

申請日期	87. 6. 12
案 號	87109392
類 別	143A 17/66

A4
C4

432789

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
一、發明 名稱	中 文	利用開關電壓下降以感測電流之同步切換調節器
	英 文	SYNCHRONOUS SWITCHING REGULATOR WHICH EMPLOYS SWITCH VOLTAGE-DROP FOR CURRENT SENSING
二、發明 創作人	姓 名	1. 米爾頓 E. 威克斯 2. 克里斯多 B. 伍明葛
	國 籍	均美國
	住、居所	1. 美國加州撒拉塔加市安吉斯巷19940號 2. 美國加州桑尼佛市西麥金里道2號公寓1292號
三、申請人	姓 名 (名稱)	美商林耳科技公司
	國 籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國加州米皮塔斯市麥卡西大道1630號
	代 表 人 姓 名	羅伯特 C. 多伯金

裝

訂

線

432789

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
I P C 分類：

A6

B6

本案已向：

美 國 (地 區) 申 請 專 利 , 申 請 日 期 : 1997.6.13 案 號 : 08/878,631 , ☒ 有 ☐ 無 主 張 優 先 權

有關微生物已寄存於：

，寄存日期：

，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明(1)

發明領域

本發明係關於一種開關調節器電路，更特別地是關於在同步開關調節器電路內的電流感測。

發明背景

開關調節器電路提供一具有來自可能是不良特定的或變動的源電壓之預設的和本質上為常數的輸出電壓之負載。這類的調節器通常使用一開關，此開關包括一或多個與該負載串聯或並聯耦合的開關元件，這些開關元件可以是(例如)功率MOSFET。控制電路以改變開關元件的ON-OFF時間(亦即調節器的責任週期，它是在操作週期期間一開關ON的時間百分比)之方式調節被供應到一負載的電流量。感應式能量儲存元件基本上用以將開關電流脈波轉換成一穩態的負載電流。

同步開關調節器至少具有兩個開關元件——一主要開關元件和一同步開關元件，它們之相位被驅動為彼此離相，以在一調變的電壓下供應電流至一負載上。使用功率MOSFET(金氧半場效電晶體)開關的同步開關調節器已被廣泛使用在可攜式的電池供電之電子產品以及只可容忍限制之熱產生的產品中。這些調節器利用將基本上為變動的輸入電壓轉換成一調節的輸出電壓之方式提供不同的電子功能，這類的調節器提供高的操作效率，因而在很少的熱產生時有長的電池壽命。

以電流模式操作的同步開關調節器特別是令人期待的，因為它們可提供好的線和負載暫態信號拒絕，因而在失誤

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(2)

的情況下(亦即輸出短路電路)具有限制電流的能力。電流模式的同步開關調節器基本上監視感應器電流，以決定在每一操作週期期間何時將主開關元件關閉OFF，和使同步開關元件ON。

圖1顯示一習知的電流模式同步之步級向下開關調節器100，此調節器100使用一電流感測元件(如電流感測電阻102)以監視感應器電流。調節器100基本上用以使一未經調節的供應電壓 V_{IN} (如一電流)以直流至直流轉換成一調節的輸出電壓 V_{OUT} ，以驅動一負載 R_L (只簡單地以一電阻表示，它可以是例如一手攜式通訊裝置或電腦)。

調節器100的基本操作如下：在一週期開始時，振盪器104設定門鎖器106，使驅動器108打開主要開關MOSFET 110，並使驅動器112關閉同步開關MOSFET 114。如此在電感器116上產生了一約為 $V_{IN}-V_{OUT}$ 的電壓，因而使經過電感器116的電流增加。電感器電流 I_L 流過感應電阻102，而產生了一等於 I_L 與感應電阻102之乘積的差分感應電壓 V_{SENSE} 。當此 V_{SENSE} 超過通過臨界設定的電阻118時，電流比較器120觸發和重設門鎖器106，而使驅動器108關閉MOSFET 110和使驅動器112打開MOSFET 114。如此改變了在感應器116上的電壓使約成為 $-V_{OUT}$ ，而使感應器電流 I_L 降低，直到下個振盪器脈波設定門鎖器106為止。

電阻118上的臨界電壓是由包含輸出電阻分除器122、誤差放大器124、補償元件126和128以及電壓至電流轉換器電路130、132和134構成的迴路予以設定。若 V_{OUT} 的負載

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明(3)

電流增加，則在誤差放大器124的反相輸入端之最後的電壓降會使誤差放大器124的輸出和電壓至電流轉換器電路130的輸出增加，因而打開電晶體132，且增加了通過電阻118的臨界電壓。相反地，若 V_{OUT} 的負載電壓降低，則通過電阻118的臨界電壓降低。因此，電流比較器的臨界值會被連續地調整，以使得平均的感應器電流與負載電流匹配。

若該調變器內發生一輸出短路(如 R_L 被短路至地)，則電流會被限制到最大電流比較器臨界所設定的值上。此值是當感應器電流超過電流比較器之臨界一個以上的振盪器週波時(亦即 V_{SENSE} 超過通過電阻118的電壓)設定的。電流比較器以不管振盪器所提供的設定輸入信號而提供一連續的重設信號至門鎖器106的方式響應，如此可防止主要開關MOSFET110被打開，而使調節器跳過振盪器週波。該迴路(電阻分除器122、誤差放大器124、補償元件126和128和轉換器電路130、132和134)繼續跳過週波，直到感應器電流在最大的電流比較器臨界值以下。在短路條件下調節電流的能力是電流模式之開關調節器的一重要優點。

調節器100之缺點是電流感測電阻102會導致該調節器內的額外散失損失，因而降低了其操作效率(它是調節器所供應之功率與被供至調節器的功率之比值，該比值為1表示理想值)。其另一項缺點是為防止該散失損失過多，該感測電阻必須有一非常低的值——基本上其範圍在0.01到0.1歐姆之間。有如此低的電阻值的電阻要比較高電阻值的電阻更難

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(4)

製造，因此會產生特別高的製造成本。此外，感測電阻的實體很大，且需要高價值的印刷電路板面積，因而在可攜式產品的設計上通常被省略。

使用電流感測電阻之電流模式的同步轉換調節器之例子有加州 Milpitas 的 Linear Technology 公司所販售的 Linear Technology LTC1148 和 LTC1435 以及加州 Sunnyvale 的 Maxim Integrated Product, Inc. 所販售的 Maxim MAX797。

