

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：96136727.

※ 申請日期：96.10.1

※IPC 分類：H02M 3/155 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法及裝置

二、申請人：(共 2 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

1. 賴炎生

2. 葉家安

代表人：(中文/英文)

住居所或營業所地址：(中文/英文)

1. (10608)台北市大安區忠孝東路三段一號台北科技大學電機系

2. (22046)板橋市江寧路3段123巷18號1樓

國 籍：(中文/英文)

1. 中華民國

2. 中華民國

三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 賴炎生

2. 葉家安

國 籍：(中文/英文)

1. 中華民國

2. 中華民國

四、聲明事項：

☒ 主張專利法第二十二條第二項 ☒ 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，其事實發生日期為：96 年 4 月 2 日。

說明：包含本發明的文章前於 2007 年 4 月 2 日於期刊公佈的論文（內容如附件 1）。

☐ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☐ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種電源轉換系統的驅動控制方法及裝置，特別是指一種自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法及裝置。

【先前技術】

數位控制的交換式電源轉換器具有較類比電源為佳的優點，包括控制電路不易老化、低功耗、易修改控制演算法，及易於設計及實現等，然而，快速類比數位轉換器是將電流及電壓感應及回饋至數位控制器，取樣頻率易影響其結果，例如：與類比取樣方法得到的責任週期相比，數位取樣方法若使用較高的責任週期時，則求得的頻率將較低，如此將造成誤差產生，因此，要解決前述問題，則必須提高取樣率，藉此降低其誤差。

但是提高取樣率需更長的轉換時間，作為反饋迴路的一部分，必然造成額外的相位延遲時間，除了和類比控制存在的相位延遲，轉換過程的延遲時間必然也會造成額外的等待循環，造成迴路的即時反應能力變差，且高取樣率的類比/數位轉換器價格也較為昂貴。

因此，為了避免延遲反應的問題及節省元件成本，勢必降低取樣頻率，而在低取樣頻率的條件下，可行的做法是在電流控制模式下，利用交換式電源轉換器的電感值計算出電感電流 i_L ，並藉此調控脈波訊號的責任週期，但是實際電感值難以量測或取得。

【發明內容】

有鑒於實際電感值難以量測或取得的問題，假設電源轉換系統可自行偵測電感參數，將有助於實行對於電源轉換系統能以低取樣率進行高精度的數位控制。

因此，本發明之目的，即在提供一種自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法及裝置。

於是，本發明自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法中，該電源轉換系統還包括一類比/數位轉換器、一換算模組及一控制模組，該方法包含下述步驟：(a)該類比/數位轉換器取得該電感的一輸入電壓、一輸出電壓及一電感電流；(b)該換算模組取得該輸入電壓、該輸出電壓及該電感電流之參數，並依據一第一預定公式將該等參數換算為該電感之電感參數，並將該電感參數代入一第二預定公式換算為一責任週期參數；及(c)該控制模組依據該責任週期參數產生一脈波控制訊號以行驅動控制。

本發明自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，該電源轉換系統係將一輸入電壓轉換為一輸出電壓，且包括一驅動單元、至少一受該驅動單元驅動啟閉的開關元件、一耦接該開關元件之電感，及一偵測該電感電流之電流偵測器。

該裝置包含一類比/數位轉換器、一換算模組及一控制模組；該類比/數位轉換器將該輸入電壓、該輸出電壓及該電感電流轉換為數位化參數；該換算模組具有一第一計算單元及一第二計算單元，該第一計算單元取得該輸入電壓

、該輸出電壓及該電感電流之參數，並依據一第一預定公式將該等參數換算為該電感之電感參數，該第二計算單元將該電感參數代入一第二預定公式換算為一責任週期參數；及該控制模組依據該責任週期參數產生一脈波控制訊號以藉由該驅動單元控制該開關元件的啟閉與否。

由於本發明採用的技術原理是可自行偵測電感參數，因此能有助於實行對於電源轉換系統能以低取樣率進行高精度的數位控制。

【實施方式】

有關本發明之前述及其他技術內容、特點與功效，在以下配合參考圖式之較佳實施例的詳細說明中，將可清楚的呈現。

參閱圖 1，本發明自動換算電感參數供電源轉換系統 100 驅動控制的裝置的一較佳實施例中，電源轉換系統 100 用以將一直流輸入電壓 $\hat{V}_{in}$ 轉換為一直流輸出電壓 $\hat{V}_{out}$ ，且電源轉換系統 100 包括一驅動單元 11、受驅動單元 11 驅動啟閉的二個開關元件 Q_1 、 Q_2 、耦接該等開關元件 Q_1 、 Q_2 的一電感 L 和一電容 C ，及一偵測該電感 L 所載電感電流 I_L 之電流偵測器 12。

