

UC3854 控制之功率因數修正器電路設計
PHILIP C. TODD

摘要

這個應用手冊說明功率因數修正的概念與它的升壓型前端調節器的設計。本手冊包含了功率因數修正的重要規格、升壓型轉換器的功率電路設計與控制此一轉換器的 UC3854 積體電路說明。本文將提供完整的設計過程，同時說明了設計過程中所必須進行的斟酌與考量。本文所提到的設計流程適用於 UC3854A/B 以及 UC3854。您可以參考 Unitrod 公司所出品的設計手冊 DN-39 以了解某些本文未提到的主題。雖然本文沒有討論到這些部分，但是在進行設計時還是必須考量這些部分的。本篇應用手冊是用以作為取代應用手冊 U-125 "使用 UC3854 的功率因數修正器"之用。

前言

主動式功因修正器的主要功能就是使電源供應器的輸入功因修正為 1.0，即使得電源供應器把功因修正器的輸入端視為一個電阻。而主動式功因修正器主要是利用電流的響應隨著電壓的變化而跟著增大與減小的方式來完成這個功能。當電壓與電流間的變動比為一個定值時，輸入端將呈現電阻性且此時的功率因數將達到 1.0。若這個變動比不再是一個定值，則輸入的波形將會產生相位差或諧波失真，而這些變化將會降低功率因數。

一般對功率因數的定義是實功率與視在功率間的比

$$PF = \frac{P}{(V_{rms} \times I_{rms})} \text{ or } PF = \frac{\text{Watts}}{\text{V.A.}}$$

例，即

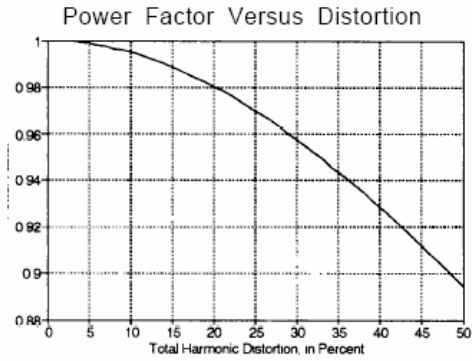
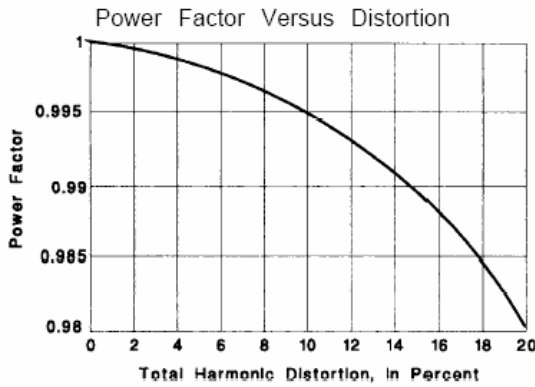
P 是輸入功率的實功率， V_{rms} 與 I_{rms} 是負載的電壓與電流均方根值，也就是文中所提到的功因修正器輸入電壓與電流均方根值。若負載是一個純電阻，則實功率與電壓電流均方根值的乘積將會是相同的，且此時的功率將會是 1.0；若負載不是一個純電阻，則功因將會低於 1.0。

相移量的大小主要是反應了主動式功因修正器的輸入電抗大小，任何像是電感或電容的電抗皆會造成輸入電流相對於輸入電壓的相位改變。電壓電流間的相位差也是一種功率因數典型的定義，即功率因數等於電壓與電流相角差的餘弦函數

$$PF = \cos \theta$$

電壓與電流間的相角差也反映出虛功率的大小。如果負載的電抗只佔負載阻抗的一小部份，則相位差將會很小。當輸入端因前饋信號或控制迴路造成相移時，主動式功因修正器可對輸入電流產生一個相位修正的效果。此外，交流側的線電流濾波器也可能會造成相移。

諧波失真率反映出主動式功因修正器輸入阻抗中的非線性成分。任何輸入阻抗的變動（以輸入電壓的函數呈現）將會造成輸入電流的諧波失真，而此諧波失真也是造成低功率因數的原因之一。諧波失真將會造成輸入電流均方根值的增加，但不會增加輸入的功率。也因此一個非線性的負載將會造成不好的功率因數，其原因是系統需要輸入較高的電流但總輸出功率卻很低。如果非線性的成分較小的話，則諧波失真也會相對的減小。主動式功因修正器的失真主要有幾個生成的原因：前饋信號、回授控制的閉迴路、輸出電容、系統電感及輸入的橋式整流器。



Harmonic Order	Permissible current	Maximum permissible current
n	mA/W	A
Odd harmonics		
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.78
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13	0.3	0.21
15 up	$3.85/n$	$0.15 \times \frac{15}{n}$
Even harmonics		
2	1.8	1.08
4	0.7	0.42
6	0.5	0.30
>8	$\frac{3}{n}$	$\frac{1.80}{n}$

表 1

一個主動式功因修正器可以輕易的達到一個很高的功率因數，一般而言皆遠高於 0.9 以上。但功率因數不會隨著諧波失真或電流波型的改變而有明顯的變化，所以比直接觀察功率因數的大小更方便的方法，是利用下列幾個數值來考量。例如：3%的諧波失真其功因為 0.999；30%諧波失真的電流其功因仍有 0.95；與電壓相差 25 度的電流其功因為 0.90。

以目前的趨勢來說，負責電力品質的全球性標準組織多以詳細列出輸入線電流上每一個頻段的最大容忍諧波量的方式來制訂標準。IEC 555-2 訂定了 15 次諧波之前的每一個諧波與 15 次之後的總諧波相對的電流諧

波容許量。表一列出了在本文完成時，IEC 555-2 所列出的諧波需求。該標準包含了兩個部份的規範：相對的電流諧波量以及總諧波量的絕對最大值，這兩個限制都適用於所有的設備。這個表主要是拿來作線間諧波失真規範的例子，尚無法作為設計時的規格參考。這是因為 IEC 在目前尚也未提出 IEC 555 的最後版本，因此此一標準仍可能會有大幅度的修改。

主動式功因修正

對於一個主動式功因修正器的功率級電路而言，升壓型調節器是一個極佳的選擇，其主要的的原因是此架構的輸入電流是連續的，也因此它產生較低的傳導性干擾與最好的輸入電流波形。然而升壓型調節器的缺點就是它的輸出需要是一個高電壓，也就是輸出電壓需要高於輸入的預期峰值電壓。

應用在主動式功因修正用途上的升壓型調節器其輸入電流波形必須與輸入電壓波形成正比。因此必須使用回授控制來達到此一目的，

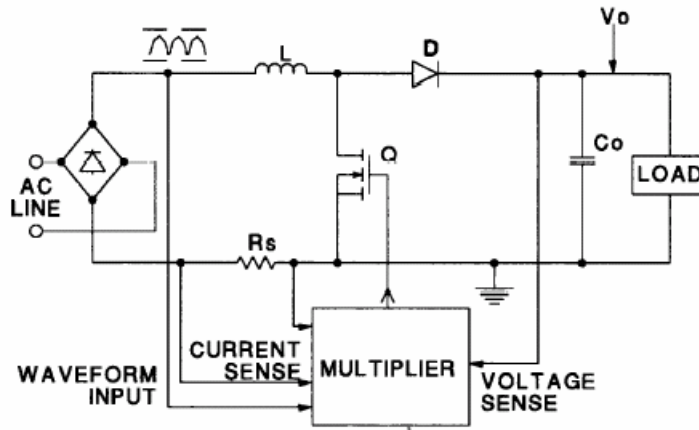


圖 1

高功率因數電路的基本組態

可以採用的方法包括峰值電流模式控制法或者是平均電流模式控制法等。這兩種控制技術都可利用 UC3854 來實現。峰值電流模式控制法在電流回授響應上的低增益與高頻寬的特性使這種控制法不適用於高性能的主動式功因修正器，因為此方法的電流命令與實際電流間的誤差較大。此一現象也將會造成諧波失真與較差的功率因數。

平均電流模式控制法主要是利用一個簡單的概念，就是在升壓型調節器功率電路上再外加一個由放大器電路構成的回授迴路，也因此輸入電流將會以微小的誤差量追隨著電流命令而變化。以上就是平均電流控制法的優點，也是為什麼能改善功率因數的原因。平均電流模式相對來講是比較容易實現的，這也是本文所要描述的方法。

