

申請日期	91 9 13
案 號	91120997
類 別	H02M 3/335

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

578360

發明專利說明書

一、發明 新 型 名 稱	中 文	合成漣波調整器
	英 文	SYNTHETIC RIPPLE REGULATOR
二、發明 創 作 人	姓 名	1. 麥克 M. 沃特斯 2. 弗雷迪默 穆瑞托 MICHAEL M. WALTERS VLADIMIR MURATOV 3. 史戴芬 沃澤米爾 魏特 STEFAN WLODZIMIERZ WIKTOR
	國 籍	均美國 U.S.A.
三、申請人	住、居所	1. 美國北卡羅萊納州艾佩克市日落草地大道1029號 1029 SUNSET MEADOWS DRIVE, APEX, NC 27523, U.S.A. 2. 美國新罕布夏州曼徹斯特市APT#28大河路490號 490 RIVER ROAD, APT. #28, MANCHESTER, NH 03104, U.S.A. 3. 美國北卡羅萊納州拉雷市布絨利路917號 917 BROMLEY WAY, RALEIGH, NC 27615, U.S.A.
	姓 名 (名 稱)	美商因特希爾公司 INTERSIL AMERICAS INC.
三、申請人	國 籍	美國 U.S.A.
	住、居所 (事務所)	美國加州艾維尼市艾維尼中央大道7585號 7585 IRVINE CENTER DRIVE, SUITE 100, IRVINE, CALIFORNIA 92618, U.S.A.
三、申請人	代 表 人 姓 名	保羅 A. 柏克夫 PAUL A. BERNKOPF

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大 類：
I P C 分類：

A6
B6

本案已向：

國（地區）	申請專利，申請日期：	案號：	， ☐ 有 ☐ 無主張優先權
美國	2002年01月29日	60/352,683	☒ 有 ☐ 無主張優先權
美國	2002年09月06日	10/236,787	☒ 有 ☐ 無主張優先權

有關微生物已寄存於： 寄存日期： ，寄存號碼：

裝
訂
線

五、發明說明() 1

相關申請案交互參考

本申請案主張共同申請之臨時專利申請案之利益，其序號為60/352,683，2002年1月29日申請，標題「合成漣波調整器」，發明人為M. Walters等人，讓渡給本申請案之受讓人，並且將其披露併入本文。

發明領域

本發明通常是關於電源供應電路及其組件，並特別針對供一DC-DC轉換器使用之一合成漣波調整器。本發明之合成漣波調整器產生一人造或合成漣波波形，其控制轉換器的切換操作，減少輸出漣波並改進DC精確性。

發明背景

整合電路之電力通常由一或更多直接電流(DC)電源提供。在許多應用中，該電路可能要求複數的調節電壓，其與可用的供應電壓(其可能相當低，例如三伏特或更少，特別在低電流消耗較理想處，如可攜式、電池式裝置)不同。此外，在許多應用中，負載電流可能在大小上有所不同。針對這些要求，使用基於脈衝或漣波產生器之轉換器已經成為普遍實踐，如圖1中顯示之類型的一遲滯或「開關式」轉換器。

該基於漣波產生器之DC-DC電壓轉換器使用一較簡單之控制機制並提供對一負載瞬變的一快速反應。該漣波調整器的切換頻率是非同步的，其在想要直接控制切換頻率或切換邊緣的應用中是有利的。為此目的，圖1的漣波調整器使用一遲滯比較器10，其控制一閘極驅動電路20，其

五、發明說明(2)

相應的輸出驅動端口22及23與一對電力切換裝置的控制或閘極驅動輸入耦合，該對裝置各自顯示為一上方P-MOSFET(或PFET)裝置30及一下方N-MOSFET(或NFET)裝置40。這些FET切換裝置的汲極/源極路徑在第一及第二參考電壓(Vdd及接地(GND))間串聯耦合。

閘極驅動電路20控制切換或開關兩個切換裝置30及40，根據比較器10提供的一脈衝寬度調變(PWM)切換波形(例如在圖2時間圖中的PWM所示)。該上方PFET裝置30由閘極驅動20應用一上方閘極切換信號UG進行開關，該信號發送至PFET裝置20的閘極，而NFET裝置30由閘極驅動20應用一下方閘極切換信號LG進行開關，該信號發送至NFET裝置30的閘極。

