。このソルバーは、回路における関心固有値（時定数）に対して堅牢でなければならない。この離散化処理は、従来技術において一般に既知であり、例えばK. Watanabe、D. M. Himmelblauによる「Analysis

10

20

30

40

50

s of trajectory errors in integrating ordinary differential equations」、Journal of the Franklin Institute、Volume 314、Issue 5、November 1982、Pages 283-321、ISSN 0016-0032において説明される。

【0060】

例として、差分式が、10nsの時間ステップを用いて、許容可能な精度でシミュレーションされることができると設定される。離散化された挙動を説明する差分式が、実際のFPGAデバイスの圏内であるように見える1nsクロック上で実行される場合、リアルタイムにおいてより10倍（即ち10ns/1ns）速い結果が得られることができる。言い換えると、サイクル時間の10%（上記の例では2μs）が経過したとき、完全なサイクル（20のμs）にわたり位相脚により生成される平均電圧の推定が実現される。これはまだ、時間における切り替えイベントの1つ又は複数を調整することにより修正されることが

10

【0061】

この例におけるシミュレーションは、2000ステップ（2μs/1ns）で実行する。最終的な実現において、実施形態におけるシミュレーションモデルに関して、可変時間ステップが用いられる。シミュレーションによれば、適切な可変ステップソルバーを用いて、およそ1000のステップを用いて、従ってこの例では、1μs以内にソリューションが発見されることができることが示された。

【0062】

シミュレーションは、デューティサイクルの特定の設定に関する平均スイッチノード電圧を提供する。スイッチタイミング（即ち上述したようなタイミング設定）を用いてこの電圧を補償することができるよう、スイッチタイミング変化へのこの電圧の感度が、発見される必要がある。この感度は、図4及び図9に示される「現実の挙動」曲線の勾配である。

20

【0063】

可能な手法は、スイッチタイミング・イベントに関する摂動された値を用いて、2つ又はこれ以上のシミュレーションモデルを並列に実行することである。ある実施形態において、異なるスイッチタイミングを持つ複数の同一のモデルが用いられる。それぞれは、単一の平均電圧を生成する。これらは、U_{desired}を再生するべきであるタイミングを取得するため、補間器24において用いられる。モデルの間の結果における差分は、タイミング変化に対する平均スイッチノード電圧の感度の直接的な表示である。この感度は、電圧補償に関して用いられることができる。斯かる平行に実行されるモデルの数は本質的に制限される。なぜなら、タイミングに対する小さな修正だけが目標とされるからである。

30

【0064】

本発明は、磁気モータを用いる駆動及び負荷コイルを含むアプリケーションにおいてしばしば適用されるような、電圧供給される電流出力増幅器から派生する例を用いて説明されてきた。しかしながら、本発明に基づき提案される手法は、容量性負荷を持ち、電流源により供給される電力増幅器に対しても有効である。この容量性負荷は、典型的な切り替え周波数で、それは電圧源のようにふるまう。斯かるアプリケーションの簡略化された実施形態が、図15に示される。そこでは、増幅器が、電流源I_{sup}により電力供給され、負荷回路は、電圧源V_{load}として描かれる。前述の例と同じく、2つのパワースイッチIGBT_{top}及びIGBT_{bot}の切り替えの間に不感時間間隔を導入することが好ましい。これは、負荷に供給される電流における非線形性を引き起こす。これらの非線形性の正味の影響は、加速された時間スケールにおける回路モデルのシミュレーションにより、再び計算されることができ

40

【0065】

本発明は好ましくは、フィードフォワードが電流又は電圧制御ループにおいて用いられるアプリケーションにおける、スイッチング電力増幅器において用いられる。例は、MRIグラジエント電流増幅器、ASML（PAAC、PADC）及びAssembly on

50

製品において用いられる運動制御増幅器、並びに、容量スピーカを供給する音声増幅器である。

【0066】

本発明が図面及び前述の説明において詳細に図示及び説明されたが、斯かる図示及び説明は、説明的又は例示的であると考えられ、本発明を限定するものではない。本発明は、開示された実施形態に限定されるものではない。図面、開示及び添付された請求項の研究から、開示された実施形態に対する他の変形が、請求項に記載の本発明を実施する当業者により理解され、実行されることができ。

【0067】

請求項において、単語「有する」は他の要素又はステップを除外するものではなく、不定冠詞「a」又は「an」は複数性を除外するものではない。単一の要素又は他のユニットが、請求項に記載される複数のアイテムの機能を満たすことができる。特定の手段が相互に異なる従属項に記載されるという単なる事実は、これらの手段の組み合わせが有利に使用されることができないことを意味するものではない。