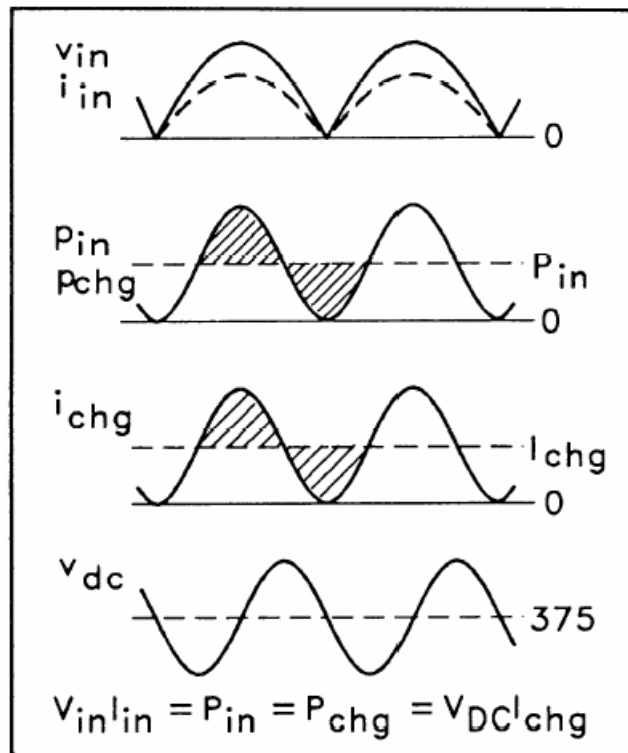


圖 2 調節器前端的波形

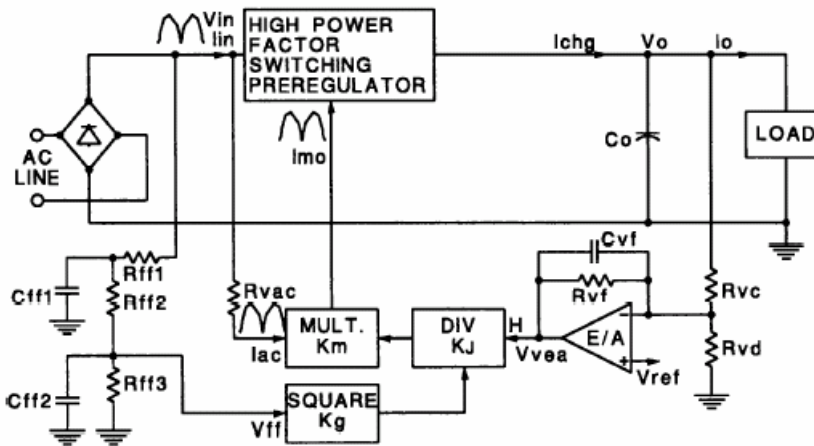


圖 3 高功率因數

圖 1 所示為升壓型功率因數修正器的電路方塊圖，升壓型功率因數修正器的功率電路部份是與直流/直流升壓型轉換器是相同的。在電感之前有一個橋式整流電路對交流輸入電壓進行整流，但交流轉直流用的大型輸入電容已被移到升壓型轉換器的輸出側。在某些電路中橋式整流電路後會接上一個電容值較小的電容，此電容主要是作為抑制雜訊用。升壓型調節器的輸出電壓為一定值，但它的輸入電流則呈現半個弦波的形式。流入輸出電容器的功率不是一個定值，它是輸入電壓的兩倍頻率變化，其瞬間的功率為電容的瞬時電壓乘以流入電容的瞬時電流。如圖 2 所示，最上方的波形為輸入功率因數修正器的電壓與電流，第二個波形則為流入與流出輸出電容的能量。當輸入電壓高於輸出電容的電壓時，電容是處於儲能的狀態；當輸入電壓低於輸出電容的電壓時，電容是處於放能的狀態。第三個波形是電容的充電電流與放電電流，此電流波形與輸入電流波形有著不同的形狀，且其頻率它幾乎是在輸入電壓的二次諧波上。此一能量的流動將會造成二次諧波形式的電壓漣波，如圖 2 中之第四個波形所示。要注意的是，這個電壓漣波與電流波形相差為 90 度，所以這是虛功形式的儲能。在考慮輸出電容的額定值時必須將處理二次諧波漣波電流以及處理升壓型轉換器功率開關在調變時所造成的高頻漣波電流的能力考量進去。

控制電路

主動式功率因數修正器必須同時控制輸入電流與輸出電壓，而電流控制迴路的命令是由整流後的線電壓所決定，因此可以使轉換器的輸入阻抗呈現電阻性。而輸出電壓的控制是藉由改變電流命令的平均值大小來完成。類比的乘法器將整流後的線電壓乘以電壓誤差放大器的輸出後，產生一個電流控制命令。也因此電流的控制命令與輸入電壓的形狀相同，同時其平均值代表輸出電壓的控制命令大小。圖 3 所示為一個主動式功率因數修正器所需要的基本控制器電路方塊圖。輸出電流乘法器的輸出稱之為 I_{mo} ，而這個乘法器的輸出即為輸入電流的控制命令。在圖 3 中，乘法器的輸入端（輸入電壓整流後的電壓）是以電流的方式表示的，因為這就是 UC3854 的動作原理。

除了乘法器之外，在圖 3 中還包括了平方器與除法器，這些電路主要的功能將電壓誤差放大器的輸出除以輸入電壓的平均值取平方後的數值，最後得到的值再乘以整流後的電壓信號。這個外加的電路將可使電壓回路的增益維持一個定值，沒有它的話電壓回路增益將會是平均輸入電壓的平方倍。輸入電壓的平均值稱之為前饋電壓信號或是 V_{ff} ，而當它被前饋到電壓回路增益時，此一數值提供了一個開回路的修正量，且這個值是需要取平方後用來作為電壓誤差放大器輸出電壓信號 V_{vea} 的除數。

電流的控制信號必須盡可能地接近整流後的線電壓信號以提升功率因數，如果電壓回路的頻寬太大，則此控制回路將會調節輸入電流以達成輸出電壓的恆定，但這樣會使得輸入電流的波形嚴重失真。因此電壓回路的頻寬必須小於輸入線電壓的頻率。但是電壓回路的暫態響應又必須要很快，所以電壓回路的頻寬又需要盡可能地大。平方器與除法器所構成的電路將可使回路的增益維持定值，所以控制器頻寬就可以盡可能地靠近輸入線電壓的頻率以降低輸出電壓的暫態變化。當電壓輸入變動範圍大時，這個問題更形重要。這個使回路增益維持定值的電路讓電壓誤差放大器的輸出變成一種功率的控制，電壓誤差放大器的輸出就可直接控制傳送到負載的功率大小，從以下的例子就可以輕易地看到這個現象。如果電壓誤差放大器的輸出是一個定值，而輸入的電壓變成兩倍，則控制命令將會變成兩倍，但這個命令值將會除以前饋電壓信號的平方，也就是除以四倍的輸入電壓信號，而其結果將會使輸入電流變成原先值的一半。輸入電壓變成兩倍時，輸入電流變為原值的一半則可維持與原輸入功率相同的功率。因此，電壓誤差放大器的輸出即可用來控制功率因數修正器的輸入功率等級，此種控制法可用來限制系統從電源得到的最大的功率。如果將電壓誤差放大器的輸出限制在某些值（即對應到某些最大輸入功率等級的值），則當輸入電壓在正常操作範圍內時主動式功率因數修正器將不會從電力線吸取超過這個最大值的功率。

輸入的失真源

控制電路會將諧波失真與相移導入輸入電流波形，產生這些誤差的原因包括輸入端的橋式整流器、乘法電路的輸出與以及輸出與前饋電壓中的漣波等。在主動式功率因數修正器中有兩個調變過程，首先是輸入端的橋式整流的影響，再則是乘法電路、除法電路與平方電路所造成的影響。每一個調變過程都會產生兩個輸入端間乘積、諧波或邊頻(sideband)的影響，且這些過程在數學上的表示式都相當地複雜。然而有趣的是，雖然這兩種調變會互相的影響，但卻可相互的解調，所以它的解是相當簡單的。就如同之前所描述，在主動式功率因數修正器中的漣波電壓皆是線電壓頻率的二次諧波。當這些電壓經過乘法轉換電路後，所得的信號將轉換成輸入電流的控制命令，輸入電流再經過輸入端整流二極體後，二次諧波電壓的大小值將會產生兩種不同頻率的成分。這兩項成分分別為輸入線電壓頻率的三次諧波成分以及基本波成分。且這兩個成分的電壓大小值為原來二次諧波電壓大小值的一半，其相位則與原先二次諧波的相位相同。如果這個漣波電壓大小值為輸入線電壓大小值的 10% 且相位位移 90 度的話，則輸入電流將會產生一個相移為 90 度，大小為基本波 5% 的三次諧波再加上一個相移也是 90 度，大小為基本波 5% 的一次諧波。前饋電壓是將交流的電壓整流後所得的電壓，而這個電壓有一個二次諧波的成分，且這個成分的大小值為平均輸入電壓大小值的 66%。前饋電壓除法器的濾波

電容大大地衰減了二次諧波，且有效地消除了較高頻的諧波，因此前饋的輸入端僅會存有少量的二次諧波。如圖 3 所示，這個前饋電壓將會被送到平方電路中。由於此一漣波具有相當高的直流成分，因此漣波的大小值會被變成兩倍。除法器對漣波的成分沒有影響，因此此一漣波會直接出現在乘法器的輸入端，最後變成輸入電流的三次諧波失真與相移。平方電路將信號轉換成兩倍的動作反應出輸入電流諧波失真量（以百分比表示）與前饋輸入端漣波電壓的量（以百分比表示）是相同的。

很明顯地，前饋的漣波電壓必須相當小如此輸入電流的失真才會降低。漣波電壓可以利用一個具有單一極點且截止頻率非常低的濾波器來加以衰減。然而，由於系統也希望能對輸入電壓的變化有非常快的響應，因此濾波器的響應時間也不能太久。當然，這兩種需求是相違背的，所以必須想出一個折衷的方法。使用一個具有雙極點的濾波器可以在漣波衰減量相同的前提下提供較單極點濾波器更快的暫態響應時間。雙極點濾波器的另一個優點是它的相移量是單極點濾波器的兩倍。而這將導致二次諧波相移 180 度，且使得所產生的三次諧波與輸入電流的相移量變得與輸入電壓相同。若前饋電壓加一個單極點濾波器，大小為前饋輸入 3% 的二次諧波漣波電壓其相移量將會造成 0.97 的功率因數。若使用一個雙極點的濾波器，則在功率因數上將不會有任何的相移成分，原因是因為它的輸出是與輸入電流同相位的。由前饋輸入端二次諧波所造成的輸入電流三次諧波成分，其大小值將會與二次諧波漣波電壓一樣。若在前饋電壓中出現 3% 的二次諧波，則輸入電流也將會含有 3% 的三次諧波失真。