兩電源FET 30/40間的一共同或相電壓節點35通過一電感器50與一電容器60耦合，該電容器60參考一規定電壓(例如ground(GND))。電感器50與電容器60間的連接55是作為輸出節點，從其導出一輸出電壓輸出(如圖2所示的三角形波形輸出)。為了調整相對於一規定參考電壓的輸出電壓，輸出節點與遲滯比較器10的一第一反相(-)輸入11、一第二非反相(+)輸入12耦合，其耦合是為接收一DC參考電壓。

在該遲滯或'開關式'調整器中，當節點55的輸出電壓Vout下降至低於參考電壓參考時(減去比較器的固有遲滯電壓 Δ)，由遲滯比較器10產生的輸出PWM信號波形轉變為一第一狀態(例如變高)；當輸出電壓Vout超過參考電壓

五、發明說明(3)

加遲滯電壓 Δ 時，比較器的PWM輸出轉變為一第二狀態(例如變低)。負載的增加之應用將導致輸出電壓(V_{out})降至低於參考電壓，對此比較器10引發開極驅動打開上方切換裝置30。由於該轉換器是非同步的，開極驅動控制信號不等待一非同步時脈，而這在多數固定頻率PWM控制方案中是很普遍的。

涉及到該類型漣波調整器的原則包含：高漣波電壓、DC電壓精確性及切換頻率。由於遲滯比較器10直接設定漣波電壓 V_{out} 的大小，使用一更小遲滯 Δ 將減小電源轉換效率，因為切換頻率隨著遲滯變小而增加。為了控制DC輸出電壓，其是漣波波形的一函數，將調節輸出漣波電壓(圖2中顯示的輸出)的波峰71及波谷72。對於顯示的三角形波形，輸出電壓的DC值是PWM工作係數的一函數。當通過電感器50的電流變為非連續，產生較短的'尖峰'，其之間是較長周期的低電壓，輸出電壓波形在輕負載時也會改變，如圖2中DISCON波形所示。由於漣波電壓波形隨著輸入線及負載狀況而不同，維持嚴格的DC調節較困難。

另外，電容器科技的改進將改變漣波波形。特別地，陶瓷電容器科技的目前狀況使得陶瓷電容器的等效串聯電阻或ESR(其產生圖2所示輸出電壓波形的分段線性或三角形波形)可以降至非常低的數值。然而，在非常低的ESR值下，輸出電壓的漣波形狀從三角形變為一非線性形狀(例如拋物線及正弦曲線)。這導致輸出電壓溢出遲滯門限，並引起更高的雙波峰漣波。結果，當在一漣波調整器中使

五、發明說明()

4

用時，想要降低DC-DC轉換器中輸出電壓漣波的改進實際上可導致增強的漣波。

發明概要

依據本發明，傳統漣波調整器的缺點，包含以上所述，藉由一合成漣波調整器之方法有效消除，其可有效產生一輔助電壓波形，例如一有效複製或映射通過輸出電感器的波形漣波電流，並使用該輔助電壓波形控制遲滯比較器之轉換。使用這樣一重新構造之電流漣波調節導致低輸出漣波、輸入電壓前饋及簡單化補償。

將穿過電感器的電壓與一跨導放大器(其輸出供應一具有一斜坡電流的'漣波電壓'電容器，該斜坡電流與穿過電感器之電壓成正比)耦合，可以輕易地產生輔助電壓波形。由於穿過一電流驅動電容器的電壓與穿過一電壓驅動電感器的電流等效，使用與穿過電感器電壓成正比的一電流驅動漣波電容器，將提供理想的控制遲滯比較器的波形形狀。對於一步驟輸入電壓改變，該斜坡電流將成比例改變，以更改電源切換裝置的導電間隔。

將一錯誤放大器插入遲滯比較器的上游，並與其耦合以接收調節參考電壓。該錯誤放大器用來增加DC調節精確性，提供高DC增強以減少由於漣波波形、不同偏移量及其它錯誤引起的錯誤。該錯誤放大器的輸出跟隨負載電流，並供應給遲滯比較器的參考輸入。