與電流模式操作不同的另一種操作是電壓模式操作。電壓模式操作提供用以做短路保護的電流限制能力，其方式是測量經過導電的主要開關元件的電壓降，此電壓降對 MOSFET 開關來說如已知的“ V_{DS} 感測”。這樣的電路不需要電流感測，例如，一電壓模式的開關調節器在正常的操作期間不需要電流感測，因為電壓模式操作基本上不依賴輸出電壓以設定責任週波。圖 2 顯示一習知的電壓模式同步開關調節器 200，此調節器使用 V_{DS} 感測以做短路保護。

調節器 200 之基本操作如下：主要開關 MOSFET 202 和同步開關 MOSFET 204 係分別地串聯地耦合至驅動器 206 和 208 上。反相器 210 確使當 MOSFET 202 為 ON 時，MOSFET 204 為 OFF，反之亦然。在正常的操作期間，只有一個因素(輸出電壓 V_{OUT})被用來設定調節器的責任週波。這可由脈波寬度調變器 212 完成，此調變器可響應於 V_{OUT} 而改變輸出信號 214 的脈波寬度。

若 V_{OUT} 變為 LOW 時(如在一輸出短路期間)，脈波寬度調

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

系

五、發明說明(5)

變器212正常是以使信號214的ON部份215延展至其最大值(即此信號214的全週期)的方式響應。如此使得流經MOSFET202和電感器216的電流不受限制地增加，直到失誤為止。為防止失誤，提供一失敗迴路，此迴路包括AND閘220、比較器222、和臨界電壓224。因此，若MOSFET202的洩極至源極電壓超過臨界電壓224，而MOSFET 202 ON時，一失敗信號會被送到該脈波寬度調變器212上，以減小信號214的ON部份215之方式響應，以限制電流到非破壞位準的量。AND閘220接收來自驅動器206的第二輸入，它可確使當MOSFET202為OFF時，MOSFET 202的大 V_{DS} 不會因為失敗而無法轉譯。

該調節器200的一項缺點是由 V_{DS} 感測提供損害性的保護。此種保護具損害性的，因為當主要開關202為ON時，不僅要精密地量測電感器的電流，甚且在嚴重失敗期間要控制電流所需的極度低之責任週波會使主要開關202在幾乎所有的週波期間皆為OFF。因此，在短路情況期間，量測 V_{DS} 可利用的時間幾乎為零。因而要調節短路電流是相當困難的，且通常需要完全的關閉(shutdown)，以保護調節器免於損壞。此外，也需要額外的裝置以當短路去除以後重新開始正常的操作。

使用 V_{DS} 感測以做短路保護的電壓模式開關調節器的例子有Linear Technology公司所販售的LTD1430和加州Santa Clara的Siliconix Incorporated所販售的Siliconix Si9150。

五、發明說明(6)

如上所述，乃希望提供具改良電流控制、更有效率之操作和製作成本降低、且無須採用電流感測元件的電流模式同步開關調節器電路。

尚且希望提供具改良的短路保護、更有效率的操作以及降低製作成本、且無須採用電流感測元件之電流模式和電壓模式同步轉換調節器電路。

發明概要

本發明之一目的在於提供具有改良的電流控制、更有效率的操作和製作成本降低、且無須使用一電流感測元件的電流模式同步開關調節器電路。

本發明之又一目的在於提供提供具改良的短路保護、更有效率的操作以及降低製作成本、且無須採用電流感測元件之電流模式和電壓模式同步轉換調節器電路。

根據本發明，係提供一使用電壓降感測的同步開關調節器電路。此調節器電路包括一用以與輸入供應電壓源耦合的輸入終端、用以與一負載耦合的輸出終端和用以供應電流給該負載的輸出電路。輸出電路被耦合於該輸入和輸出終端，且包括一電感器、一使該電感器內之電流增加的主要開關元件、和一用以當該主要開關元作不導電時導通該電感器之電流的同步開關元件。此同步開關元件被耦合於電壓降感測電路中，該電壓降感測電路測量通過該同步開關元件的電壓降，以產生電流資訊。然後此電壓降感測電路將此電流資訊提供到控制電路上，此控制電路可依需要響應該電流資訊而改變調節器的責任週波。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(7)

圖式之簡述

本發明的上述和其他目的和優點將可由下列下列詳細說明和參考附圖而更為明顯，其中類似的參考符號表示類似的部份，且其中：

圖1所示為一習知的電流模式同步轉換調節器電路的示意方塊圖；

圖2所示為一習知的電壓模式同步開關調節器電路的示意方塊圖；

圖3所示為根據本發明之電流模式同步開關轉換調節器電路的一例示實施例之示意方塊圖；

圖4所示為圖3之電路的開關電壓波形之一般示意圖；

圖5所示為由圖3之主要開關元件電路的電壓降感測導出的感應器電流之類比波形圖；

圖6所示為由圖3之同步開關元件的電壓降感測所導出的感應器電流之類比波形圖；

圖7所示為圖3之電路的總和信號波形的一般示意圖；

圖8所示為圖3之感測信號波形的一般示意圖；

圖9所示為根據本發明之電壓模式同步開關轉換調節器電路之例示實施例的示意方塊圖；和

圖10所示為圖9之電路的責任週波的一般示意圖。

較佳實施例之描述

本發明提供同步開關調節器，它採用電壓降感測電路以提供用以控制調節器的責任週波之電流資訊。這些調節器不需要一電流感測元件，此元件基本上是一與負載串聯耦

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

後

五、發明說明(8)

合的電阻。電流感測元件之省略可以有利地減小散失的損失和製作的複雜性。

在一電流模式的實施例中，感測電路感測當每一個依次導通時(亦即ON時)經過該調節器的主要和同步開關元件的電壓降。然後所感測到的電壓降被聯合和轉換成一指示電感器電流的類比波形。接著此波形被供至控制電路中，它由改變開關元件的ON-OFF狀態的方式響應(亦即調節器的責任週波，該責任週波是一操作週波期間，開關ON的時間百分比)，因而調節了被供至一負載的電流量。

在一電壓模式的實施例中，感測電路感測當同步開關元件導通時通過其上的電壓降。當所感測的電壓降超過一預設的臨界時，控制電路即減小調節器的責任週波(即，保持主要開關元件為OFF)，以限制當輸出電壓不受調節時的電流。

根據本發明，一採用電壓降感測電路的電流模式同步級向下之開關調節器電路300之例示實施例如圖3所示。此調節器300可用以(例如)使未經調節的DC供應電壓 V_{IN} 轉換成一調節的DC輸出電壓 V_{OUT} ，以驅動一負載 R_{LOAD} ，該負載在圖中只以一電阻顯示，但它也可以(例如)是一電腦或一無線電話。

調節器300包括 V_{DS} 感測電路320、輸出電路340和控制電路，此控制電路可包括(例如)振盪器104、電流比較器120、閃鎖器106和驅動器108和112。輸出電路340包括電感器346和兩個串聯耦合的開關元件、主要開關