本發明自動換算電感參數供電源轉換系統 100 驅動控制的裝置包含一類比/數位轉換器 13、一換算模組 14 及一控制模組 15；其中，類比/數位轉換器 13 是將類比式的輸入電壓 V_i 、輸出電壓 V_o 及電感電流 I_L 轉換為數位化的輸入電壓 $\hat{V}_{in}$ 、輸出電壓 $\hat{V}_{out}$ 及電感電流 $\hat{I}_{Lx}$ 等參數。

參閱圖 1 及圖 2，控制模組 15 包括一控制器 (controller)151 及一調變器(modulator)152，控制器 151 是接收參考電壓 V_{ref} 及回饋訊號計算後以預定控制模式輸出參考電流 I_{ref} ，調變器 152 則是依據換算模組 14 計算出的責任週期參數 $D(mT)$ 輸出調變訊號令驅動單元 11 輸出驅動訊號。

換算模組 14 包括一第一計算單元 141、一第二計算單元 142、第三計算單元 143 及一第四計算單元 144。

其中，第一計算單元 141 是取得輸入電壓 $\hat{V}_{in}$ 、輸出電壓 $\hat{V}_{out}$ 及電感電流 $\Delta\hat{I}_{Lx}$ 之參數，並依據一第一預定公式將該等參數換算為該電感 L 之電感參數 $\hat{L}$ ，用以求出該電感參數 $\hat{L}$ 所使用的該第一預定公式如公式 1 所示：

$$\hat{L} = \frac{\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}}{m}, \quad \text{且 } m = \frac{\Delta\hat{I}_{Lx}}{DT} \quad \text{公式 1}$$

其中， DT 為系統內部預定的一責任週期(Duty Cycle)，主要是在系統程式設計之初就預定好的參數，在本較佳實例中，且當責任週期 DT 大於 $0.5T$ 時，第一計算單元 141 是將責任週期 DT 是設定為 $0.5T$ ， $\Delta\hat{I}_{Lx}$ 為二取樣點的電流差值。

參閱圖 2 及圖 3，類比/數位轉換器 13 是以取樣週期 T_s 將電感電流 I_L 取樣，當責任週期 DT 小於 $0.5T$ 時，則第一個取樣電流值為 0，與第二個取樣電流值差值為 $\Delta\hat{I}_{Lx}$ ，又責任週期 DT 及週期 T 為已知，因此可計算出上升波段的斜率 m_1 及下降波段的斜率 m_2 ，再將二者結合以換算出電感參數 $\hat{L}$ 。

再參閱圖 2，第二計算單元 142 將公式 1 得到的該電感參數 $\hat{L}$ 代入一第二預定公式以換算為供回饋給調變器 152 所用的一在時間 mT 取樣的責任週期參數 $D(mT)$ ，主要用來使控

制模組 15 的調變器 152 可依據該責任週期參數 $D(mT)$ 產生一脈波控制訊號，驅動單元 11 即是藉由脈波控制訊號控制該等開關元件 Q_1 、 Q_2 的啟閉與否，第二預定如公式 2 所示：

$$D(mT) = \frac{\hat{L}}{(\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out})T} (I_{ref} - I_L(mT)) \quad \text{公式 2}$$

其中， $I_L(mT)$ 是在時間 mT 取樣的電感電流， I_{ref} 係控制器 151 輸出之參考電流。

第三計算單元 143 是將該電感參數 $\hat{L}$ 代入一第三預定公式以換算為一增益調整參數 K_p ，控制模組 15 之控制器 151 即依據該增益調整參數 K_p 調整增益大小。用以求得該增益調整參數 K_p 所使用的該第三預定公式如公式 3 所示：

$$K_p = \frac{CK_L}{\sqrt{2}H} \frac{|j\omega_{BW}|}{\sqrt{(CR_{ESR}j\omega_{BW})^2 + 1}} \left| \sqrt{\left(\frac{j\omega_{BW}}{K_a}\right)^2 + 1} \right| \text{ 且 } K_a = \frac{K_L K_m V_i}{\hat{L}} \quad \text{公式 3}$$

第四計算單元 144 將該電感參數 $\hat{L}$ 代入一第四預定公式以換算為一誤差調整參數 K_I ，控制模組 15 之控制器 151 即依據該誤差調整參數 K_I 控制誤差量以使輸出達到預設值，用以求得該誤差調整參數 K_I 所使用的該第四預定公式如公式 4 所示：

$$K_I = K_p \left(\frac{(1-2D)T}{2CK_L \hat{L}} + \frac{1}{CK_L K_m V_{in}} + \frac{1}{CR} \right) \quad \text{公式 4}$$