圖式之簡單說明

圖1概略地說明了一基於傳統漣波調整器的DC-DC電壓

五、發明說明 (5)

轉換器的一般結構；

圖2是一時序圖，其顯示PWM及與圖1的基於漣波調整器之DC-DC電壓轉換器操作相關聯的輸出電壓波形；

圖3概略地說明了依據本發明之合成漣波調整器的一般構造；

圖4概略地說明了圖3的合成漣波調整器的一非限制實現；

圖5是一時序圖，其顯示與圖3及4的合成漣波調整器之操作相關聯的波形；及

圖6顯示圖4的跨導放大器，其作為兩個獨立受控跨導放大器實現。

發明之詳細說明

在說明本發明的合成漣波調整器的一非限制但較佳具體實施例前，應說明本發明主要在於傳統電路組件的一安排，及將其併入上述類型一遲滯控制器中的方式。請理解本發明可以其它不同實現方式來具體實施，而且不應解釋為只限於本文中顯示及說明的具體實施例。相反地，這裏所顯示及說明的實現範例只是為了提供與本發明有關的那些細節，從而不至於將本披露與對於熟練本技藝者十分明顯的細節混淆，其從本說明中獲益。貫穿本文及圖式，同樣的數字表示同樣的零件。

現在請看圖3，其概略地說明了依據本發明之合成漣波調整器的一般構造。如上述簡單說明，及如圖3中顯示的合計單位100，依據本發明的合成漣波調整器將一輔助漣

五、發明說明 (6)

波電壓(漣波)注入反饋通道，至遲滯比較器10的輸入11，使得其與輸出電壓在節點55相結合。該輔助波形要與轉換器的切換間隔同步，並具有對應於電感器中電流波形的一形狀，其在本範例中，是一三角形波形漣波電流。

請注意，依據下列等式(1)，通過一電壓驅動電感器的電流與穿過一電流驅動電容器的電壓等效，因而這樣一電壓波形可輕易產生：

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int V_L * dt$$

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C * dt \quad (2)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \left[\int_0^{t_{ON}} (Input - Output) dt - \int_{t_{ON}}^T Output * dt \right] \quad (1)$$

同樣，穿過一電容器的電壓如等式(2)所說明：

使用與穿過電感器電壓成正比的一電流驅動一電容器，將提供理想的波形形狀。在間隔 t_{on} 期間，流向電容器的驅動電流 I_c 與'輸入'成正比，在剩下的間隔 $(T-t_{on})$ 期間，其小於'輸出'並與'輸出'成正比。

產生實現圖3的合成漣波調整器中的此類漣波波形的一非限制實現在圖4中概略地說明，其包含與一'漣波電壓'電容器120耦合的一跨導放大器110。該跨導放大器110產生一輸出電流 I_{RAMP} ，依據等式(1)，其與穿過電感器50的電壓成正比。漣波電壓電容器120將該電流轉換成一代表電感器電流的電壓，其具有理想的波形形狀。基於電感器電流同步化漣波波形的一好處就是固有的前饋特性。對於一

五、發明說明 (7)

步驟輸入電壓改變，電流 I_{RAMP} 將成比例改變，以更改電源切換裝置的導電間隔。

為此目的，跨導放大器110有一第一非反相(+)輸入111，其在電感器50的一端與相位節點35耦合，而一第二(-)輸入112在電感器的另一端與輸出電壓節點55耦合，使得跨導放大器10'看見'穿過電感器的電壓。輸出電壓節點55進一步與電容器120的一第一終端121及一插入遲滯比較器10上游的錯誤放大器130的反相(-)輸入141耦合。錯誤放大器130是用來增加DC調節精確性、提供高DC增強以減少由於漣波波形、不同偏移量及其它錯誤引起的錯誤。錯誤放大器130有一耦合的第二非反相(+)輸入132，以接受電壓參考，而其輸出133與遲滯比較器10的非反相(+)輸入12耦合。在圖4的配置中，錯誤放大器130的輸出跟隨負載電流。跨導放大器110的輸出113與電容器120一第二終端122及遲滯比較器10的反相(-)輸入11相耦合。