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明(9)

MOSFET342和同步開關MOSFET344。這些開關元件之相位被驅動使其彼此離相，以在一調節電壓時供應電流至一負載上。圖4顯示在圖3之節點348處所取得的調節器開關電壓400之波形。

調節器300係類似於圖1的調節器100，但其不同處在於沒有一電流感測元件(例如電流感測電阻102)，且調節器300中感測電流的方式亦不同。調節器100係依賴測量一電流感測電阻上的電壓，而調節器300則自兩個MOSFET開關元件的聯合洩極至源極電壓降量測中(當該MOSFET各別依序導通時取得)導出指示電感器電流的類比波形。 V_{DS} 感測電路320省略了一電流感測元件的需求，因而使調節器300具有電流模式操作的優點，而無一電流感測元件的缺點，特別是無額外的散失損失以及更費成本的製程。

V_{DS} 感測電路320之操作方式通常如下：當主要開關MOSFET 342 ON時，其洩極至源極電壓降 $V_{DS(342)}$ 等於電感器電流 I_L 和MOSFET342的ON阻抗($R_{DS(ON)342}$)的乘積。藉由測量導通MOSFET342的 $V_{DS(342)}$ 之方式，感測放大器322可以常數的 $R_{DS(ON)342}$ 提供和 $V_{DS(342)}$ 有關的類比波形，此波形如圖5的參考符號500所示。當MOSFET342關閉OFF且同步開關MOSFET344打開ON時，MOSFET344會有一等於 I_L 和 $R_{DS(ON)(344)}$ 之乘積的負 $V_{DS(344)}$ 。如此允許了在MOSFET344導通期間以感應放大器324測量 $V_{DS(344)}$ 的方式感測 I_L 值，然後該感應放大器以常數 $-R_{DS(ON)(344)}$ 提供 I_L 和 $V_{DS(344)}$ 有關的類比波形，此波

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明(10)

形如圖6之符號600所示。感測放大器322和324亦提供用以放大該類比的電感器電流波形的增益。

如圖2之調節器200中，洩極至源極電壓只有在MOSFET皆為ON時才提供有效的電流資訊。例如，在MOSFET342導通期間，沒有和 I_L 有關的資訊可由 $V_{DS}(344)$ 提供，因為MOSFET344是OFF。同樣地，在MOSFET344導通期間，亦沒有和 I_L 有關的資訊可由 $V_{DS}(342)$ 提供，因為MOSFET342是OFF。在MOSFET342和344導通之間的時期內， V_{DS} 的測量皆不能提供和 I_L 有關的有效資訊，因為這兩個開關皆是OFF的。在此時期期間，空白(blanking)電路326(包含於感測電路320的一部份)提供空白信號至感測放大器322和324上，以抑能其輸出。

該空白電路(本行已知者)是由驅動器108和112的輸入和輸出控制。例如，在收到了一使MOSFET342 OFF的驅動器108輸入信號時，感測放大器322即立刻被抑能，感測放大器322在該信號使MOSFET344OFF後即由一驅動器108輸出信號予以重新致能。同樣地，在收到了一使MOSFET342ON的驅動器112輸入信號時，感測放大器324即立即被抑能，然後在該信號使MOSFET344ON以後，再由一驅動器112輸出信號序以重新致能。

感測放大器322和324的輸出波形(通常是指分別在圖5和6中顯示的信號500和600)被饋入於相加電路327中，由此使這兩信號聯合，並在輸出328上輸出一單一波形，如圖7之相加信號所示者。最好該感測放大器322和324是輸出電

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

編

五、發明說明 (11)

流的電導放大器。接著該相加電路327只是使兩個輸出連接到共用的電阻329上。因此，當感測放大器322或324被致能時(亦即其輸出未被抹白)，輸出電流會在節點328處的電阻329上產生一輸出電壓。另一種方式是，若感測放大器322和324的輸出是電壓時，相加電路327可以是一運算放大器電路(本行已知者且未顯示)，它可用以聯合個別的輸出電壓。

感測放大器322和324的空白可在相加信號700的波形內產生空洞702。此空洞702在該兩個MOSFET皆為OFF時會包圍該時期。為對電流比較器120提供一平滑的波形，乃以追蹤和維持電路充填在波形700的尖峰和山谷處之空洞702，該電路包含開關330和電容332。此電路維持在每個空白期間之前即存在的信號位準在空白期間結束後，可允許以節點334處的輸出(如圖8之感測信號800所示)重新開始對相加信號700的追蹤。

因此感測信號800是電感器電流的重建類比，並被饋入電流比較器120上。雖然在尖峰和波谷維持間隔處出現了和電感器電流有關的遺失資訊時，但此資訊對調節器的適當操作是不需要的。該電流比較器120決定在感測信號的上升部份期間而非尖峰維持間隔期間，何時關閉主要開關MOSFET342。同樣地，電流比較器決定在感測信號800的下降部份而非波谷維持間隔期間，是否允許振盪器104打開主要開關MOSFET342(亦即在下個振盪器脈波之前感測信號800是否已落在電流比較器臨界 I_{TH} 以下)。

五、發明說明 (12)

如同調節器200，在調節器300內的一嚴重失敗可能導致一低的責任週波，該低責任週波使得MOSFET342的ON時間短的不能獲得一有效的 V_{DS} 量測。但是，和調節器200不同地，該 V_{DS} 感測電路320亦感測同步MOSFET(本例指MOSFET344)的電壓降，該MOSFET在MOSFET342是OFF時為ON。因此，可由MOSFET344取得的電流感測資訊會觸發該比較器120，使此比較器120將一連續的重設信號饋入門鎖器106上，此與門鎖器106的設定輸入無關(該輸入可防止主要開關MOSFET342被打開ON)，因而導致跳過的週波。然後繼續控制電感器電流，直到失敗被修正為止。

一根據本發明之使用在同步開關MOSFET上做電壓降感測的電壓模式同步開關調節器900如圖9所示。因為電壓模式調節器比電流模式調節器更易受到線和負載暫態信號的影響，在本應用中最好使用具有(例如)一相當常數的輸入電壓(如一12伏或5伏供應電壓)和一相當常數的負載電流之調節器900。

該調節器900包括同步開關 V_{DS} 感測電路920、輸出電路940和包括脈波寬度調變器912和驅動器906和908的控制電路。雖然此調節器900類似於圖2的調節器200，但其不同處包括有同步開關MOSFET的 V_{DS} 感測，取代了主要開關MOSFET之感測，和限制調節器的最大責任週波至一小於調節器900內之100%的預設值。