增益調整參數 K_p 、誤差調整參數 K_I 的計算可取用該電感參數 $\hat{L}$ ，其公式推導及其餘的預定參數意義可參考附件 1。

如表 1 至表 3 的換算公式可將其應用在後緣調變模式、前緣調變模式及三角波調變等模式的電感參數 $\hat{L}$ 計算。

表 1

	責任週期範圍	後緣調變模式	
控制模型		模型1	模型2
波峰電流模式	$D < 0.5$	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + D\hat{V}_{in}]$	$\hat{L} = \hat{V}_{out} \cdot \frac{0.5T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}}$
	$D > 0.5$	$\hat{L} = (\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}) \cdot \frac{0.5T}{\Delta \hat{I}_{Lx}}$	$\hat{L} = -\frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + (D - \frac{1}{2})\hat{V}_{in}]$
波谷電流模式	$D < 0.5$	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + D\hat{V}_{in}]$	$\hat{L} = \hat{V}_{out} \cdot \frac{0.5T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}}$
	$D > 0.5$	$\hat{L} = (\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}) \cdot \frac{0.5T}{\Delta \hat{I}_{Lx}}$	$\hat{L} = -\frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + (D - \frac{1}{2})\hat{V}_{in}]$

表 2

	責任週期範圍	前緣調變模式	
控制模型		模型1	模型2
波峰電流模式	$D < 0.5$	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + D\hat{V}_{in}]$	$\hat{L} = \hat{V}_{out} \cdot \frac{0.5T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}}$
	$D > 0.5$	$\hat{L} = (\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}) \cdot \frac{0.5T}{\Delta \hat{I}_{Lx}}$	$\hat{L} = -\frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + (D - \frac{1}{2})\hat{V}_{in}]$
波谷電流模式	$D < 0.5$	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + D\hat{V}_{in}]$	$\hat{L} = \hat{V}_{out} \cdot \frac{0.5T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}}$
	$D > 0.5$	$\hat{L} = (\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}) \cdot \frac{0.5T}{\Delta \hat{I}_{Lx}}$	$\hat{L} = -\frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(-\frac{1}{2})\hat{V}_{out} + (D - \frac{1}{2})\hat{V}_{in}]$

表 4

波峰電流模式	
後緣調變模式	$D(mT) = \frac{\hat{L}}{(\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out})T} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT))$
前緣調變模式	$D(mT) = \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{in}} + \frac{\hat{L}}{\hat{V}_{in}T} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT))$
三角波調變(模式1)	$D(mT) = \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{in}} + \frac{\hat{L}}{(\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out})T} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT))$
三角波調變(模式2)	$D(mT) = \frac{0.5\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{in} - 0.5\hat{V}_{out}} + \frac{\hat{L}}{(\hat{V}_{in} - 0.5\hat{V}_{out})T} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT))$

表 5

波谷電流模式	
後緣調變模式	$D(mT) = \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_{in}} + \frac{\hat{L}}{\hat{V}_{in}T} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT))$
前緣調變模式	$D(mT) = 1 + \frac{\hat{L}}{\hat{V}_oT} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT))$
三角波調變(模式1)	$D(mT) = \frac{\hat{V}_{out}}{0.5(\hat{V}_{in} + \hat{V}_{out})} + \frac{\hat{L}}{0.5(\hat{V}_{in} + \hat{V}_{out})T} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT))$
三角波調變(模式2)	$D(mT) = \frac{2\hat{L}}{\hat{V}_{out}T} (I_{ref}^* - \hat{I}_L(mT)) + 1$

表 4 及表 5 說明不同調變模式下的換算公式，以表 5 為例，其系統設計由類比/數位轉換器 13 產生輸入電壓 $\hat{V}_{in}$ 、輸出電壓 $\hat{V}_{out}$ 及電感電流 $\hat{I}_{Lx}$ 等參數，然後將其輸出給換算模組 14，換算模組 14 內建有如表 5 的換算公式，然後即可依據不同調變器 152 的調變模式使用適當的換算公式計算出責任週期參數 $D(mT)$ 以作為控制依據。

歸納上述，由於本發明自動換算電感參數 $\hat{L}$ 供電源轉換系統驅動控制的方法及裝置採用的技術原理是可自行偵測電感參數 $\hat{L}$ ，因此能有助於實行對於電源轉換系統能以低取樣率進行高精度的數位控制。

惟以上所述者，僅為本發明之較佳實施例而已，當不能以此限定本發明實施之範圍，即大凡依本發明申請專利範圍及發明說明內容所作之簡單的等效變化與修飾，皆仍屬本發明專利涵蓋之範圍內。