由於漣波電流會流經輸出電容，因此輸出電壓也會含有二次諧波的漣波。此一漣波電壓會經由誤差放大器接回乘法器電路的輸入端，並像前饋電壓信號一樣其輸出結果控制著輸入電流，這也會造成輸入電流的二次諧波失真。由於這個漣波電壓不會經過平方器電路，它所造成的諧波失真大小與相移量將會是漣波電壓所造成的一半。為了避免相移，電壓誤差放大器的輸出漣波電壓必須與線電壓同相位。而電壓誤差放大器則必須將二次諧波相移 90 度以使得其輸出與線電壓同相位。

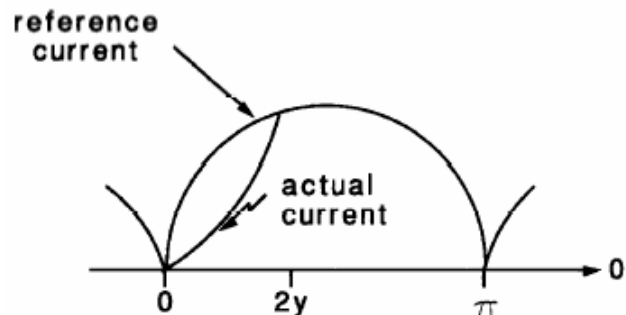


圖 4 尖波(Cusp)失真

使用平均電流模式控制法的升壓型轉換器，其電壓迴

路的控制對輸出轉移函數(control to output transfer function)具有單極點的下降(roll off)特性，因此可用一個平坦增益的誤差放大器來進行補償。雖然這將會產生一個有 90 度相位邊界(phase margin)的高穩定迴路，然而這樣還是未達到最佳化的設計。由於輸出電容上的漣波電壓其相位與輸入電流相位相差 90 度，因此若誤差放大器對於二次諧波頻率有平坦的增益，則所造成的輸入電流諧波其相位與交流電壓整流所得到的電壓之相位也將相差 90 度。藉由將相移的成份導入電壓誤差放大器，系統的功率因數將可得到改善。這樣將可將功率因數相移的成份移動到與輸入電壓吻合，並得到功率因數的提升。在必須使電壓回路穩定的前提下，可加入的相移量是有限的。如果將相位邊界減少到 45 度，則二次諧波的相位將會非常接近 90 度，這使得失真成分與輸入電壓同相。

由輸出漣波電壓所造成的輸入總失真量決定了電壓控制回路的頻寬，若輸出電容很小但失真量又必須要很小，則控制回路的頻寬就必須要低，如此漣波電壓就可以藉由誤差放大器加以衰減。暫態響應是迴路頻寬的函數，低的頻寬將會減慢暫態響應速度，且將造成較大的超越量(overshoot)。所以輸出電容必須大到可達成快速的輸出暫態響應與低輸入電流失真等目的。

設計迴路補償器的技巧就是找出誤差放大器中輸出漣波電壓需要減少的總量，並倒推回增益等於 1 時的頻率。當相位邊界最小時，迴路的頻寬最高。因此選擇 45 度的相位邊界是一個不錯的折衷方法，因為這樣可以得到不錯的迴路穩定度與快速的暫態響應，並且容易設計。這樣設計的電壓誤差放大器在迴路增益等於 1 的頻率之前其增益都是平坦的，在此頻率之後則呈單極點的下降斜率。這樣的設計可使用一個簡單的電路得到線電壓頻率二次諧波的最大衰減量，並獲得最大的頻寬與 45 度的相位邊界。

尖波失真

當交流側的輸入電壓越過零伏特時將會發生所謂的尖波失真，在此時電流命令所需要的電流將會超過可得到的電流變化率。當輸入電壓很靠近零伏時，於功率晶體關閉的時間將會在電感兩端有一個很小的跨壓，於是電流將無法快速地建立起來，因此輸入電流將會比預計的值還要延遲一段短暫的時間後才出現。當輸入電流達到所命令的值之後，控制回路的運作回歸正常，輸入電流也開始追隨命令電流變化。輸入電流無法依照命令電流變化的時間長度是電感值的函數。較小的電感值將會有較好的電流響應與較好的失真率，但較小的電感將會造成較高的漣波電流。因尖波失真狀況所造成的總諧波失真量一般不大，且幾乎都是較高次的諧波，這個問題也可藉由提高切換頻率來解決。

UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design

Application Note

UC3854 功能方塊圖

圖 5 為 UC3854 的功能方塊圖，此圖與 IC 資料手冊中的附圖相同。這個 IC 的內部包含了控制一個功率因數修正器所需的電路。UC3854 是以平均電流模式控制法實現的，但它也具有極高的靈活性以配合各種不同功率電路架構與控制方法使用。

圖 5 的左上角包含了一個低電壓鎖定比較器與它的致能比較器，這兩個比較器的輸出必須同為 1 才能使這個 IC 正常工作。電壓誤差放大器的反向輸入端連接到 IC 的第 11 腳且叫做 V_{sens} 。電壓誤差放大器旁的二極體主要是用來描述內部電路的特性而並非一個實際的元件。在方塊圖中的二極體皆為理想二極體，在正常操作時，到電壓誤差放大器非反向輸入端被接到 7.5 伏特的參考電壓，但此一電壓也被用來做為軟啟動功能使用。這樣的電路組態使得在輸出電壓達到它的操作點前電壓迴路控制便已開始動作，這可以避免產生啟動突波現象（突波可能會損壞電源供應器）。在誤差放大器的反向輸入端與 IC 第 11 腳間的二極體也是一個理想二極體，因此並不會造成反向輸入端與參考電壓間的壓降。此一二極體在實際的 IC 中是利用一個差動放大器來完成的。IC 內部同時提供了一個可對軟啟動計時電容器充電的電流源。

電壓誤差放大器的輸出 V_{vea} 接到 UC3854 的第 7 接腳，這個信號也是乘法器的輸入。輸入乘法器的另一個信

號是來自第六支接腳的 I_{ac} ，這個輸入信號是來自輸入端整流器的斜率控制命令。這支接腳將保持在 6 伏特，且是電流形式的輸入信號。接腳 8 是前饋的輸入端 V_{ff} ，且這個值在饋入到乘法器除法輸入端之前將會被先取其平方值。從第 12 腳輸入的 I_{set} 電流也被用在乘法器上以限制最大的輸出電流。由乘法器輸出的電流為 I_{mo} ，它將從 IC 的第 5 腳流出且同時被接到電流誤差放大器的非反向輸入端。

電流誤差放大器的反向輸入端被接到 IC 的第 4 腳，也就是 I_{sens} 接腳。而電流誤差放大器的輸出將連接到調變脈寬的比較器，且這個值將與來自第 14 腳的震盪斜率做比較。這個震盪器與比較器控制著 S-R 正反器的觸發信號並藉以控制著第 16 腳的高電流輸出。UC3854 輸出電壓在 IC 內部已被箝制在 15 伏特，所以功率電晶體將不會被過驅動。IC 的第 2 腳提供了突波電流的過電流保護，當這支接腳的電位一被拉到負壓時，它將馬上使得輸出的脈波關閉。而 IC 的參考電壓輸出為第 9 腳，輸入電壓則是連接到 IC 的第 15 腳。

設計流程

功率電路設計

在本例中，我們將使用一 250 瓦特的升壓型轉換器來當作功率電路的設計範例。升壓型功率因數修正器的控制電路幾乎與功率電路的功率等級無關，一個 5000 瓦特的功率因數修正器，其控制器將會與 50 瓦特的功率