如調節器200，該主要開關MOSFET902和同步開關

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

後

五、發明說明 (13)

MOSFET904係分別以驅動器906和908予以驅動，當MOSFET902 ON時，反相器910確使MOSFET904為OFF，反之亦然。脈波寬度調變器912以一輸出電壓 V_{OUT} 為基礎來設定調節器的責任週波，並限制責任週波不能大於一預設值，如90%。因此，主要開關MOSFET波形914的OFF部份917不能小於100%和預設之最大責任週波(如對一90%的責任週波而言為10%)之差。

限制最大責任週波可確使驅動器908在至少每一週波的部份期間打開同步開關MOSFET904，因而可允許 V_{DS} 感測電路920取得電感器電流資訊。當這樣的最大責任週波限制可能導使一步級向下的開關調節器在輸入電壓 V_{IN} 減少時之稍早即開始損失調節時，並不會對調節器產生其他不需要的操作效果。此外，若這樣的責任週波限制是不可接受的，則可以由聯合調節器200的主要開關MOSFET V_{DS} 感測和調節器900的同步開關MOSFET V_{DS} 感測的方式將之去除。因此，調節器保留了改良之短路保護之優點，而不會限制其最大的責任週波。

V_{DS} 感測電路920包括比較器954、臨界電壓950、空白電路926和濾波電容952。比較器954和空白電路926的操作類似於比較器222(圖2)和空白電路326(圖3)的操作。

空白電路926可致能比較器954在同步開關MOSFET904為ON時監視 $V_{DS(904)}$ 。若電感器電流使 $V_{DS(904)}$ 超過該臨界電壓950時，比較器954會自該濾波電容952中吸收電流，以使在節點953上的電壓(因而使最大可允許的責任週波

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

後

五、發明說明 (14)

，如圖10所示)減小。

若 V_{OUT} 變為低時(如同在一輸出的短路期間)，正常地該脈波寬度調變器912會使責任週期擴展至其最大值(例如可為95%)而響應之。在週波的互補之5%期間，該 V_{DS} 感測電路920偵測到所增加的電感器電流，並且以減小主要開關MOSFET902的責任週期之方式響應之，因而可增加同步開關MOSFET904的導通時間。在一潛在的嚴重失敗期間(此失敗會導致主要開關MOSFET902在幾乎全部週波期間皆為OFF)仍然可以由MOSFET904得到正確的電流感測資訊。和電流模式調節器300的操作類似地，電壓模式調節器900依需要跳過週波，以保持電感器電流在控制之下(亦即，節點953的電壓被拉下到達一零的責任週波，如圖10所示)。

因此，調節器300和900保留了調節短路電流之優點，但避免如調節器200內在低之責任週波期間有無效的電流資訊之缺點以及如調節器100中有電流感測元件的缺點。

此外，縱使調節器300和900以步級向下的結構表示，本發明的原理尚可應用在其他的同步調節器結構中，如本行技藝已知的上升式或突然上升的結構。本發明的原理也可以應用於其他型式的轉換元件中，例如雙極性電晶體，此電晶體中可以量測到集極至射極的電壓降。

此外，調節器300的追蹤和維持功能併入感測放大器322和324中使用，因而可允許相加信號700直接施加於電流比較器120中。再者，一或兩個感測放大器的增益可被調整

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (15)

以補償具有不匹配的 $R_{DS(ON)}$ S的開關MOSFET。

因此可以看出本發明提供了具有改良之電流控制、更有效率的操作、和較低的製造成本之同步開關調節器。習於本行技藝者應知本發明尚可以其他不同於本文所述的實施例實施之，而本文所述之實施例只為說明而非限制用，且本發明只可以下列之申請專利範圍限定之。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

後

四、中文發明摘要(發明之名稱: 利用開關電壓下降以感測電流之
同步切換調節器)

顯示具有電壓降感測電路的同步切換調節器電路，其中省略基本上與一負載串聯的電流感測元件，因而可減少散失之損失以及使製作成本降低。電壓降係經在調節器的同步開關元件上量測，且在某些情況下亦經由調節器的主開關元件而量測。所測量的電壓降用以導出一指示該調節器所供應的電流量之電流類比信號。此電流信號接著與一臨界值比較，以決定調節器的責任週波是否應予改變。

英文發明摘要(發明之名稱: SYNCHRONOUS SWITCHING REGULATOR WHICH
EMPLOYS SWITCH VOLTAGE-DROP FOR CURRENT
SENSING)

Synchronous switching regulator circuits with voltage-drop sensing circuitry are presented in which the current sensing element typically in series with a load is eliminated, resulting in reduced dissipative losses and less costly manufacture. Voltage drops are measured across the regulator's synchronous switching element, and, in some cases, also across the regulator's main switching element. Measured voltage drops are used to derive a current analog signal indicative of the amount of current being supplied by the regulator. The current signal is then compared with a threshold value to determine whether the regulator's duty cycle should be varied.

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

1. 一種用以以一調節電壓供應電流至一負載上的同步開關調節器電路，該調節器電路包含：
一用以耦合至一輸入供應電壓源的輸入端；
一用以耦合至該負載的輸出端；
用以調節該調節器電路的責任週波之控制電路；
輸出電路，與該輸入端、該輸出端和該控制電路耦合，該輸出電路包含一電感器、一使該電感器內的電流增之主要開關元件、和一用以當該主要開關元件不導通時導通該電感器電流的同步開關元件；和
與該同步開關元件和該控制電路耦合的電壓降感測電路，用以提供電流資訊至該控制電路上。
2. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該電壓降感測電路包含：
一與該輸出電路耦合的感測放大器；和
與該感測放大器和該控制電路耦合的空白電路。
3. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該調節器電路以電流模式操作。
4. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該電壓降感測電路亦耦合至該主要開關元件上。
5. 如申請專利範圍第4項之調節器電路，其中該電

六、申請專利範圍

壓降感測電路包含：

與該輸出電路耦合的第一和第二感測放大器；

與該第一和第二感測放大器和該控制電路耦合的空白電路；和

與該第一和第二感測放大器之輸出和該控制電路耦合的相加電路。

6. 如申請專利範圍第5項之調節器電路，其中該電壓降感測電路尚包含與該相加電路和該控制電路耦合的追蹤和維持電路。

7. 如申請專利範圍第6項之調節器電路，其中該追蹤和維持電路包含：

一與該相加電路和該控制電路串聯耦合的開關；和

一耦合於該開關和該控制電路之間至地的電容。

8. 如申請專利範圍第6項之調節器電路，其中該第一和第二感測放大器各包含追蹤和維持電路。

9. 如申請專利範圍第5項之調節器電路，其中該第一和第二感測放大器各提供增益。

10. 如申請專利範圍第5項之調節器電路，其中該主要的和同步開關元件各包含具有不匹配的 $R_{DS(ON)}S$ 之 MOSFET，且該第一和第二感測放大器的至少