【圖式簡單說明】

圖 1 是一系統方塊圖，說明本發明自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置的一較佳實施例；

圖 2 是一電路方塊圖，說明該較佳實施例具有的一換算模組；及

圖 3 是一波形圖，說明以取樣週期 T_s 將電感電流 I_L 取樣，且當責任週期 DT 為已知時，可計算出上升波段的斜率 m_1 及下降波段的斜率 m_2 ，進而推算出電感值 $\hat{L}$ 。

【主要元件符號說明】

100 ····· 電源轉換系統	$D(mT)$ ····· 責任週期參數
11 ····· 驅動單元	I_{ref} ····· 參考電流
12 ····· 電流偵測器	K_I ····· 誤差調整參數
13 ····· 類比/數位轉換器	K_P ····· 增益調整參數
14 ····· 換算模組	L ····· 電感
141 ····· 第一計算單元	Q_1 、 Q_2 ··· 開關元件
142 ····· 第二計算單元	$\hat{V}_{in}$ ····· 輸入電壓
143 ····· 第三計算單元	$\hat{V}_{out}$ ····· 輸出電壓
144 ····· 第四計算單元	V_{ref} ····· 參考電壓
15 ····· 控制模組	V_i 、 $\hat{V}_{in}$ ··· 輸入電壓
151 ····· 控制器	V_o 、 $\hat{V}_{out}$ ··· 輸出電壓
152 ····· 調變器	I_L 、 $\hat{I}_{Lx}$ ··· 電感電流
C ····· 電容	

五、中文發明摘要：

一種自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法，該電源轉換系統還包括一類比/數位轉換器、一換算模組及一控制模組，該方法包含下述步驟：(a)該類比/數位轉換器取得該電感的一輸入電壓、一輸出電壓及一電感電流；(b)該換算模組取得該輸入電壓、該輸出電壓及該電感電流之參數，並依據一第一預定公式將該等參數換算為該電感之電感參數，並將該電感參數代入一第二預定公式換算為一責任週期參數；及(c)該控制模組依據該責任週期參數產生一脈波控制訊號以行驅動控制。

六、英文發明摘要：

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (1) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

100 …… 電源轉換系統	K_I …… 誤差調整參數
11 …… 驅動單元	K_P …… 增益調整參數
12 …… 電流偵測器	L …… 電感
13 …… 類比/數位轉換器	Q_1 、 Q_2 …… 開關元件
14 …… 換算模組	$\hat{V}_{in}$ …… 輸入電壓
15 …… 控制模組	$\hat{V}_{out}$ …… 輸出電壓
151 …… 控制器	V_{ref} …… 參考電壓
152 …… 調變器	V_i 、 $\hat{V}_{in}$ …… 輸入電壓
C …… 電容	V_o 、 $\hat{V}_{out}$ …… 輸出電壓
$D(mT)$ …… 責任週期參數	I_L 、 $\hat{I}_{Lx}$ …… 電感電流
I_{ref} …… 參考電流	

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

表 3

	責任週期範圍	三角波調變模式	
控制模型		模型1	模型2
波峰 電流 模式	Duty < 2*shift	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [D\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$	$\hat{L} = \hat{V}_{out} \cdot \frac{0.5T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}}$
	2*shift < Duty < (1 - 2*shift)	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(\frac{D}{2} + shift)\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$	$\hat{L} = \frac{T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}} [(\frac{D}{2} - shift)\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$
	Duty > (1 - 2*shift)	$\hat{L} = (\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}) \cdot \frac{0.5T}{\Delta \hat{I}_{Lx}}$	$\hat{L} = -\frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(D - \frac{1}{2})\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$
波谷 電流 模式	Duty < 2*shift	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [D\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$	$\hat{L} = \hat{V}_{out} \cdot \frac{0.5T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}}$
	2*shift < Duty < (1 - 2*shift)	$\hat{L} = \frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(\frac{D}{2} + shift)\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$	$\hat{L} = \frac{T}{-\Delta \hat{I}_{Lx}} [(\frac{D}{2} - shift)\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$
	Duty > (1 - 2*shift)	$\hat{L} = (\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}) \cdot \frac{0.5T}{\Delta \hat{I}_{Lx}}$	$\hat{L} = -\frac{T}{\Delta \hat{I}_{Lx}} [(D - \frac{1}{2})\hat{V}_{in} - \frac{1}{2}\hat{V}_{out}]$