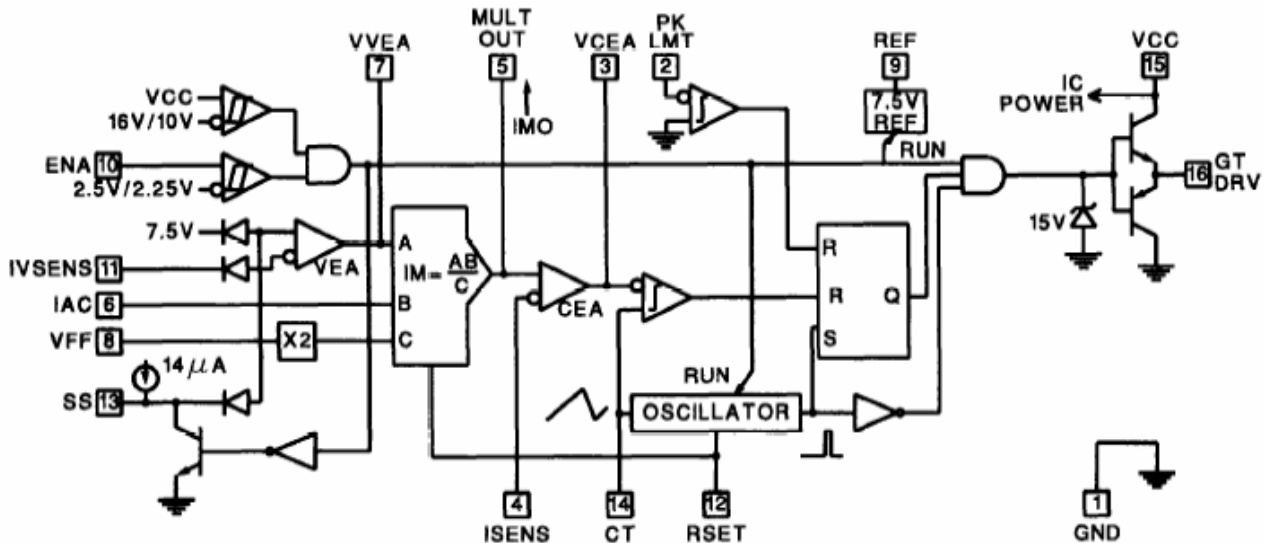


圖 5 UC3854 功能方塊圖

UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design

Application Note

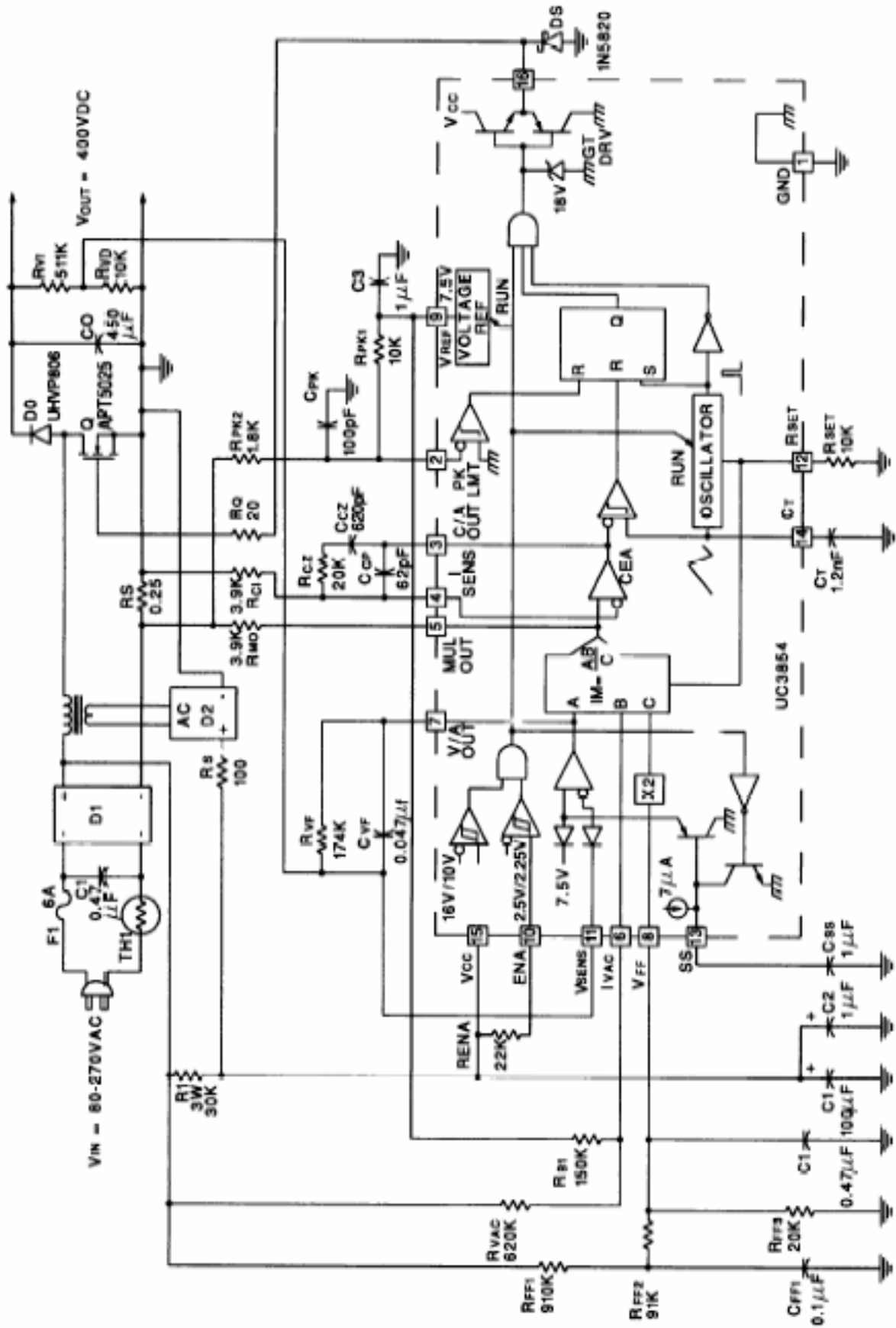


圖 6
250 瓦功率因數修正器完整電路圖

修正器幾乎一樣。雖然功率級電路有所差異，但所有功率因數修正器的電路設計過程將會相同。既然設計過程是相同的，其他等級的功率電路都可以將 250 瓦特的修正器當做一個不錯的類推範例，它可以類推到更高或較低輸入等級的修正器。圖 6 為一個此一電路的設計電路圖，其設計流程說明如下。

規格

轉換器功能的規格制訂是設計流程的開始，輸入線電壓的最小值與最大值、最大的輸出功率與輸入線電壓的頻率範圍都必須先訂定出來。就這個範例電路而言，其規格為：

最大輸出功率為：250 瓦特

輸入電壓範圍：交流 80 到 270 伏特

線電壓頻率範圍：47 到 65Hz

符合這個定義的電源供應器幾乎可適用於世界各地的不同輸入電源。升壓型調節器之輸出電壓必須高於輸入的峰值電壓，且建議值是高出最大輸入電壓 5% 到 10% 的電壓值，所以輸出電壓將決定為直流電壓 400 伏

特。

功率晶體的切換頻率並沒有一定的標準。但切換頻率必須足夠高到讓功率電路體積降低並降低失真，同時需低到足以維持效率。在大部分的應用裡，切換頻率選擇在 20 KHz 到 300KHz 的範圍是個不錯的折衷選擇。在本範例中，轉換器的切換頻率設定為 100KHz，如此可當作兼顧體積與效率的折衷選擇。在此頻率下，電感的值不需太大，尖波失真也將會被減到最小，電感的體積會變小，由輸出二極體所造成的能量損失也不會太高。當轉換器操作在較高的功率等級時，較低的切換頻率將可降低能量損耗。開關的導通減震電路可用來減少切換損失並使得轉換器在高頻切換時達到非常高的效率。

電感的選擇

電感將決定在輸出側高頻漣波電流的大小，且它的值與漣波電流大小值有關。電感值是以輸入側的交流電流峰值來決定。由於最大的峰值電流出現在線電壓等於最小值的位置，其關係式為

PFC CURRENTS VS INPUT VOLTAGE

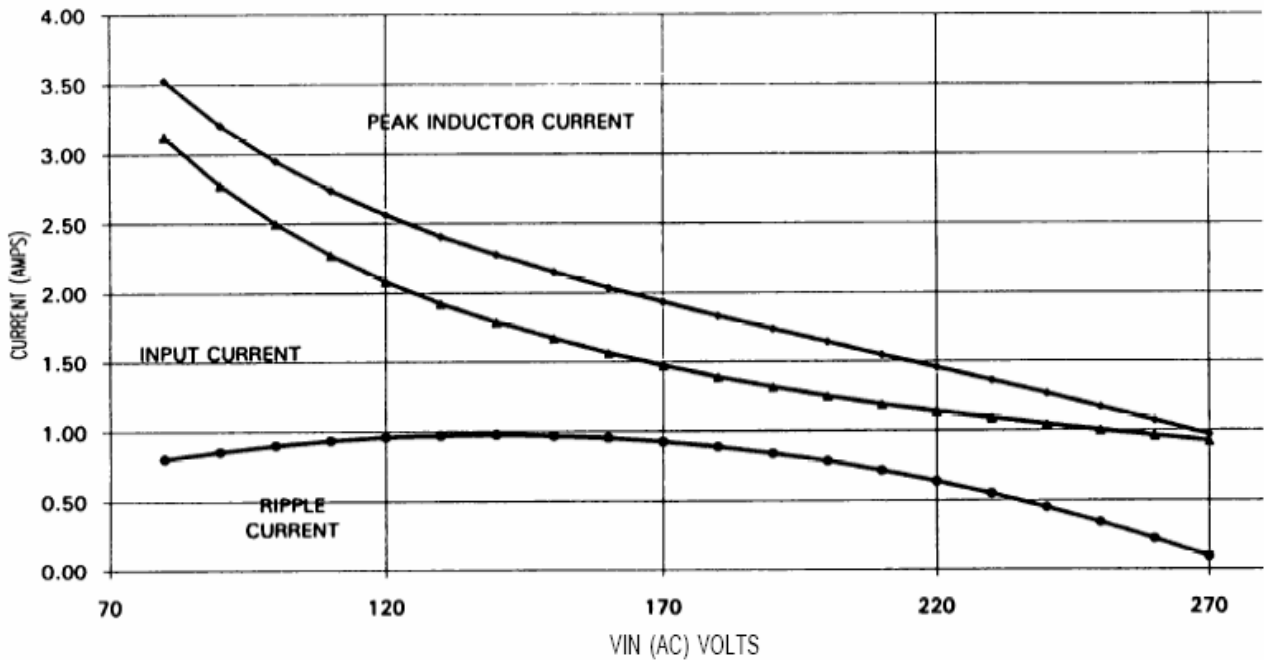


圖 7

$$I_{\text{line (pk)}} = \frac{\sqrt{2} \times P}{V_{\text{in (min)}}$$

在此範例中，轉換器的輸入線電流峰值為 4.42 安培，出現在輸入為交流 80 伏特時。

在升壓型轉換器中最大漣波電流發生在責任週期為 50% 時，這也意味是在升壓比為 $M=V_o/V_{\text{in}}=2$ 的時候。電感電流的峰值一般不會發生在這個時候，因為它的峰值是由正弦控制命令的峰值所決定的。電感的漣波電流峰值對於計算輸入濾波器所需的衰減量而言是很重要的。圖 7 為本範例轉換器電感上漣波電流峰對峰值對輸入電壓的關係圖。

一般來說，電感上的漣波電流峰對峰值多被設定為最大線電流峰值的 20%。這個值在某種程度上只是一項參考用的數值，因為這通常不是高頻漣波電流的最大值。較大的漣波電流值將會使得轉換器在大部分的線電流整流週期都操作在不連續模式的狀況下，這也代表輸入濾波器必須變大以衰減更多的高頻漣波電流。使用平均電流模式控制法的 UC3854 可讓升壓型轉換器的功率電路操作在連續模式與不連續模式底下，且其特性沒有絲毫的改變。