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

之一提供一可補償該不匹配的 $R_{DS(ON)}S$ 之增益。

11. 如申請專利範圍第3項之調節器電路，其中該控制電路包含：

一振盪器；

一與該振盪器和該輸出電路耦合的門鎖器；和

一與該門鎖器和該電壓降感測電路耦合的電流比較器。

12. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該調節器電路以電壓模式操作。

13. 如申請專利範圍第12項之調節器電路，其中該調節器電路的最大責任週波小於100%，以允許在每一週波期間可有效地感測該同步開關元件的電壓降。

14. 如申請專利範圍第12項之調節器電路，其中該電壓降感測電路包含：

一與該同步開關元件和該控制電路耦合的比較器；和

與該控制電路和該比較器耦合的空白電路。

15. 如申請專利範圍第12項之調節器電路，其中該控制電路包含：

一與該電壓降感測電路和該輸出端耦合的脈波

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

寬度調變器；和

多個與該脈波寬度調變器和該輸出電路耦合的
驅動器。

16. 如申請專利範圍第12項之調節器電路，其中該同步開關元件包含一MOSFET。
17. 如申請專利範圍第12項之調節器電路，其中該同步開關元件包含一雙極性電晶體。
18. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該主要和同步開關元件包含MOSFET。
19. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該主要和同步開關元件包含雙極性電晶體。
20. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該調節器電路為一步級向下的結構。
21. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該調節器電路是一上升式結構。
22. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該調節器電路是一突然的上升結構。
23. 一種用以調節由一同步開關調節器供至一負載的電流之方法，該調節器包含用以控制調節器責任週波的控制電路、與該控制電路和該負載耦合的輸出電路，該輸出電路包含一電感器、一

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

使該電感器內的電流增加的主要開關元件、一當該主要開關元件不導通時導通該電感器電流的同步開關元件、和與該同步開關元件和該控制電路耦合的電壓降感測電路，該方法包含下列步驟：

感測通過該同步開關元件上的電壓降；

由上述感測中導出電流資訊；和

響應該電流資訊而改變該責任週波。

- 24.如申請專利範圍第23項之方法，其中該感測步驟尚包含下列步驟：

當該同步開關元件是不導通時，禁止該感測步驟。

- 25.如申請專利範圍第24項之方法，其中該同步開關元件在每一週波的至少一部份期間是導通的。

- 26.如申請專利範圍第23項之方法，其中該感測步驟尚包含下列步驟：

感測通過該開關元件上的電壓降；和

使在該主要和同步開關元件上感測的電壓降相加。

- 27.如申請專利範圍第26項之方法，其中該感測通過該主要開關元件之電壓降的步驟尚包含下列步

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

驟：

當該主要開關元件是不導通時，禁止該主要開關元件電壓降之感測。

28. 如申請專利範圍第26項之方法，其中該導出步驟包含下列步驟：

導出一指示該電流的類比信號波形；和
使該電流類比信號波形平滑。

29. 一種用以當發生一失敗時保護一同步開關調節器免受損害的方法，該調節器提供一電流至一負載上，且包含用以控制調節器之責任週波的控制電路、與該控制電路和該負載耦合的輸出電路，該輸出電路包含一電感器、一使該電感器內的電流增加的主要開關元件、一當該主要開關元件不導通時導通該電感器電流的同步開關元件、和與該同步開關元件和該控制電路耦合的電壓降感測電路，該方法包含下列步驟：

感測通過該同步開關元件的電壓降；

自該感測結果導出一指示該調節器所供應的電流量之信號；和

若該信號超過一臨界時，減少該調節器的責任週波。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

- 30.如申請專利範圍第29項之方法，包含下列步驟：
跳過該調節器的週波，直到不再超過該臨界值
為止。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