圖3及4中合成漣波調整器的操作可以通過參考圖5的波形時序圖集來理解。為了提供一非限制範例，調整器電壓設置為一參考值=1 VDC，並且遲滯比較器10以 ± 100 mV的遲滯現象運行。電感器50的感應係數為 $1\ \mu\text{H}$ ，而輸出電容為 $10\ \mu\text{F}$ 。線 M1(在 $30\ \mu\text{sec}$ 時間標誌)代表輸入電壓的一變化，其從M1之前3.6 VDC的值變為M1上及其後的4.2 VDC的值。

上方波形501對應於穿過漣波電壓電容器120產生的漣波電壓；中間波形502為通過電感器50的電流，而下方波形

五、發明說明 (8)

503為節點55上的輸出電壓。相應的漣波及電感器電流波形501及502的類似處是顯而易見的，如其各自在 $t=20\ \mu\text{s}$ 及 $t=50\ \mu\text{s}$ 時的步驟轉變511/521及512/522。如波形502所顯示，轉換器最初為一輸入供應電壓3.6 VDC提供一值為100 mA的電感器電流。該電感器電流是非連續的，並且切換頻率有一比較穩定的值，其為900 KHz。

如波形502中的瞬變521($t=20\ \mu\text{s}$)，負債電流有一逐步(X10)增加，從100 mA至1 A的值，而切換頻率增加至1.5 MHz 的一頻率。從輸出電壓波形503，可看到在該瞬變中發生的漣波531的量比較小(只有 $\pm 3\ \text{mV}$ ，其遠低於圖1的先前技藝調整器的量($\pm 100\ \text{mV}$)，其發生在非連續操作中，負載電流=100 mA，然後降至 $\pm 1.5\ \text{mV}$)。

在M1或 $t=30\ \mu\text{s}$ 時間標誌，在輸入電壓有一逐步增加，從3.6 VDC 至4.2 VDC，並且切換頻率幾乎增加至2.3 MHz，然而波形501、502及503的水平都保持穩定。隨後，在 $t=50\ \mu\text{s}$ ，在電感器/負載電流波形501中有一逐步瞬變512，其從1 A降至100 mA，而切換頻率穩定在1.3 MHz 的值上。如可從輸出電壓波形503看出，就像發生在 $t=20\ \mu\text{s}$ 瞬變的漣波531，該進一步瞬變的漣波532的量也較小(只有 $\pm 3\ \text{mV}$ 並降至 $\pm 1.5\ \text{mV}$)，因此輸出電壓在電壓參考為1 VDC的值上受到有效調節。

從以上說明中可理解到，本發明的合成漣波調整器可有效複製通過輸出電感器的波形漣波電流，並使用該輔助映射電壓波形控制遲滯比較器之轉換。使用這樣一重新構造

五、發明說明(9)

之電流漣波調節將導致低輸出漣波、輸入電壓前饋及簡單化補償。作為基於穿過輸出電感器的電壓而合成一輔助漣波波形的替代方法，可使用一具有參考接地漣波的求和節點。也可為具有固定輸入及輸出電壓級別的應用預定斜坡電流。此外，可將跨導放大器連接至一閘極輸入信號而不是相位節點。

而且，跨導放大器110的功能性可通過兩個獨立受控跨導放大器實現，如圖6中150及160所示。在該方法中，跨導放大器150將其輸入與輸入節點耦合，而跨導放大器160將其輸入與輸出節點55耦合。這些放大器的輸出有選擇地通過一類比多工器170切換至電容器120及遲滯比較器10的反相(-)輸入11。該替代配置使得該斜坡電流更精確受控，從而改進線性。

儘管我們已經顯示及說明依據本發明一具體實施例，應理解同樣應用不只限於此，而是容許許多改變及修改，這是熟悉本技藝者所知的，因此我們不願侷限於本文中顯示及說明的細節，而是想要涵蓋所有這樣的改變及修改，其對具有本技藝一般水平者也是明顯的。

四、中文發明摘要(發明之名稱: 合成漣波調整器)