電感值是由半波整流最低輸出電壓時的電流峰值、在此電壓時的責任週期 D 以及切換頻率所決定的，其關係式如下：

$$D = \frac{V_o - V_{\text{in}}}{V_o}$$

$$L = \frac{V_{\text{in}} \times D}{f_s \times \Delta I}$$

其中 ΔI 是指電流漣波峰對峰值。在這 250 瓦特的範例電路裡， $D=0.71$ 、 $\Delta I=900 \text{ mA}$ 、電感 $L=0.89 \text{ mH}$ 。為了方便起見，電感值被四捨五入而以整數 1.0 mH 代替。由於高頻的漣波電流會被加成到線電流峰值中，所以電感電流的峰值會等於線電流峰值與二分之一高頻漣波電流峰對峰值的總和。電感必須能夠承受此一數值的電流。就本範例而言，電感的峰值電流為 5.0 安培，而峰值電流的限制將被設定為比這個值高出 10% 的 5.5 安培。

輸出電容

選擇輸出電容所需考量的因素包括切換頻段的漣波電流大小、漣波電流的二次諧波、輸出的直流電壓、輸出的漣波電壓與保持時間。流經輸出電容的總電流為切換頻段的漣波電流均方根值與線電流的二次諧波均方根值。一般常用來當作輸出電容的大型電解質電容通常包含一個等效的串聯電阻，且此一電阻值會隨著頻率而變化，一般在越低頻時此電阻值越高。電容可負荷的電流量一般是由電容的溫升來決定的。一般計算此一電流的方法乃是去計算高頻漣波電流與低頻漣波電流所造成的溫升，然後將它們加總起來即可。一般電容的資料手冊裡也會提供必要的等效串聯阻抗 (ESR) 與溫昇效應的資訊。

在選擇輸出電容時，輸出電壓維持時間的要求常常都

是最重要的考量因素。維持時間指的是當輸入能量截止時，輸出電壓仍可維持在某個特定範圍的時間長度，典型的維持時間為 15 到 50 毫秒。在 400 瓦特輸出的離線式電源供應器中，通常需要每瓦特輸出 1 到 2 微法拉的電容來達到維持時間的需求，因此在這個 250 瓦特輸出的範例裡輸出電容將為 450 微法拉。若不要求維持時間的長短，則輸出電容值將會很小，小到每瓦特輸出需要 0.2 微法拉的電容，而漣波電流與漣波電壓將成為主要考量的目標。

維持時間的長短是輸出電容所儲存能量、負載所需的能量大小以及輸出電壓與負載操作的最低電壓等因素的函數。電容的維持時間與前述各因素的關係式如下式所述：

$$C_o = \frac{2 \times P_{\text{out}} \times \Delta t}{V_o^2 - V_o(\text{min})^2}$$

在本式中， C_o 是輸出電容、 P_{out} 是負載所需的功率、 Δt 是維持時間、 V_o 是輸出電壓、 $V_o(\text{min})$ 是負載可操作的最低電壓。對本範例轉換器而言， P_{out} 為 250 瓦特、 Δt 為 64 毫秒、 V_o 是 400 伏特、 $V_o(\text{min})$ 是 300 伏特，所以輸出電容值為 450 微法拉。

功率開關與二極體

功率開關與二極體的等級必須確保系統的可靠度。選擇這兩個元件之等級的方法已經超過本應用指引的討

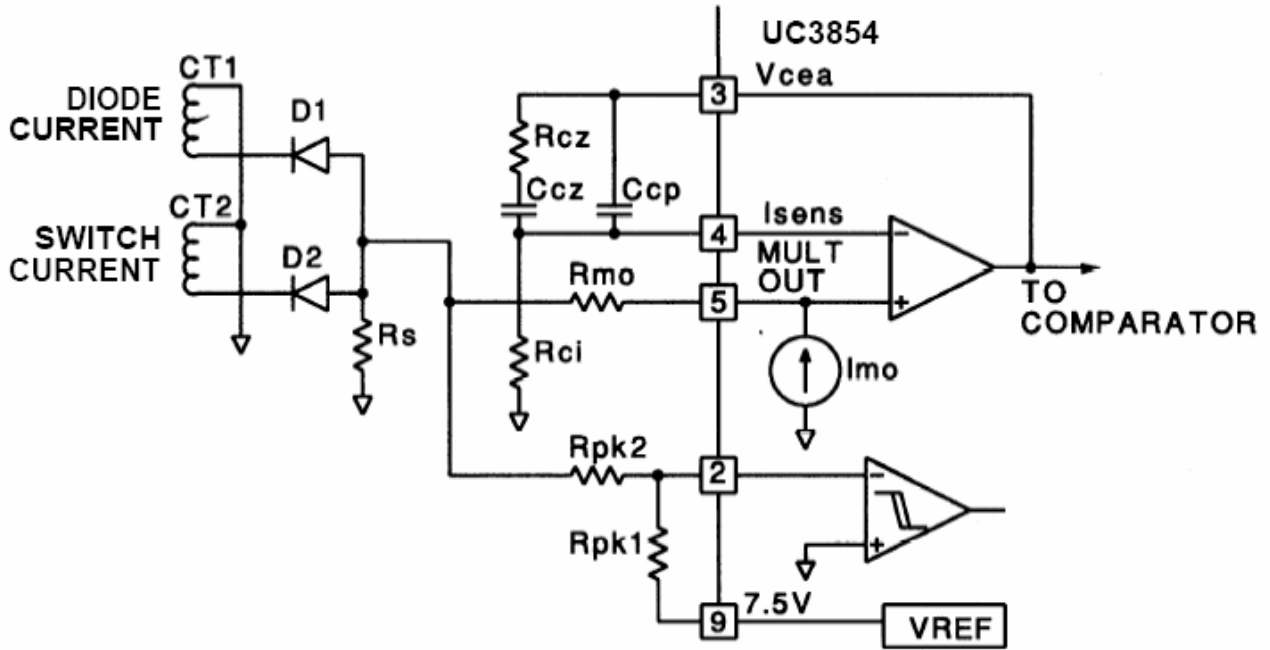


圖 8
負電壓輸出的比流器

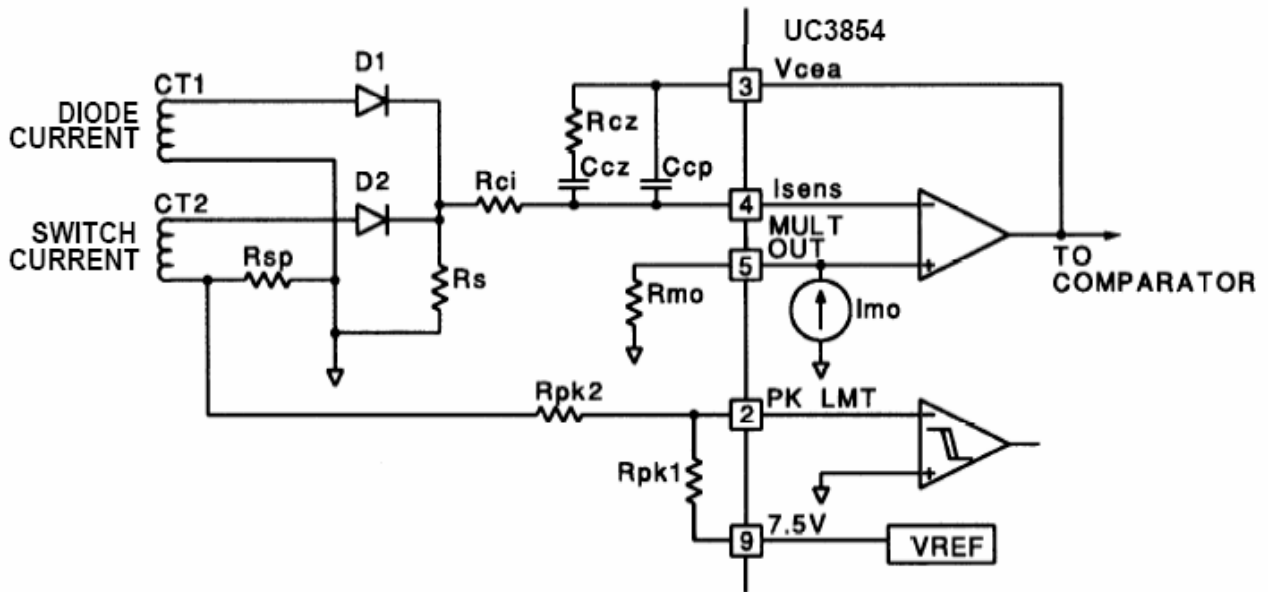


圖 9
正電壓輸出的比流器

論範圍。一般來說，功率開關的電流額定值必須至少大於電感上的最大峰值電流，其電壓額定值則必須大於輸出電壓。對於輸出二極體而言，這個條件也是相同的。輸出二極體的響應必須要非常快速以減少切換時造成的損失，並使損失下降。功率開關與二極體必須有相同等級的降額定值(derating)，此一需求會隨應用場合而有所不同。

在這個範例電路中，二極體是屬於快速高壓形式的二極體，反向恢復時間 35 毫微秒、耐壓 600 伏特、順向導通電流 8 安培。在這個範例電路中的功率電晶體，其耐壓為直流 500 伏特，電流額定為 23 安培。在功率開關上的損失主要是來自二極體截止時的流通電流。當開關導通但二極體尚未截止的瞬間，由於開關必須流過全部的負載電流加上二極體的反向回復電流；且此時開關上的跨壓為輸出電壓，因此這瞬間的開關損失是相當大的。在範例電路中，所選擇的二極體是相當快速的。所選擇的開關則考量了需承受高能量損失的需求。如果開關上允許加入導通減震電路的話，開關所需的額定將可以降低，電路也可以使用較慢速的二極體。