註：表 3 中的 shift 為取樣位置偏移量。

以表 1 為例，其系統設計由類比/數位轉換器 13 產生輸入電壓 $\hat{V}_{in}$ 、輸出電壓 $\hat{V}_{out}$ 及電感電流 $\hat{I}_{Lx}$ 等參數，然後將其輸出給換算模組 14，換算模組 14 內建有如表 1 的換算公式，然後即可依據不同控制器 151 的控制模型及不同調變器 152 的調變模式使用適當的換算公式計算出電感參數 $\hat{L}$ 。至於模型 1 及模型 2，可由圖 3 來說明，模型 1 指 $\Delta \hat{I}_{Lx}$ 的差值取得為第一取樣與第二取樣之差，模型 2 指 $\Delta \hat{I}_{Lx}$ 的差值取得為第二取樣與第三取樣之差。

如表 4 及表 5 所示，熟知本項技術領域者亦可採用本發明的技術原理，依據前述計算得到的電感參數 $\hat{L}$ 結果，可計算出波峰電流模式及波谷電流模式的責任週期參數 $D(mT)$ 以作為控制依據。

十、申請專利範圍：

1. 一種自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法，該電源轉換系統還包括一類比/數位轉換器、一換算模組及一控制模組，該方法包含下述步驟：

(a)該類比/數位轉換器取得該電感的一輸入電壓、一輸出電壓及一電感電流；

(b)該換算模組取得該輸入電壓、該輸出電壓及該電感電流之參數，並依據一第一預定公式將該等參數換算為該電感之電感參數，並將該電感參數代入一第二預定公式換算為一責任週期參數，

該第一預定公式為： $\hat{L} = \frac{\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}}{m}$ ，且 $m = \frac{\Delta \hat{I}_{Lx}}{DT}$ ；

該第二預定公式為： $D(mT) = \frac{\hat{L}}{(\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out})T} (I_{ref} - I_L(mT))$ ；

其中的 $\hat{L}$ 為該電感參數， $\hat{V}_{in}$ 為該輸入電壓， $\hat{V}_{out}$ 為該輸出電壓， $\Delta \hat{I}_{Lx}$ 為二取樣點的電感電流差值， DT 為該電源轉換系統內部預定的一責任週期； $D(mT)$ 為責任週期參數， I_{ref} 係參考電流，及 $I_L(mT)$ 是在時間 mT 取樣的電感電流；及

(c)該控制模組依據該責任週期參數產生一脈波控制訊號以行驅動控制。

2. 依據申請專利範圍第 1 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法，其中，責任週期 DT 大於 $0.5T$

時，責任週期 DT 係設定為 $0.5T$ 代入該第一預定公式換算出該電感參數；及責任週期 DT 小於 $0.5T$ 時，利用該電感電流的上升波段的斜率 m_1 及下降波段的斜率 m_2 將二者結合以換算出該電感參數 $\hat{L}$ 。

3. 依據申請專利範圍第 1 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法，其中，更包含下述步驟：

(d)該換算模組將該電感參數代入一第三預定公式以換算為一增益調整參數；及

(e)該控制模組依據該增益調整參數調整增益大小。

4. 依據申請專利範圍第 3 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法，其中用以求得該增益調整參數 K_p 所使用的該第三預定公式為：

$$K_p = \frac{CK_L}{\sqrt{2}H} \frac{|j\omega_{BW}|}{\sqrt{(CR_{ESR}j\omega_{BW})^2 + 1}} \left| \sqrt{\left(\frac{j\omega_{BW}}{K_a}\right)^2 + 1} \right| \text{ 且 } K_a = \frac{K_L K_m V_i}{\hat{L}} ;$$

其中， $\hat{L}$ 為該電感參數，其餘參數則為系統預定參數。

5. 依據申請專利範圍第 1 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法，其中，更包含下述步驟：

(d)該換算模組將該電感參數代入一第四預定公式以換算為一誤差調整參數；及

(e)該控制模組依據該誤差調整參數控制誤差量以使輸出達到預設值。

6. 依據申請專利範圍第 5 項所述自動換算電感參數供電源

轉換系統驅動控制的方法，其中用以求得該誤差調整參數 K_I 所使用的該第四預定公式為：

$$K_I = K_P \left(\frac{(1-2D)T}{2CK_L \hat{L}} + \frac{1}{CK_L K_m V_{in}} + \frac{1}{CR} \right);$$

其中， $\hat{L}$ 為該電感參數，其餘參數則為系統預定參數。

7. 依據申請專利範圍第 1 至 6 項其中任一項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的方法，其中該控制模組是採用一後緣調變模式、一前緣調變模式或一三角波調變模式產生該脈波控制訊號。
8. 一種自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，該電源轉換系統係將一輸入電壓轉換為一輸出電壓，且包括一驅動單元、至少一受該驅動單元驅動啟閉的開關元件、一耦接該開關元件之電感，及一偵測該電感電流之電流偵測器，該裝置包含：