本發明揭示一種供一DC-DC轉換器使用之合成漣波調整器，該合成漣波調整器可產生一輔助電壓波形，該輔助電壓波形可有效複製通過一輸出電感器的波形漣波電流，並使用該輔助電壓波形控制一遲滯比較器之轉換。在一非限制實現中，一跨導放大器監控穿過該電感器的電壓，並向一漣波波形電容器提供一代表電感器電壓的電流，從而產生該輔助電壓波形。使用該複製電感器電流進行漣波調節導致低輸出漣波、輸入電壓前饋及簡單化補償。

英文發明摘要(發明之名稱: SYNTHETIC RIPPLE REGULATOR)

A synthetic ripple regulator for a DC-DC converter generates an auxiliary voltage waveform that effectively replicates the waveform ripple current through an output inductor, and uses the auxiliary voltage waveform to control toggling of a hysteretic comparator. In a non-limiting implementation, a transconductance amplifier monitors the voltage across the inductor, and supplies an inductor voltage-representative current to a ripple waveform capacitor, so as to produce the auxiliary voltage waveform. Using the replicated inductor current for ripple regulation results in low output ripple, input voltage feed forward, and simplified compensation.

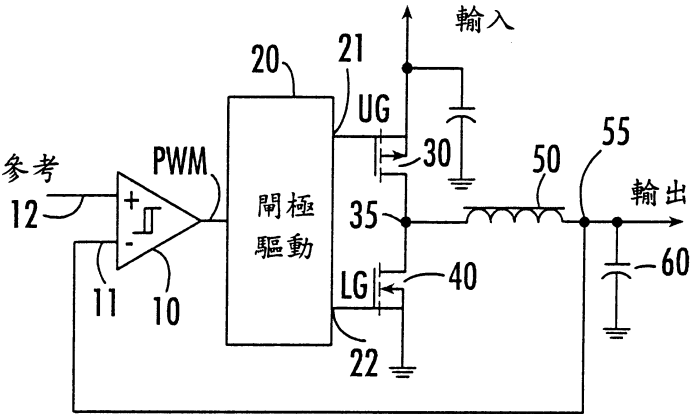


圖 1

(先前技藝)