電流的檢測

有兩種常用來檢測電流的方法：一是在轉換器到地之間使用一個檢測電阻，另一則是使用兩個比流器(current transformer)。檢知電阻是一種較不昂貴的方式，且適合用在低功率與低電流的場合。但在較高電流等級的情況下，檢測電阻的損耗將會變的相當大，所以此時比流器是較合適的。本文將使用兩個比流器，一個用來檢測開關上的電流，另一個則用來檢測二極體上的電流，因為這是平均電流模式控制法所需要的資訊。比流器必須要操作在相當大的責任週期範圍下，因此它們有可能會飽和。比流器的操作已超過這篇文章所探討的範圍，您可以參考 Unitrod 公司所出版的技術手冊 DN-41，裡面有針對此一問題的詳細探討。

比流器可被設計為正電壓輸出或負電壓輸出。如圖 8 所示，當設計為負電壓輸出時，UC3854 用來限制電流突波用的第 2 支接腳的功能可以很輕易的實現。但若比流器被設計為正電壓輸出時（如圖 9 所示），此一功能將不易實現。不過此功能可透過在檢測切換開關上的電流之比流器到地之間加一個電流檢測電阻來加以完成。

依據是否使用電阻來檢測電流或者是否使用正電壓輸出的比流器來檢測電流，乘法器的輸出設計與電流誤差放大器的設計將會不同。這兩種方法具有幾乎一樣好的特性，其電流誤差放大器的設計分別示於圖 8 與圖 9 中。正電壓輸出的比流器其設計是把檢測電阻連接到積分器的反向端輸入，而乘法器輸出端的電阻則是連接到地。(參考圖 9)乘法器的輸出電壓不為零，且是電流迴路的控制電壓信號，它也擁有電流迴路控制所需的全波整流形式的半波信號。

如圖 6 所示，本範例轉換器使用電流檢測電阻來檢測電

流，所以電流誤差放大器的反向輸入端(IC 的第 4 支接腳)將透過 R_{ci} 而連接到地。而電流誤差放大器將被設計為適用於平均電流模式的低頻積分器，這種連接使得電流誤差放大器的非反向輸入端(IC 的第 5 支接腳，即與乘法器輸出同節點的腳位)的電壓會等於零。電流誤差放大器的非反向輸入端就像是一個電流迴路控制信號的總匯流點，並且把乘法器的輸出電流加到檢測電阻的電流(即流經控制命令電阻 R_{mo} 的電流)上，而此加成的差異則用來控制升壓型調節器。電流誤差放大器非反向輸入端的輸入電壓在低頻時是很小的，原因是因為它的增益在低頻時是很大的。同樣也因為它在高頻時的增益是很小的，因此在切換頻段可能會出現相對大的電壓信號。IC 第 4 支接腳的平均電壓將會是零，原因是因為這支接腳透過電阻 R_{ci} 連接到地。

在這個範例轉換器上的電流檢測電阻，其兩端的跨壓相對於地是負電位的，所以確定 UC3854 的每一支接腳都不會變成負電位是一個重要的動作。檢測電阻兩端的跨壓必須維持在一個低準位，且 IC 的第 2 支接腳與第 5 支接腳上的電壓必須被箝制住以避免它們變成負的準位。跨壓為一伏特左右的檢測電阻是一個不錯的選擇，此一電阻值產生的訊號夠大因此得以不受雜訊的干擾，同時也夠小而不至於造成太大的能量損失。選擇檢測電阻的電阻值其實是相當有彈性的。在這個範例轉換器裡，我們選擇 0.25 歐姆的電阻來作為 R_s 。在最糟的狀況下，5.6 安培的峰值電流將會產生最大 1.4 伏特的峰值電壓。

峰值電流限制

當暫態電流超過峰值電流的最大限制值且當 IC 第 2 支接腳的電壓準位被拉到低於地電位時，UC3854 將會使功率電晶體截止。而電流的限制值是由參考電壓準位到檢測電阻電壓準位間的分壓器所決定的。電壓準位設定的方程式如下所示：

$$R_{pk2} = \frac{V_{rs} \times R_{pk1}}{V_{ref}}$$

這裡的 R_{pk1} 與 R_{pk2} 是分壓電阻， V_{ref} 是 UC3854 所提供的 7.5 伏特， V_{rs} 是電流限制點上的檢測電阻兩端跨壓。而流經 R_{pk2} 電阻的電流大約為 1 毫安培，所以在這範例電路裡是利用 10K 歐姆的 R_{pk1} 與 1.8K 歐姆的 R_{pk2} 來將峰值電流的限制值設定為 5.4 安培。當操作在低電壓準位時，此電路可加上一個小電容值的 C_{pk} 以提供額外的抗雜訊能力，但它也會稍微增加電流的限制值。

乘法器電路的設定

乘法器電路是功率因數修正器的核心電路。乘法器電路的輸出即為電流迴路的命令，藉由控制此一命令可得到相當高的功率因數。因此，乘法器的輸出是一個可以表示輸入電流狀況的信號。

不像大部分電路設計時是由輸出狀況來決定輸入的條件，在設計乘法器電路時必須由輸入條件開始設計。乘法器電路同時具有三個輸入信號：命令電流信號 I_{ac} (IC 的第 6 支接腳)、由輸入端得到的前饋電壓信號 V_{ff} (IC 的第 8 支接腳) 與電壓誤差放大器的輸出電壓信號 V_{vea} (IC 的第 7 支接腳)。 I_{mo} 是乘法器的輸出電流信號 (IC 的第 5 支接腳)，這三者的關係式如下式所述：

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2}$$

在這裡 K_m 是乘法器裡的一個常數，且它的值等於 1.0； I_{ac} 是輸入電壓整流完後的命令電流信號； V_{vea} 是電壓誤差放大器的輸出電壓信號； V_{ff} 是前饋電壓信號。

前饋電壓信號

V_{ff} 是平方電路的輸入信號，UC3854 的平方電路通常操作在 1.4 伏特到 4.5 伏特的電壓範圍。UC3854 內部有一個箝制電路可以在輸入電壓信號超過了這個電壓等級的情況下將 V_{ff} 限制在低於 4.5 伏特。輸入電壓 V_{ff} 的分壓電路由三個電阻 (如圖 6 所示，電阻 R_{ff1} 、 R_{ff2} 與 R_{ff3}) 與兩個電容 (C_{ff1} 與 C_{ff2}) 所組成，而它們的功用是作為兩個輸出的濾波器。這些電阻與電容形成了一個二階低通濾波器，所以直流輸出電壓可以與半波形式的輸入電壓之平均值成正比。而這個電壓平均值是半波形式輸入電壓均方根值的 90%。如果交流側輸入電壓的均方根值是交流 270 伏特，則半波形式輸入電壓的平均值將為直流 243 伏特，且其峰值電壓將為 382 伏特。

V_{ff} 分壓電路必須滿足兩個直流條件。在高線電壓輸入時， V_{ff} 不能超過 4.5 伏特。在這個電壓準位時， V_{ff} 電壓準位將被箝制住而使得前饋失去它的功用。分壓電路的設計準則在於當輸入電壓為最低輸入準位時， V_{ff} 的電壓值需等於 1.414 伏特，分壓器的端電壓 V_{ffc} 則為 7.5 伏特。如此 V_{ff} 將會如 Unitorde 公司的設計手冊 DN-39B 所述的受到箝制。如果 V_{ff} 的輸入電壓低於

1.414 伏特的時候，在 IC 內部有一個內部電流限制以使得乘法器的輸出維持定值。由於輸入電壓 V_{ff} 必須要一直存在，所以在最小輸入電壓時 V_{ff} 仍須等於 1.414 伏特。當輸入電壓的變動範圍過大時，這可能會造成高準位時 V_{ff} 受到箝制。不過，設計時寧可使 V_{ff} 箝制在高準位的截止電壓範圍，也不要使乘法器輸出被箝制在低準位的截止範圍。如果 V_{ff} 被箝制住，電壓回路增益也將改變，但這對整個系統的影響不會很大；反之，若箝制住乘法器的輸出電壓，則輸入電流將會造成嚴重的失真。

由於這個範例電路使用 UC3854，所以 V_{ff} 的最大電壓將會是 4.5 伏特。如果分壓電路的第一個電阻 R_{ff1} 是 910K 歐姆、中間的電阻 R_{ff2} 為 91K 歐姆與底層的電阻 R_{ff3} 為 91K 歐姆時，當輸入電壓為交流均方根值 270 伏特，且直流平均電壓值為 243 伏特，將會使得 V_{ff} 的最大電壓值變成 4.76 伏特。但當輸入電壓為交流均方根值為 80 伏特，且直流平均電壓為 72 伏特時，則 V_{ff} 將為直流 1.41 伏特。同樣地，當分壓電路的端點電壓為交流 80 伏特時，分壓器上端的電壓 V_{ffc} 的輸入電壓將為 7.83 伏特。要注意的是由於我們允許高準位的截止電壓超過 4.5 伏特，所以低準位的截止電壓將不會低於 1.41 伏特。

電壓誤差放大器的輸出是設定乘法器所必須考量的另一個部份，而電壓誤差放大器的輸出 V_{vea} 在 UC3854 IC 的內部被箝制在 5.6 伏特。電壓誤差放大器輸出電壓的準位高低相當於轉換器輸入功率的多寡。當輸入電壓 V_{vea} 維持定值時，此一前饋電壓會使得輸入功率維持定值而不會受輸入線電壓準位改變的影響。如果 5 伏特代表最大的正常操作電壓的話，則 5.6 伏特的準位將被視為超過最大功率限制 12%。

箝制住電壓誤差放大器的輸出電壓，就是設定 V_{ff} 的最小電壓準位為 1.41 伏特。您可將這個數值代入上面所提到的乘法器輸出電流方程式便可得到印證。當 V_{ff} 電壓值很大時，乘法器天生的誤差將會被放大，其原因是因為 V_{vea}/V_{ff} 的值變小了。如果是應用在輸入變動範圍很大且需要極低諧波失真的系統，則 V_{ff} 的電壓變動範圍將被改為 0.7 伏特到 3.5 伏特。為完成這一目的，電壓誤差放大器上必需額外加裝一個箝制電壓的電路，來使得它的輸出電壓低於 2.00 伏特。然而，這樣的作法是不被建議的。