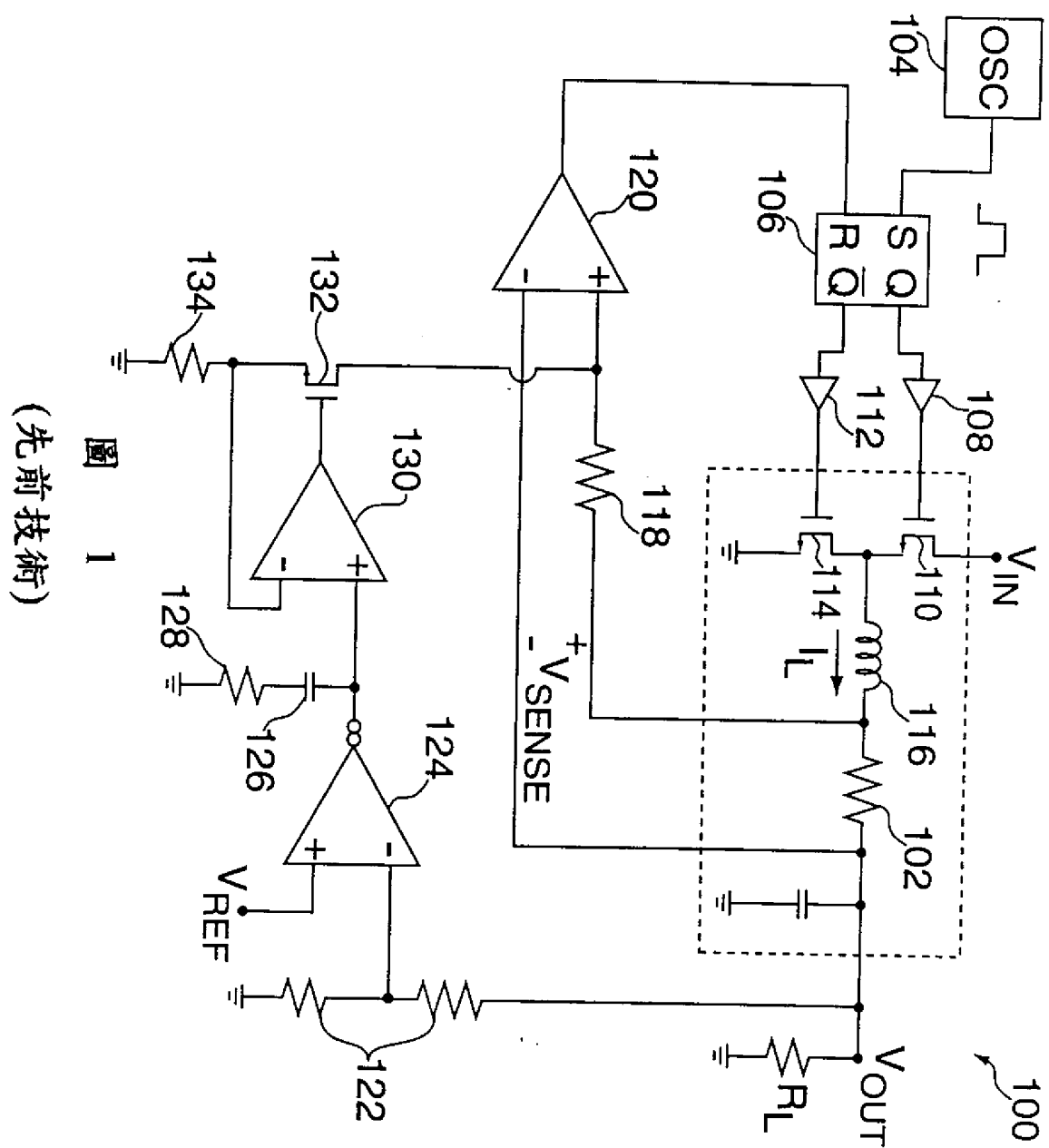


圖 1
(先前技術)

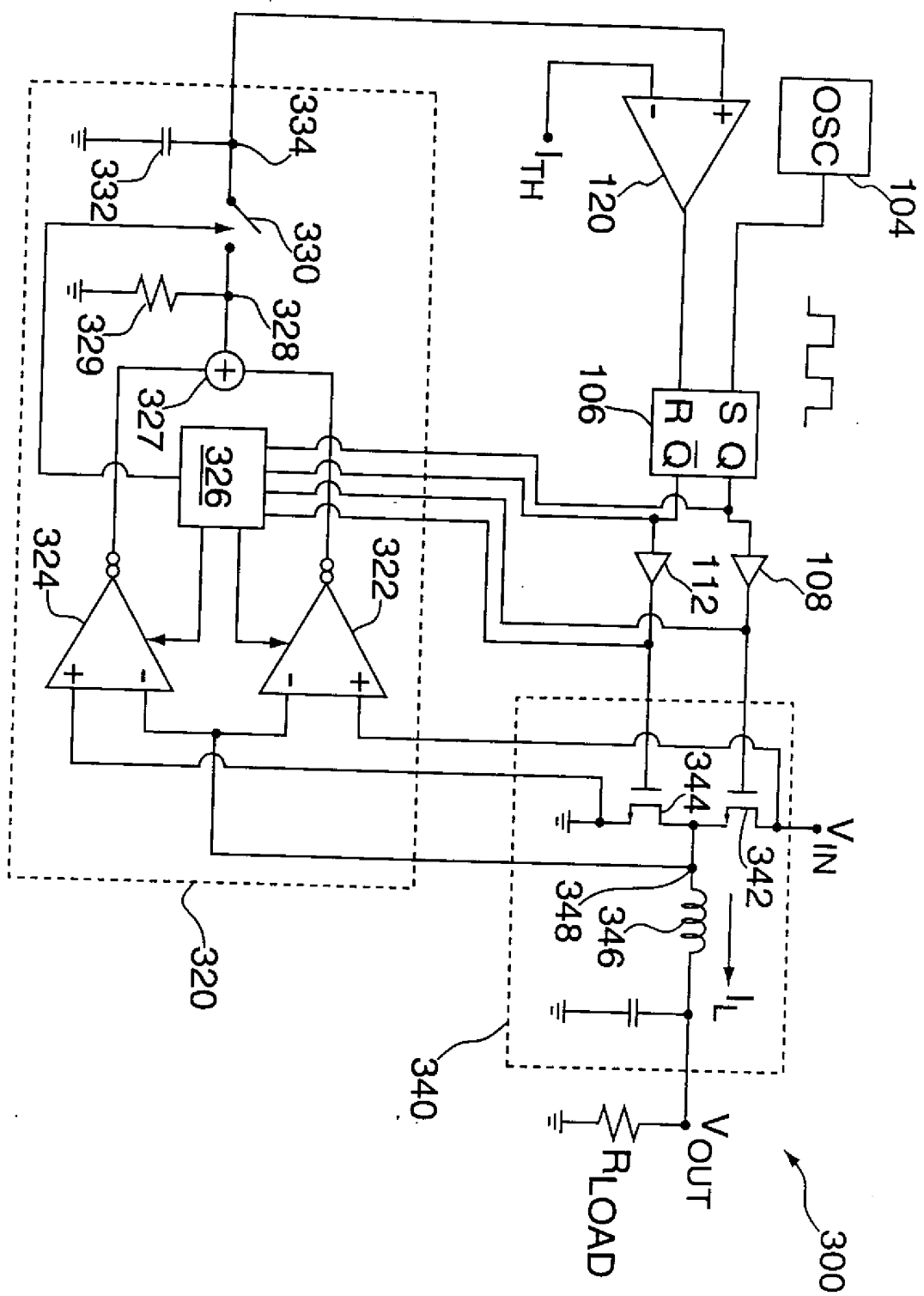
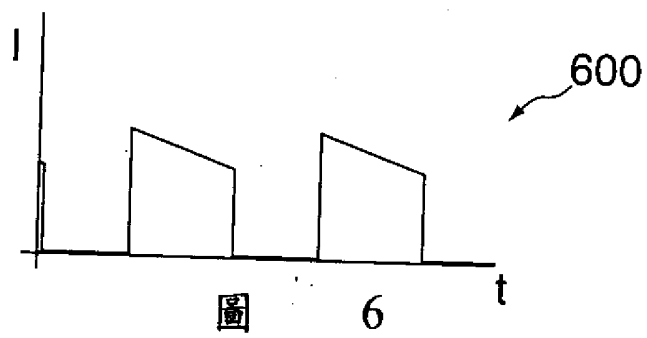
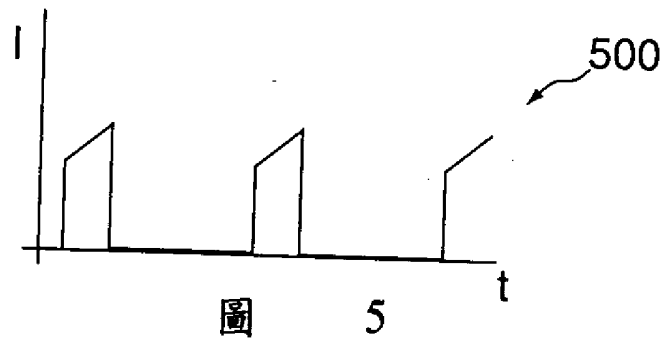
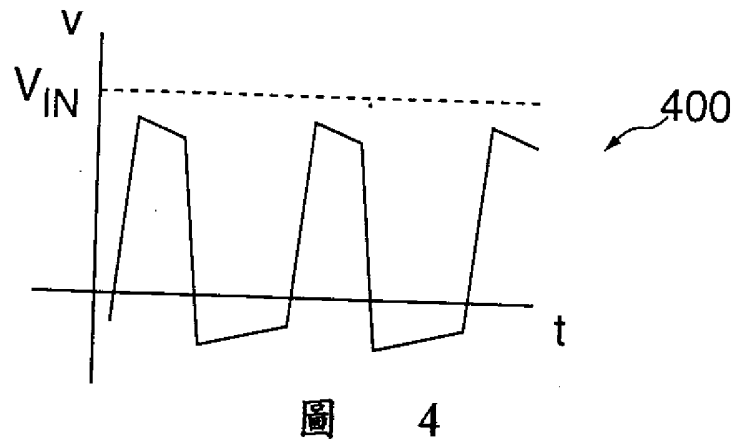
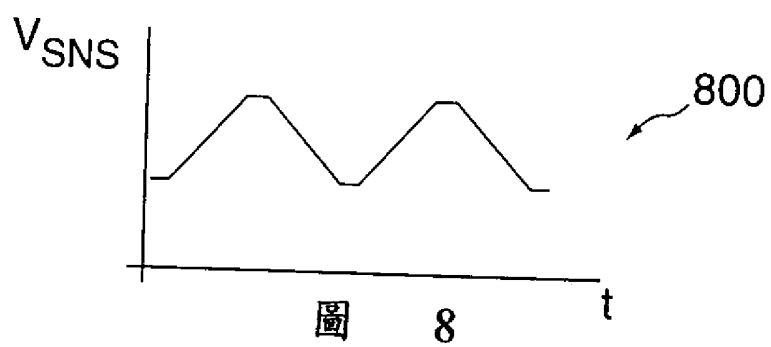
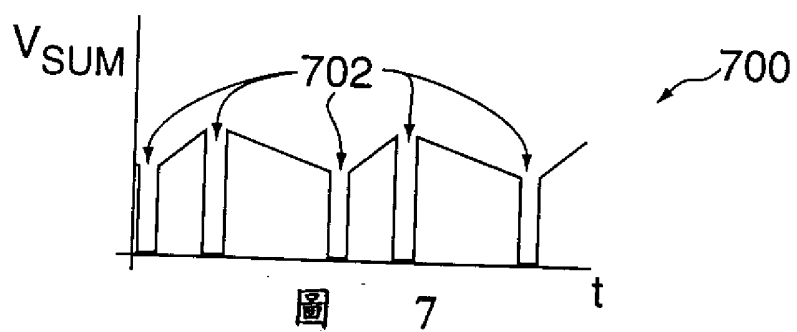