【0068】

請求項における任意の参照符号は、発明の範囲を限定するものとして解釈されるべきではない。

10

【図1】

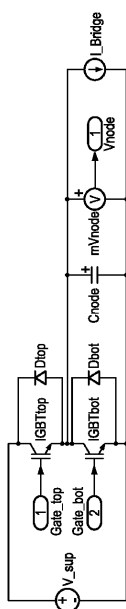
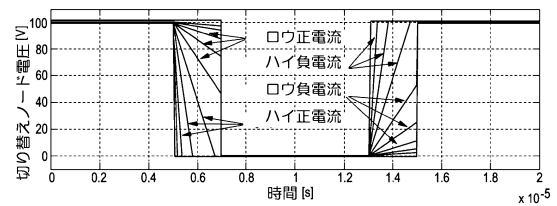
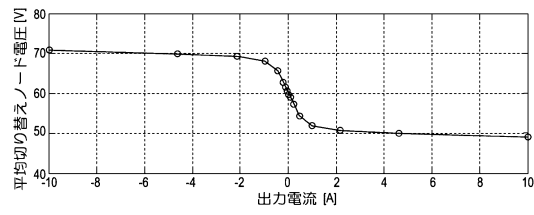


FIG. 1

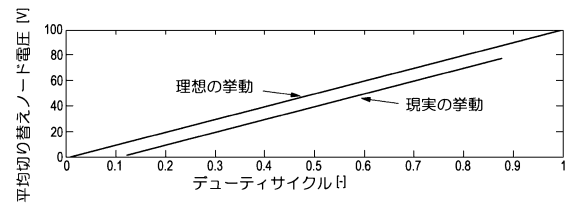
【図2】



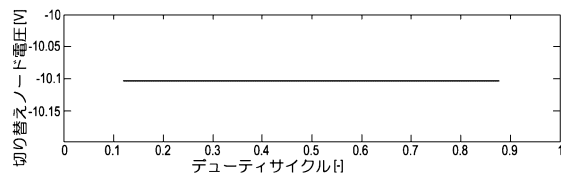
【図 3】



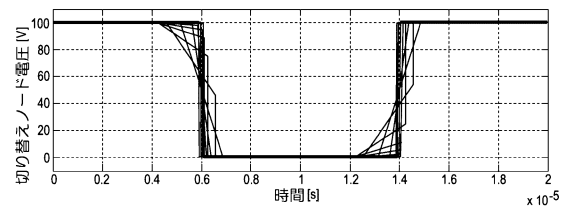
【図 4 A】



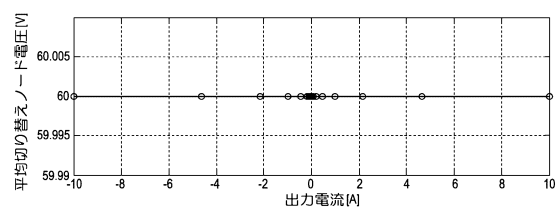
【図 4 B】



【図 5】



【图 6】



【図 7】

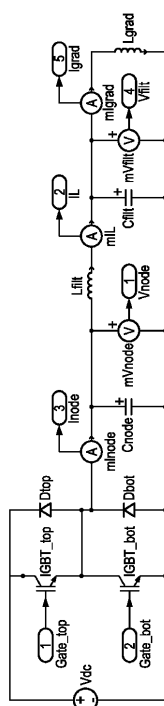
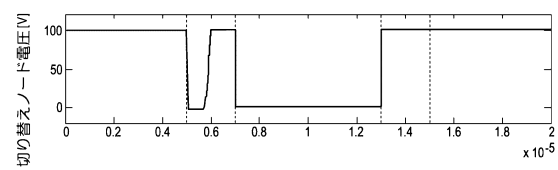
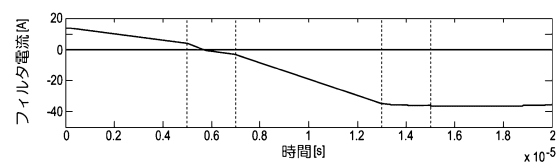