乘法器的輸入電流

乘法器的操作電流是輸入電壓透過電阻 R_{vac} 而來，雖然乘法器在高電流相對來講有最好的線性比例特性，但建議的最大操作電流為 0.6 毫安培。在這範例電路裡，高準位的峰值電壓是直流 382 伏特，且在 UC3854 第 6 支接腳的電壓準位是 6.0 伏特，使用電阻值為 620K 歐姆的 R_{vac} 將提供一個最大為 0.6 毫安培的 I_{ac} 。又因為 IC 第 6 支接腳的電壓準位為直流 6.0 伏特，所以當輸入電壓為零伏特時，在突波失真操作範圍附近系統必需加上一個偏壓電流。連接參考電壓 V_{ref} 與 IC 第 6 支接腳的電阻 R_{b1} 將提供一個所需要的微量偏壓電流，而 R_{b1} 的電阻值約等於 $R_{vac}/4$ 。在這個範例電路裡，電阻值為 150K 歐姆的 R_{b1} 將提供一個正確的偏壓電流。

乘法器的最大輸出電壓將發生在低電壓輸入時輸入正弦電壓的峰值處；乘法器最大的輸出電流可由上面所提到的 I_{mo} 方程式來計算。當輸入電壓 V_{in} 為低準位時， I_{ac} 的電流峰值將會是 182 微安培，且 V_{vea} 將會是 5.0 伏特、 V_{ff} 將會是 2.0 伏特，則電流 I_{mo} 最大值將會是 365 微安培。由於電流 I_{mo} 的值不會比兩倍的 I_{ac} 還大，因此這也代表了此一輸入電壓下本功因修正電路可得到的最大電流以及輸入電流的峰值都受到了限制。

電流 I_{set} 是乘法器輸出電流的另一個限制， I_{mo} 將不會比 $3.75/R_{set}$ 還大。就這個範例電路而言，電阻 R_{set} 的最大可用值為 10.27K 歐姆，所以本電路選擇 10K 歐姆作為它的電阻值。

乘法器的輸出電流 I_{mo} 必須和一個與電感電流成比例的電流做加成，如此才能構成一個電壓迴授控制的迴路。連接著乘法器輸出與電流檢測電阻的電阻 R_{mo} 完成了這個動作，且乘法器的輸出腳位也變成了加成的連接點。在正常的操作情況下，IC 第 5 支接腳上的電壓其平均值應該為零，但實際上此腳位會有切換頻率的漣波電壓，此一電壓的振幅是以兩倍線電壓頻率的方式變動著。在這個範例電路裡，升壓型調節器電感上的峰值電流將被限制在 5.6 安培，由於電流感測電阻為 0.25 歐姆，因此這個電流所造成的壓降為 1.4 伏特。因為乘法器的最大輸出電流為 365 微安培，所以加成電阻 R_{mo} 的電阻值應為 3.84K 歐姆，本電路最後選用 3.9K 歐姆當作此一電阻值。

震盪器的頻率

I_{set} 是震盪器的充電電流，它的值將由 R_{set} 所定義，而震盪器的震盪頻率是由計時電容與其充電電流來設定，計時電容的電容值將由下述式子決定：

$$C_t = \frac{1.25}{R_{set} \times f_s}$$

這裡的 C_t 是計時電容的電容值， f_s 是切換頻率且單位為 Hz。在本範例的轉換器裡，切換頻率為 100KHz，電阻 R_{set} 是 10K 歐姆，所以計時電容 C_t 為 0.00125 微法拉。

電流誤差放大器的補償

電流迴路必須補償到可以穩定地操作，對升壓型轉換器而言，其控制命令對輸入電流的轉移函數在高頻時存在著一個極點，此一極點主要是由升壓型轉換器的電感阻抗與檢測電阻 R_s 所形成的低通濾波器所造成的。這個控制命令對輸入電流的轉移函數方程式為：

$$\frac{V_{rs}}{V_{cea}} = \frac{V_{out} \times R_s}{V_s \times sL}$$

此處的 V_{rs} 是輸入電流檢測電阻兩端的跨壓， V_{cea} 是電流誤差放大器的輸出電壓。 V_{out} 是直流輸出電壓， V_s 是震盪器三角波的峰對峰振幅大小， sL 是升壓型轉換器的電感阻抗(亦可表示成 $j\omega L$)，而 R_s 是檢測電阻(如果使用比流器的話則這個值將改為 R_s/N)。這個方程式只有在濾波器的共振頻段(LCo)與開關切換頻段間的範圍才準確，低於共振頻率則輸出電容將會成為主要的影響因素，且方程式也將改變。

電流誤差放大器的補償電路在切換頻段附近提供了一個平坦的增益，此一增益加上升壓型轉換器功率級電路原本具有的單極點下降斜率便構成了適用於整個回路的補償器。在放大器的響應中，一個低頻的零點可提供相當高的增益，而這個增益也讓平均電流模式控制法能夠正常的動作。放大器在靠近切換頻率時的增益則由電感電流向下的斜率與震盪器所產生的斜率相同時開關關閉的動作來決定。這兩個信號都是 UC3854 PWM 比較器的輸入信號。

電感電流的向下斜率其單位為安培/秒，此一數值在輸入電壓為零伏特時產生最大值。換句話說，當輸入電壓與輸出電壓間的電壓差為最大時，電感電流的斜率會最大。在此刻($V_{in}=0$)，電感上的電流值可由輸出電壓與電感值間的比值計算而得 (V_o/L)。此一電

流將流過電阻檢測電阻 R_s ，並產生一個斜率為 $V_o R_s / L$ 的電壓（如果是使用檢測比流器則這個式子將會變為 $V_o R_s / N L$ ）。這個斜率會被乘以位於切換頻段中的電流誤差放大器的增益，此一數值必須與震盪器的斜率（其單位亦為伏特/秒）相同方代表電流回路的補償器設計正確。因此若增益太高的話，則電感電流的斜率將會比震盪器斜率還大，而整個迴路將會變的不穩定。通常這個不穩定現象會在靠近輸入波形突波失真時發生，且當輸入電壓增加時便消失。

根據前述的方程式，將電流誤差放大器的增益與迴路的交越頻率相乘並將結果設為 1 便可求解交越頻率的值。將此一式子重新整理並求解交越頻率，其結果如下述之方程式：

$$f_{ci} = \frac{V_{out} \times R_s \times R_{cz}}{V_s \times 2\pi L \times R_{ci}}$$

這裡的 f_{ci} 是電流迴路的交越頻率，而 R_{cz}/R_{ci} 是電流誤差放大器的增益。使用這個步驟將可求得電流迴路的最佳響應。

在這個範例轉換器裡，其輸出為直流 400 伏特且電感值為 1.0 毫亨利，所以可得電感電流的向下斜率為每微秒 400 毫安培。而電流檢測電阻的電阻值為 0.25 歐姆，所以電流誤差放大器的輸入為每微秒 100 毫伏特。UC3854 震盪器三角波其峰對峰值為 5.2 伏特且其切換頻率為 100KHz，所以此一三角波的斜率為每微秒 0.25 伏特。也因此電流誤差放大器在切換頻率下必需要有一個大小為 5.2 的增益來使兩者間的斜率相同，而這增益大小 5.2 的放大器，是利用一電阻值為 3.9K 的輸入電阻 R_{ci} 與一電阻值為 20K 的迴授電阻 R_{cz} 來完成的，所以這個電流迴路的交越頻率將會是 15.9KHz。

在電流誤差放大的設計中，其零點的位置必須位於或低於交越頻率點的位置。當零點位於在交越頻率點時，相位邊界將為 45 度；若零點是在更低的頻率，則相位邊界將會更大。一個有 45 度相位邊界的系統是非常穩定的，系統的超越量將會很低，對元件數值變化的容忍度也相當高。由於零點必須被放在零交越頻率點上，所以在此頻率時電容的阻抗必須與 R_{cz} 相同，而其方程式為 $C_{cz} = 1 / (2\pi \times f_{ci} \times R_{cz})$ 。在這個範例轉換器裡， R_{cz} 為 20K 歐姆且 f_{ci} 為 15.9KHz，所以 C_{cz} 為 500p 法拉。在此選用 620p 法拉的電容值以提高一些相位邊界。

在設計電流誤差放大器補償器響應時，一般會在靠近切換頻率的位置加入一個極點，此一極點可用來降低對雜訊的靈敏度。

若極點比切換頻率高出一半的頻率時，這個極點將不會對整個控制迴路的響應有任何影響。在這個範例轉換器裡，我們使用 62p 法拉電容值的 C_{cp} 以在 128KHz 的地方提供一個極點，然而這個值已超過了切換頻率，所以可以再選用電容值較大的電容，但這個極點的頻率在此狀況下是可以被接受的。

電壓誤差放大器的補償

為了使系統穩定，必須對電壓控制迴路進行補償。但因為電壓迴路的頻寬相對於切換頻率而言太低，所以對電壓迴路控制的主要需求是用來使輸入失真達到最小，而不是用來提高系統穩定度。因此迴路的頻寬必須足夠小，才能減小輸出電容上線電壓頻率的二次諧波以降低輸入電流的調變量。此外電壓誤差放大器必須提供足夠的相移量以使調變的相位保持在輸入線電壓的相位，如此方能達致較高的功率因數。