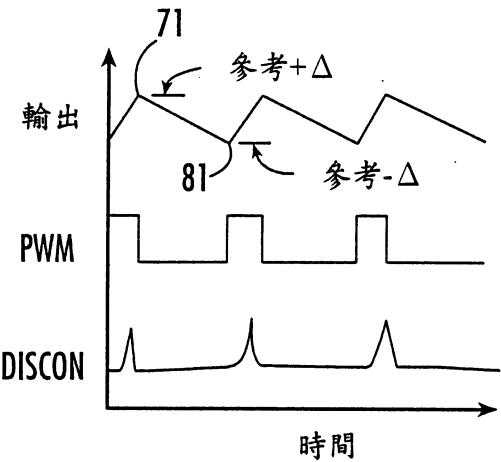


圖 2

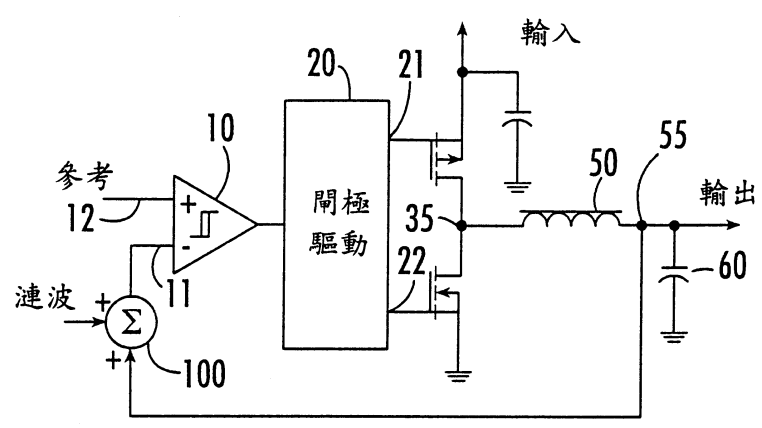


圖 3

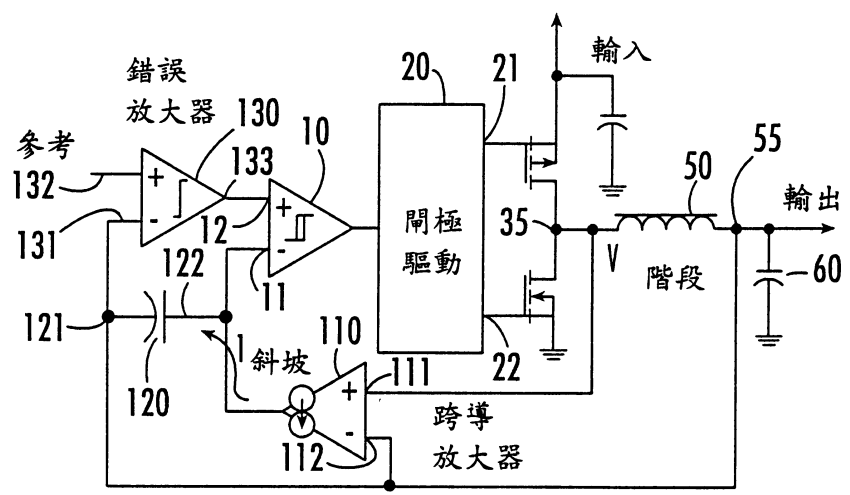


圖 4

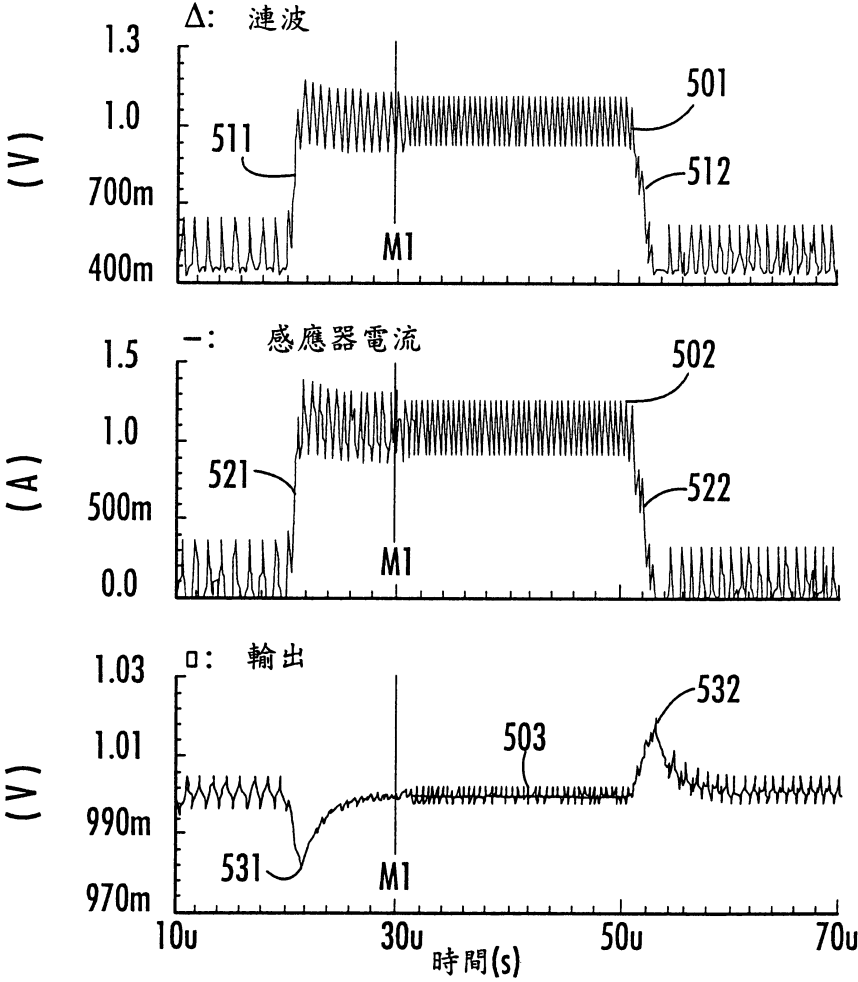


圖 5

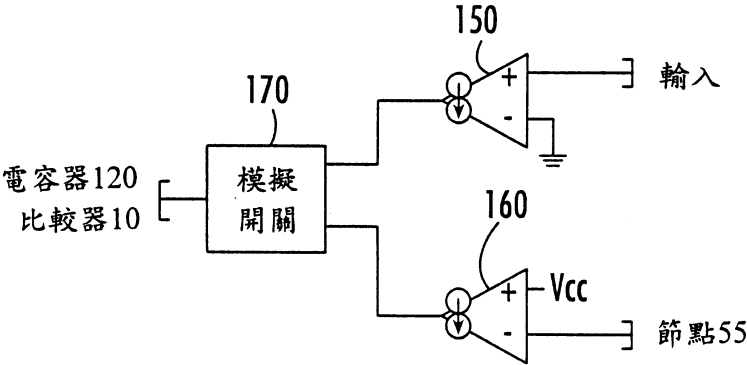


圖 6

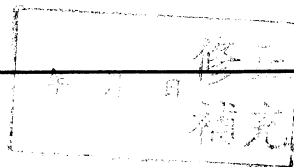
93. 1. 09 修正
年 月 日 補充

五、發明說明 (10)

圖式元件符號說明

10	遲滯比較器
20	閘極驅動電路
21, 22	輸出驅動端口
30	上方 P-金氧半導體場效電晶體(或 PFET)裝置
35	相電壓節點
40	下方 N-金氧半導體場效電晶體(或 NFET)裝置
50	電感器
55	輸出電壓節點
60	電容器
100	求和單位
110, 150, 160	跨導放大器
120	漣波電壓電容器
121	第一終端
122	第二終端
130	錯誤放大器
170	類比多工器
501, 502, 503	波型

裝
訂
線



六、申請專利範圍

1. 一種控制一 PWM 切換信號產生之方法，與具有一控制器之一 DC-DC 電壓轉換器共同使用，該控制器產生該脈衝寬度調變 (PWM) 切換信號，該信號切換控制一切換電路 (其包含各自電源供應終端間耦合的第一及第二電極裝置) 的操作，並且該控制器具有一共同節點，其通過一電感器與一受調節電壓輸出電壓終端及一電容器耦合，該方法包含以下步驟：
 - (a) 產生一漣波波形，並將該漣波波形與該受調節電壓輸出電壓終端的電壓結合，以產生一結果漣波波形；及
 - (b) 依據該結果漣波波形，控制該 PWM 切換信號的產生。
2. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中步驟 (b) 包含將該結果漣波波形與一遲滯比較器 (其控制該 PWM 切換信號的產生) 耦合。
3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中步驟 (a) 包含藉由監控穿過該電感器的電壓產生該漣波波形。
4. 如申請專利範圍第 3 項之方法，其中步驟 (a) 包含將穿過該電感器的電壓與包含一跨導放大器電路的一電路耦合，其輸出提供一代表電感器電壓的電流，與穿過該電感器的電壓成正比，並向一電容器提供該代表電感器電壓的電流，以產生該結果漣波波形。
5. 如申請專利範圍第 4 項之方法，其中步驟 (b) 包含將該結果漣波波形與一遲滯比較器 (其控制該 PWM 切換信號的

六、申請專利範圍

產生)之一第一輸入耦合。

6. 如申請專利範圍第5項之方法，其中步驟(b)進一步包含將該輸出電壓終端的輸出電壓與一規定DC參考電壓比較，以產生一錯誤電壓，並將該錯誤電壓與該遲滯比較器之一第二輸入耦合。
7. 如申請專利範圍第3項之方法，其中步驟(a)包含將該電感器各自端的電壓節點與第一及第二跨導放大器電路耦合，其輸出受控切換，以提供一代表電感器電壓的電流，其與穿過該电感器的電壓成正比，並且向一電容器提供該代表電感器電壓的電流，以產生該結果漣波波形。
8. 如申請專利範圍第1項之方法，其中步驟(a)包含產生該漣波波形，其作為一輔助電壓波形以有效複製通過該電感器的一漣波電流。
9. 一種具有一控制器之DC-DC電壓轉換器，該控制器產生一脈衝寬度調變(PWM)切換信號，其切換控制一切換電路(其包含各自電源供應終端間耦合的電極裝置)的操作，並且該控制器具有一共同節點，其通過一電感器與一受調節電壓輸出電壓終端及一電容器耦合，該DC-DC電壓轉換器包含：