圖 3





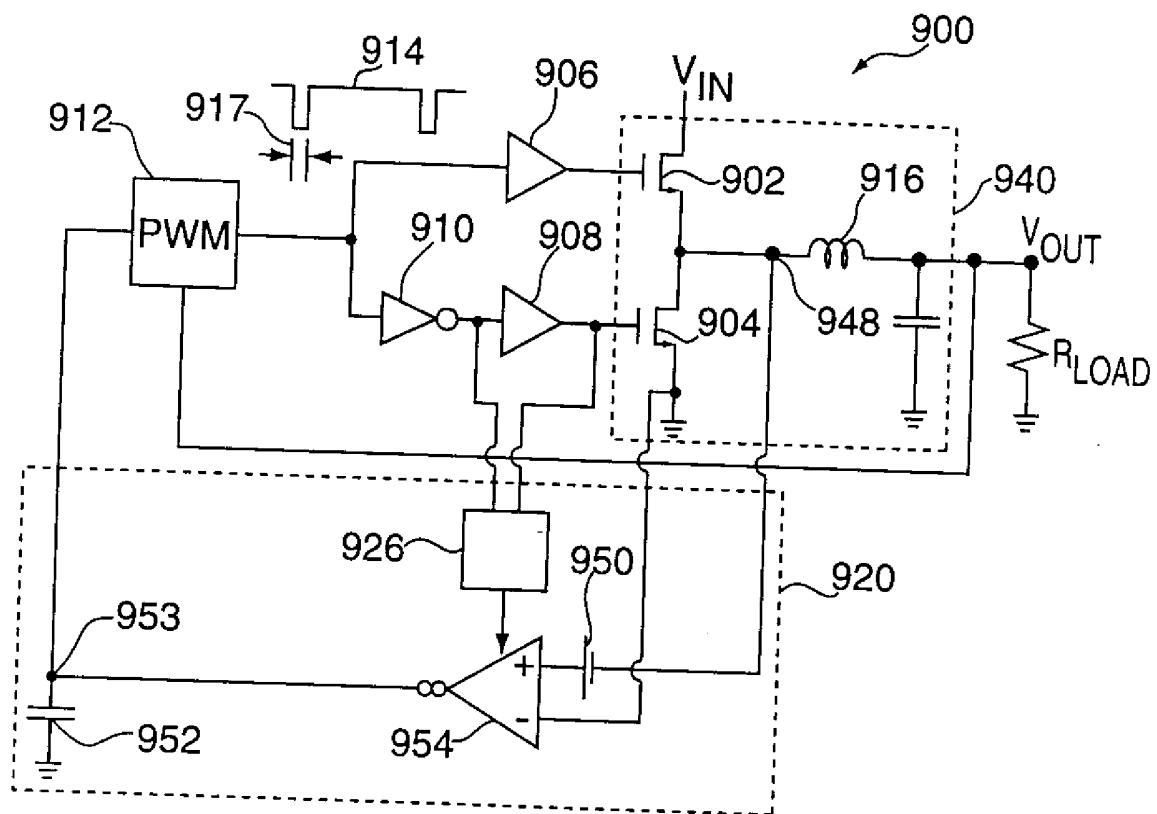


圖 9

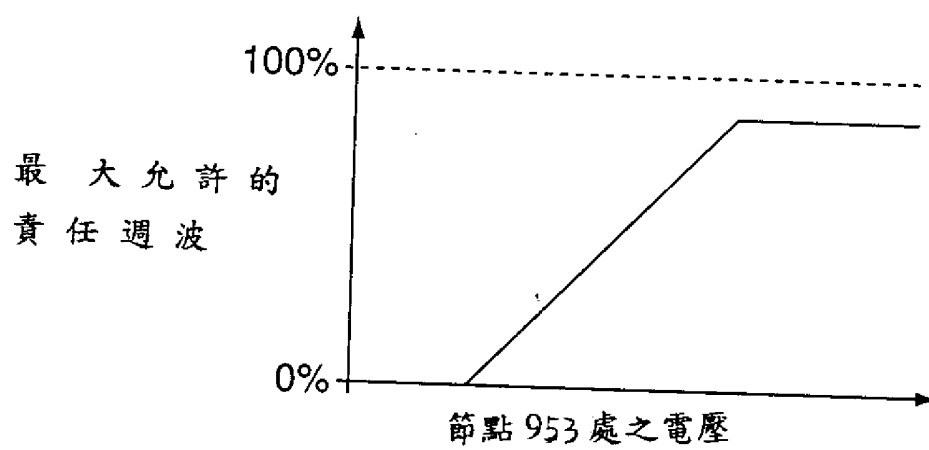


圖 10

五、發明說明(4)