一類比/數位轉換器，將該輸入電壓、該輸出電壓及該電感所載電流轉換為數位化參數；

一換算模組，具有一第一計算單元及一第二計算單元，該第一計算單元取得該輸入電壓、該輸出電壓及該電感電流之數位化參數，並依據一第一預定公式將該等數位化參數換算為該電感之電感參數，該第二計算單元將該電感參數代入一第二預定公式換算為一責任週期參數，

該第一預定公式為： $\hat{L} = \frac{\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out}}{m}$ ，且 $m = \frac{\Delta \hat{I}_{Lx}}{DT}$ ；

該第二預定公式為： $D(mT) = \frac{\hat{L}}{(\hat{V}_{in} - \hat{V}_{out})T} (I_{ref} - I_L(mT))$ ；

其中的 $\hat{L}$ 為該電感參數， $\hat{V}_{in}$ 為該輸入電壓， $\hat{V}_{out}$ 為該輸出電壓， $\Delta \hat{I}_{Lx}$ 為二取樣點的電感電流差值，及 DT 為該電源轉換系統內部預定的一責任週期； $D(mT)$ 為責任週期參數， $I_L(mT)$ 是在時間 mT 取樣的電感電流，及 I_{ref} 係參考電流；及

一控制模組，依據該責任週期參數產生一脈波控制訊號藉由該驅動單元控制該開關元件的啟閉與否。

9. 依據申請專利範圍第 8 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，其中，責任週期 DT 大於 $0.5T$ 時，責任週期 DT 係設定為 $0.5T$ 代入該第一預定公式換算出該電感參數；及責任週期 DT 小於 $0.5T$ 時，利用該電感電流的上升波段的斜率 m_1 及下降波段的斜率 m_2 將二者結合以換算出該電感參數 $\hat{L}$ 。

10. 依據申請專利範圍第 8 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，其中，

該換算模組將該電感參數代入一第三預定公式以換算為一增益調整參數；及

該控制模組依據該增益調整參數調整增益大小。

11. 依據申請專利範圍第 10 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，其中用以求得該增益調整參

數 K_p 所使用的該第三預定公式為：

$$K_p = \frac{CK_L}{\sqrt{2H}} \frac{|j\omega_{BW}|}{\sqrt{(CR_{ESR}j\omega_{BW})^2 + 1}} \left| \sqrt{\left(\frac{j\omega_{BW}}{K_a}\right)^2 + 1} \right| \text{ 且 } K_a = \frac{K_L K_m V_i}{\hat{L}} ;$$

其中， $\hat{L}$ 為該電感參數，其餘參數則為系統預定參數。

12. 依據申請專利範圍第 8 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，其中，

該換算模組將該電感參數代入一第四預定公式以換算為一誤差調整參數；及

該控制模組依據該誤差調整參數控制誤差量以使輸出達到預設值。

13. 依據申請專利範圍第 12 項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，其中用以求得該誤差調整參數 K_I 所使用的該第四預定公式為：

$$K_I = K_p \left(\frac{(1-2D)T}{2CK_L \hat{L}} + \frac{1}{CK_L K_m V_{in}} + \frac{1}{CR} \right) ;$$

其中， $\hat{L}$ 為該電感參數，其餘參數則為系統預定參數。

14. 依據申請專利範圍第 8 至 13 項其中任一項所述自動換算電感參數供電源轉換系統驅動控制的裝置，其中該控制模組是採用一後緣調變模式、一前緣調變模式或一三角波調變模式產生該脈波控制訊號。

第96136727號申請案替換版(修正日期:100年3月)
十一、圖式:

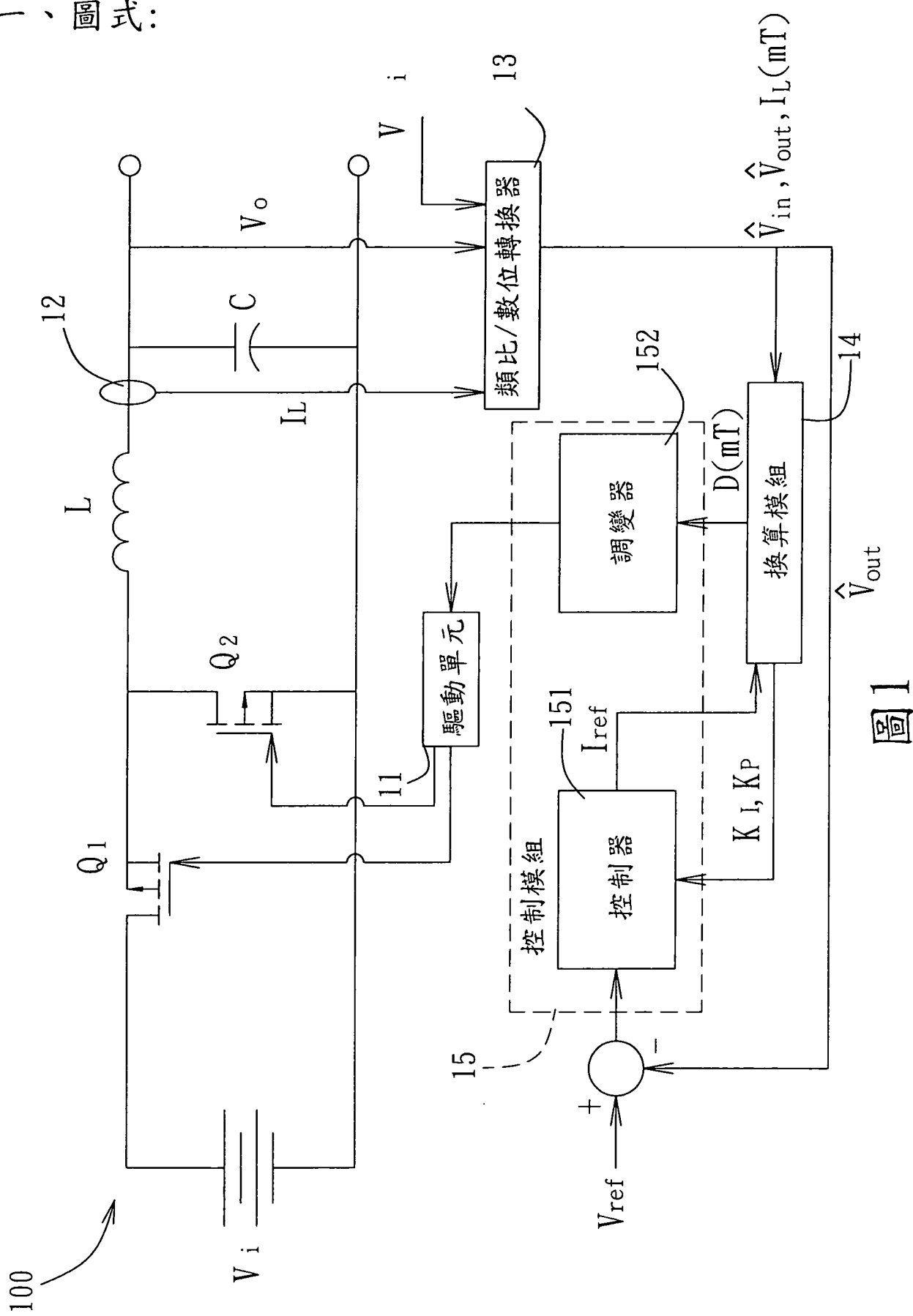


圖1

第96136727號申請案替換版(修正日期:100年3月)