一種漣波波形產生器，其操作可產生一漣波波形，並可將該漣波波形與該受調節電壓輸出電壓終端的電壓相結合，以產生一結果漣波波形；及

一耦合電路，其操作可耦合該結果漣波波形與該控制

六、申請專利範圍

器，其方式依據該結果漣波波形使得該控制器控制該PWM切換信號的產生。

- 10.如申請專利範圍第9項之DC-DC電壓轉換器，其中該控制器包含一遲滯比較器，其控制該PWM切換信號的產生，並且其中該耦合電路配置為將該結果漣波波形與該遲滯比較器耦合。
- 11.如申請專利範圍第9項之DC-DC電壓轉換器，其中該漣波波形產生器依據穿過該電感器的電壓操作可產生該漣波波形。
- 12.如申請專利範圍第11項之DC-DC電壓轉換器，其中該漣波波形產生器包含一耦合的跨導放大器電路，以監控穿過該電感器的電壓，該跨導放大器電路提供一代表電感器電壓的電流，其與穿過該電感器至電容器的電壓成正比，以產生該結果漣波波形。
- 13.如申請專利範圍第11項之DC-DC電壓轉換器，其中該漣波波形產生器包含第一及第二跨導放大器電路，其輸出通過一可控制開關耦合，以提供一代表電感器電壓的電流，其與穿過該電感器的電壓成正比，該可控制開關向一電容器供應該代表該電感器電壓的電流，以產生該結果漣波波形。
- 14.如申請專利範圍第12項之DC-DC電壓轉換器，其中該控制器包含一遲滯比較器，其控制該PWM切換信號的產生，並且其中該耦合電路配置為將該結果漣波波形與該遲滯比較器耦合。

六、申請專利範圍

15.如申請專利範圍第14項之DC-DC電壓轉換器，其中該耦合電路操作可將該結果漣波波形與該遲滯比較器一第一輸入耦合，並進一步包含一錯誤放大器，其操作可將該輸出電壓終端的輸出電壓與一規定DC參考電壓相比較，以產生一錯誤電壓，並且其中該錯誤電壓與該遲滯比較器一第二輸入耦合。

16.一種合成漣波調整器，包含：

一控制器，其操作可產生一脈衝寬度調變(PWM)切換信號，該信號切換控制包含各自電源供應終端間耦合之電子裝置之一切換電路的操作，並且該控制器具有一共同節點，其通過一電感器與一受調節電壓輸出電壓終端及一輸出電容器耦合；

一漣波波形產生器，其操作可產生一漣波波形，並將該漣波波形與該受調節電壓輸出電壓終端的電壓相結合，以產生一結果漣波波形；及

一遲滯比較器，其依據該結果漣波波形，操作可控制該PWM切換信號的產生。

17.如申請專利範圍第16項之合成漣波調整器，其中該漣波波形產生器通過監控穿過該電感器的電壓操作可產生該漣波波形。

18.如申請專利範圍第17項之合成漣波調整器，其中該漣波波形產生器包含一耦合以監控穿過該電感器的電壓的跨導放大器電路，該跨導放大器電路提供一代表電感器電壓的電流，其與穿過該電感器至一漣波波形電容器的電

六、申請專利範圍

壓成正比，以產生該結果漣波波形。

- 19.如申請專利範圍第17項之合成漣波調整器，其中該漣波波形與該遲滯比較器一第一輸入耦合，並進一步包含一錯誤放大器，其操作可將該輸出電壓終端的輸出電壓與一規定DC參考電壓相比較，以產生一錯誤電壓，並且其中該錯誤電壓與該遲滯比較器一第二輸入耦合。
- 20.如申請專利範圍第17項之合成漣波調整器，其中該漣波波形產生器包含第一及第二跨導放大器電路，其輸出通過一可控制開關耦合，以提供一代表電感器電壓的電流，其與穿過該電感器的電壓成正比，該可控制開關向一漣波波形電容器提供該代表電感器電壓的電流，以產生該結果漣波波形。