製造，因此會產生特別高的製造成本。此外，感測電阻的實體很大，且需要高價值的印刷電路板面積，因而在可攜式產品的設計上通常被省略。

使用電流感測電阻之電流模式的同步轉換調節器之例子有加州 Milpitas 的 Linear Technology 公司所販售的 Linear Technology LTC1148 和 LTC1435 以及加州 Sunnyvale 的 Maxim Integrated Product, Inc. 所販售的 Maxim MAX797。

與電流模式操作不同的另一種操作是電壓模式操作。電壓模式操作提供用以做短路保護的電流限制能力，其方式是測量經過導電的主要開關元件的電壓降，此電壓降對 MOSFET 開關來說如已知的“ V_{DS} 感測”。這樣的電路不需要電流感測，例如，一電壓模式的開關調節器在正常的操作期間不需要電流感測，因為電壓模式操作基本上不依賴輸出電壓以設定責任週波。圖 2 顯示一習知的電壓模式同步開關調節器 200，此調節器使用 V_{DS} 感測以做短路保護。

調節器 200 之基本操作如下：主要開關 MOSFET 202 和同步開關 MOSFET 204 係分別地串聯地耦合至驅動器 206 和 208 上。反相器 210 確使當 MOSFET 202 為 ON 時，MOSFET 204 為 OFF，反之亦然。在正常的操作期間，只有一個因素(輸出電壓 V_{OUT})被用來設定調節器的責任週波。這可由脈波寬度調變器 212 完成，此調變器可響應於 V_{OUT} 而改變輸出信號 214 的脈波寬度。

若 V_{OUT} 變為 LOW 時(如在一輸出短路期間)，脈波寬度調

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

系

五、發明說明(8)

合的電阻。電流感測元件之省略可以有利地減小散失的損失和製作的複雜性。

在一電流模式的實施例中，感測電路感測當每一個依次導通時(亦即ON時)經過該調節器的主要和同步開關元件的電壓降。然後所感測到的電壓降被聯合和轉換成一指示電感器電流的類比波形。接著此波形被供至控制電路中，它由改變開關元件的ON-OFF狀態的方式響應(亦即調節器的責任週波，該責任週波是一操作週波期間，開關ON的時間百分比)，因而調節了被供至一負載的電流量。

在一電壓模式的實施例中，感測電路感測當同步開關元件導通時通過其上的電壓降。當所感測的電壓降超過一預設的臨界時，控制電路即減小調節器的責任週波(即，保持主要開關元件為OFF)，以限制當輸出電壓不受調節時的電流。

根據本發明，一採用電壓降感測電路的電流模式同步級向下之開關調節器電路300之例示實施例如圖3所示。此調節器300可用以(例如)使未經調節的DC供應電壓 V_{IN} 轉換成一調節的DC輸出電壓 V_{OUT} ，以驅動一負載 R_{LOAD} ，該負載在圖中只以一電阻顯示，但它也可以(例如)是一電腦或一無線電話。

調節器300包括 V_{DS} 感測電路320、輸出電路340和控制電路，此控制電路可包括(例如)振盪器104、電流比較器120、閃鎖器106和驅動器108和112。輸出電路340包括電感器346和兩個串聯耦合的開關元件、主要開關

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明(10)

形如圖6之符號600所示。感測放大器322和324亦提供用以放大該類比的電感器電流波形的增益。

如圖2之調節器200中，洩極至源極電壓只有在MOSFET皆為ON時才提供有效的電流資訊。例如，在MOSFET342導通期間，沒有和 I_L 有關的資訊可由 $V_{DS}(344)$ 提供，因為MOSFET344是OFF。同樣地，在MOSFET344導通期間，亦沒有和 I_L 有關的資訊可由 $V_{DS}(342)$ 提供，因為MOSFET342是OFF。在MOSFET342和344導通之間的時期內， V_{DS} 的測量皆不能提供和 I_L 有關的有效資訊，因為這兩個開關皆是OFF的。在此時期期間，空白(blanking)電路326(包含於感測電路320的一部份)提供空白信號至感測放大器322和324上，以抑能其輸出。

該空白電路(本行已知者)是由驅動器108和112的輸入和輸出控制。例如，在收到了一使MOSFET342 OFF的驅動器108輸入信號時，感測放大器322即立刻被抑能，感測放大器322在該信號使MOSFET344OFF後即由一驅動器108輸出信號予以重新致能。同樣地，在收到了一使MOSFET342ON的驅動器112輸入信號時，感測放大器324即立即被抑能，然後在該信號使MOSFET344ON以後，再由一驅動器112輸出信號序以重新致能。

感測放大器322和324的輸出波形(通常是指分別在圖5和6中顯示的信號500和600)被饋入於相加電路327中，由此使這兩信號聯合，並在輸出328上輸出一單一波形，如圖7之相加信號所示者。最好該感測放大器322和324是輸出電

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

編

六、申請專利範圍

1. 一種用以以一調節電壓供應電流至一負載上的同步開關調節器電路，該調節器電路包含：
一用以耦合至一輸入供應電壓源的輸入端；
一用以耦合至該負載的輸出端；
用以調節該調節器電路的責任週波之控制電路；
輸出電路，與該輸入端、該輸出端和該控制電路耦合，該輸出電路包含一電感器、一使該電感器內的電流增之主要開關元件、和一用以當該主要開關元件不導通時導通該電感器電流的同步開關元件；和
與該同步開關元件和該控制電路耦合的電壓降感測電路，用以提供電流資訊至該控制電路上。
2. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該電壓降感測電路包含：
一與該輸出電路耦合的感測放大器；和
與該感測放大器和該控制電路耦合的空白電路。
3. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該調節器電路以電流模式操作。
4. 如申請專利範圍第1項之調節器電路，其中該電壓降感測電路亦耦合至該主要開關元件上。
5. 如申請專利範圍第4項之調節器電路，其中該電