FIG. 7

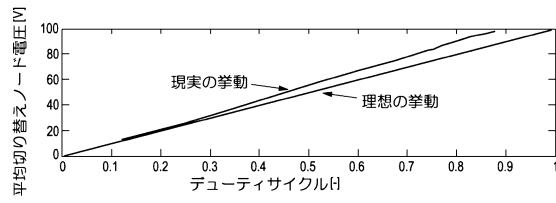
【図 8 A】



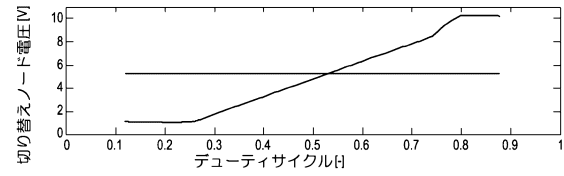
【図 8 B】



【図 9 A】



【図 9 B】



【図 10】

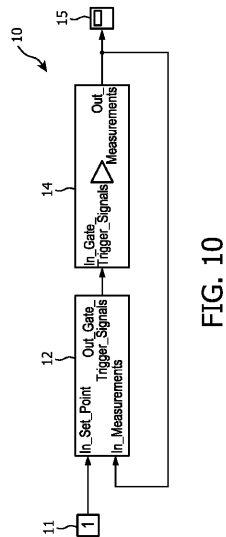


FIG. 10

【図 11】

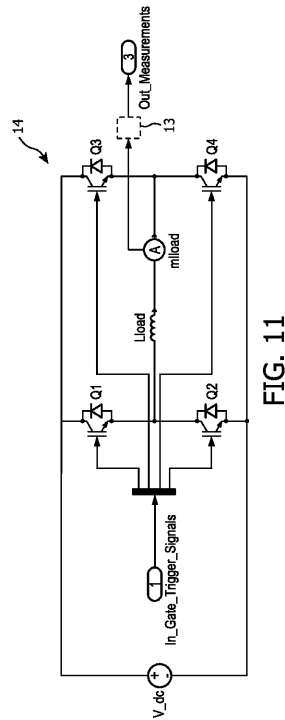


FIG. 11

【図 1 2】

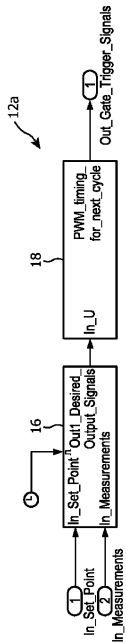


FIG. 12

【図 1 3】

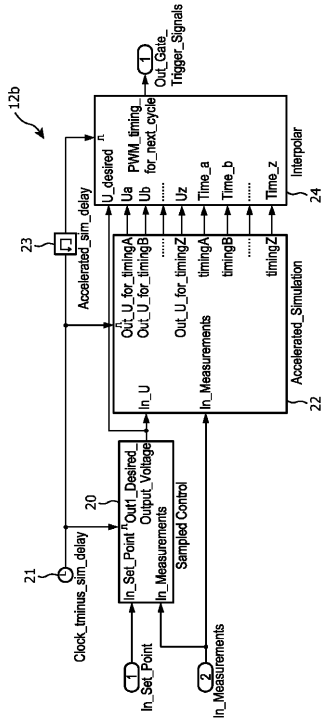
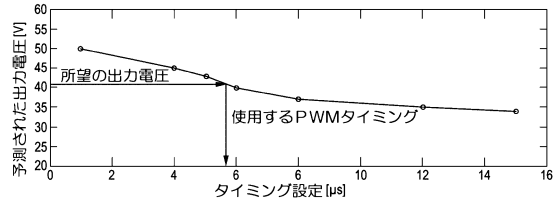


FIG. 13

【図 1 4】



【図 1 5】

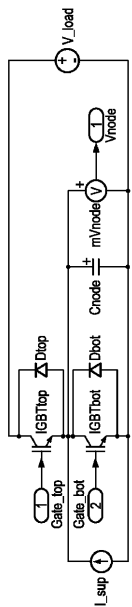


FIG. 15

フロントページの続き

(74)代理人 100163809

弁理士 五十嵐 貴裕

(72)発明者 ハイスマン ヘンドリック

オランダ国 5 6 5 6 アーエー アインドーフェン ハイ テック キャンパス ビルディング
4 4

審査官 松本 泰典

(56)参考文献 特開2002-064971 (JP, A)

特開2009-077523 (JP, A)

特開2005-012882 (JP, A)

特開2000-079108 (JP, A)

特開平02-095343 (JP, A)

米国特許出願公開第2004/0056644 (US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155

A61B 5/055

H02M 7/48