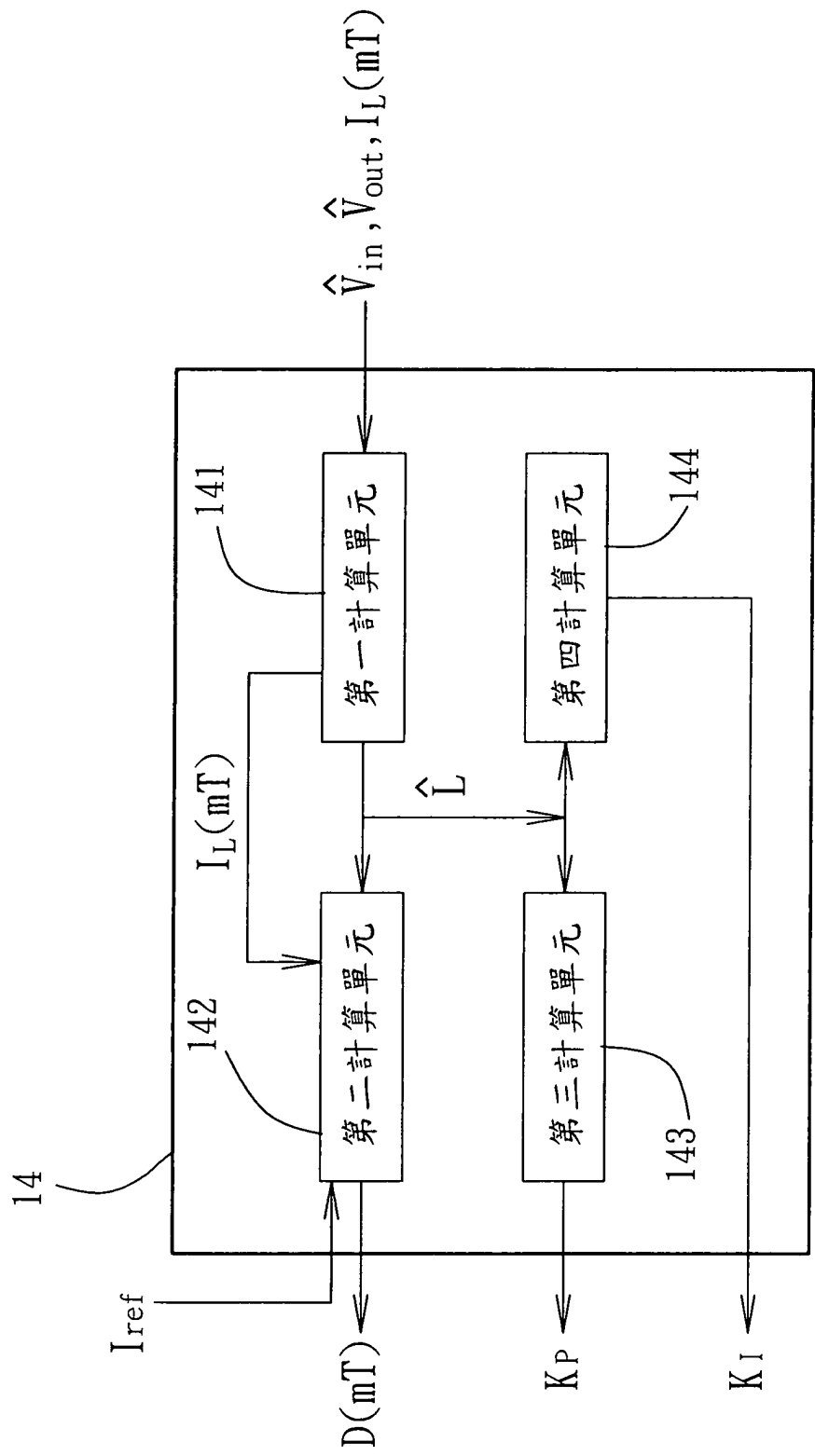


圖2

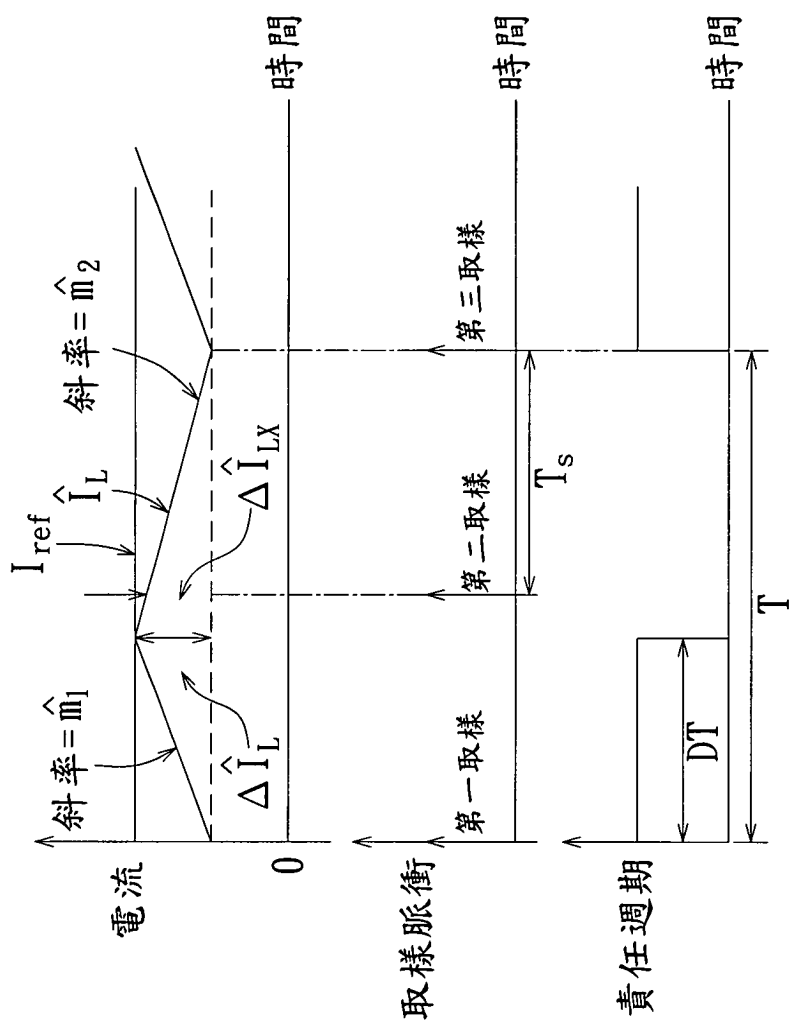


圖3