輸出級電路的基本低頻等效模型是一個電流源驅動的電容器，功率級電路與電流迴授迴路構成了這個電流源，而電容器指的是輸出電容。這樣的架構形成了一個積分器的效果，且它的增益特性對超過轉折頻率以上的頻率來說，增益向下衰減的比例固定為 20dB。當電壓迴授迴路以此方式形成閉回路時，即使電壓誤差放大器的增益值為固定時系統也會穩定。此一方法可用來讓電壓迴路穩定。然而，這個方式在減少二次諧波頻段的輸出漣波所造成的失真上效果非常的差。在放大器的響應中加入一個極點可有效降低漣波電壓的大小，並將它的相位移動 90 度。所需諧波量的多寡可用來決定電壓誤差放大器在線電壓頻率的二次諧波頻段上的增益大小，並用來找出增益為一時的交越頻率。最後，這些資訊便可用來來出電壓誤差放大器頻率響應的極點位置。

設計電壓誤差放大器的補償時，第一步是先決定漣波電壓在輸出電容上的總量。而二次諧波電壓的峰值將可由這個式子計算而得：

$$V_{opk} = \frac{P_{in}}{2\pi f_r \times C_o \times V_o}$$

這裡的 V_{opk} 是輸出漣波電壓的峰值（峰對峰值將會是這個值的兩倍）； f_r 是漣波電壓的頻率，也是輸入線電壓頻率的二次諧波頻率； C_o 是輸出電容的電容值；而 V_o 是直流輸出電壓。所以在這個範例轉換器中其漣波電壓峰值為 1.84 伏特。

接下來的步驟便是計算漣波所造成的輸入失真總量，此一失真量主要與轉換器的規格有關。由於本範例轉

換器指定的 THD 是 3%，因此此一成分將佔 0.75% 的 THD，這也意味著電壓誤差放大器的輸出漣波電壓將會被限制在 1.5%。由於電壓誤差放大器的有效輸出範圍 (ΔV_{vea}) 是由 1.0 伏特到 5.0 伏特，所以電壓誤差放大器輸出的漣波電壓峰值將可由 $V_{ver(pk)} = \%Ripple \times \Delta V_{vea}$ 算出。也因此在此範例轉換器中，電壓誤差放大器輸出端將有一個大小為 60 毫伏特的電壓漣波峰值。

在二次諧波頻段的電壓誤差放大器增益 G_{va} ，是上面所提到的兩個數值的比例。即等於電壓誤差放大器輸出端所允許的最大漣波電壓值除以輸出電容上的漣波電壓峰值。在這個範例轉換器， G_{va} 等於 0.0326。

在下一步設計過程中，選擇 R_{vi} 的準則將無法很明確。因為這個值要足夠小才能讓放大器的偏壓電流不會對輸出有太大的影響；但它又必須足夠大才能讓損耗變小。在這個範例轉換器裡， R_{vi} 選用了 511K 歐姆的電阻，而它的能量損耗大約為 300 毫瓦特。

迴授電容 C_{vf} 決定了漣波頻率的二次諧波增益，且被用來決定電壓誤差放大器在輸入線電壓頻率的二次諧波頻段的增益是否適當。它的描述方程式為：

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi f_r \times R_{vi} \times G_{va}}$$

在本範例換器裡 C_{vf} 電容值為 0.08 微法拉，若取一個接近的數值 0.047 微法拉，則相位邊界將會有稍許的改善，失真量則會稍微升高。所以本範例轉換器採用此一電容值。

而輸出電壓將由分壓電阻 R_{vi} 與 R_{vd} 所決定，但 R_{vi} 的電阻值已經被決定了，所以依所想要的輸出電壓與直流 7.5 伏特的參考電壓將可決定 R_{vd} 的電阻值。在這個範例裡，10K 歐姆的 R_{vd} 電阻將可得到直流 390 伏特的輸出電壓。若利用一個 414K 歐姆的電阻與 R_{vd} 並聯則可讓輸出電壓提升到直流 400 伏特，但在這個應用裡直流 390 伏特是可以接受的。而 R_{vd} 對主動式功率因數修正器的交流側將不會有任何作用，它唯一的功是設定直流輸出電壓的準位。

在電壓誤差放大器響應裡的極點頻率可以藉由將迴路方程式的增益設定為 1 並求解此一方程式而得到。電壓迴路的增益是由誤差放大器與升壓型轉換器功率級的增益相乘所產生，而升壓型轉換器的增益則與輸入功率相關。電路中的乘法器、除法器與平方器這幾個項目都可以總結到功率級電路的增益，且如之前所述，這些電路的功用是把電壓誤差放大器的輸出轉換成功率控制的信號。這使我們能夠輕易把升壓型轉換器功率級電路的轉移函數用功率的方式表示。其方程式為：

$$G_{bst} = \frac{P_{in} \times X_{co}}{\Delta V_{vea} \times V_o}$$

這裡的 G_{bst} 是升壓型轉換器功率級的增益，其中包含乘法器、除法器與平方電路的增益； P_{in} 是平均輸入功率； X_{co} 是輸出電容的阻抗； ΔV_{vea} 是電壓誤差放大器輸出電壓的範圍(在 UC3854 為 4 伏特)； V_o 為直流輸出電壓。

在極點頻率之上的誤差放大器頻率響應增益是為：

$$G_{va} = \frac{X_{cf}}{R_{vi}}$$

這裡的 G_{va} 是電壓誤差放大器的增益； X_{cf} 是迴授電容的阻抗而 R_{vi} 是迴授的輸入電阻。

整個電壓迴路的增益是 G_{bst} 與 G_{va} 的乘積，並可以下列方程式得到：

$$G_v = \frac{P_{in} \times X_{co} \times X_{cf}}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi}}$$

要注意的是、這個方程式中的 X_{co} 與 X_{cf} 等兩個項都與頻率有關。而這個方程式有一個二階的斜率(每十倍頻衰減為 -40 dB)，所以它一定是一個與頻率平方相關的方程式。把 G_v 設成 1 並求解上述方程式可求得單位增益(unity gain)下的頻率，然後再將式子重新整理便可求解 f_{vi} 。在運算過程中， X_{co} 可用 $1/(2\pi f_{co})$ 取代，而 X_{cf} 用 $1/(2\pi f_{Cvf})$ 取代。

最後方程式會變成：

$$f_{vi}^2 = \frac{P_{in}}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi} \times C_o \times C_{vf} \times (2\pi)^2}$$

對本範例轉換器而言， $f_{vi}=19.14\text{Hz}$ 。此時 R_{vf} 的數值便可藉由將其設定等於 f_{vi} 頻率下的 C_{vf} 阻抗值而得到。其方程式為： $R_{vf}=1/(2\pi f_{vi}C_{vf})$ 。在這個範例轉換器裡，算出來的阻抗值為 177K 歐姆，所以本處將選用 174K 歐姆的電阻。

前饋電壓分壓電路的濾波電容

輸入乘法器的前饋電壓二次諧波漣波電壓佔乘法器輸出結果的百分比與交流側三次諧波漣波電流的百分比是相同的。在前饋電壓分壓電路的電容 (C_{ff1} 與 C_{ff2}) 會衰減來自整流輸入電壓的漣波電壓，這個二次諧波的漣波是交流輸入線電壓的 66.2%。因此所需要減少的總量，或者稱之為濾波器的增益，是分壓到這個失真源的三次諧波失真量除以 66.2%，此一數值即為分壓電路的輸入。在這個範例電路裡，這個輸入量將會造成總諧波失真量的 1.5%，所以需要減少的總量為 $G_{ff} = 1.5 / 66.2 = 0.0227$ 。

這個所介紹的分壓電路建議採用具有二次濾波效果的電路，其理由是因為此類的電路可提供線電壓均方根值變化量較快速的響應，其典型值為六倍快。它的兩個極點必須被置放在相同的頻率上以提供最大頻寬。而這個濾波器的總增益，是兩級濾波器增益的乘積，所以每一級濾波器的增益是總增益的平方根值。因為阻抗不一樣的關係，所以這兩級濾波器不大會相互影響，也因此它們可以分開處理。在這個範例轉換器裡，每一級濾波器在二次諧波頻段的增益為 0.0227 與 0.15。同樣的關係也可用來決定截止頻率，此一頻率主要用來決定電容值。由於這些濾波器的極點只是簡單的實數極點，所以截止頻率會等於每級增益乘以漣波頻率，或為

$$f_c = \sqrt{G_{ff}} \times f_r$$

在這個範例轉換器中有一個增益為 0.0227 的濾波器與一個增益為 0.15 的前級，而漣波頻率為 120Hz，所以截止頻率為

$$f_c = 0.15 \times 120 = 18\text{Hz}$$

截止頻率是用來計算濾波電容的電容值，也就是說，在本應用場合下電容的阻抗在截止頻率時必須與負載電阻的阻抗相同。下列的方程式可用來計算這兩個電容值：

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff2}}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff3}}$$

在這個範例轉換器裡，R_{ff2} 為 91K 歐姆且 R_{ff3} 為 20K 歐姆，所以

$$C_{ff1} = 1/2\pi \times 18 \times 91\text{K} = 0.1\mu\text{F};$$

$$C_{ff2} = 1/2\pi \times 18 \times 20\text{K} = 0.44\mu\text{F};$$

所以選擇 C_{ff}=0.47 微法拉。

這就完成了主動式功率因數修正器主要電路的設計。

設計步驟的總結

這一小節包含著一個針對主動式功率因數修正器的簡要且循序漸進的設計步驟總結，此處所採用的範例轉換器與前述提到的轉換器相同。

1. 規格：定義主動式功率因數修正器動作的需求。

例子：

輸出功率(最大)：250 瓦特

輸入電壓範圍：交流 80-270 伏特

線電壓頻率範圍：47-65Hz

輸出電壓：直流 400 伏特

2. 選擇切換頻率：

例子：100KHz

3. 電感的選擇

A. 最大的線電流峰值。輸入功率=輸出功率(最大)

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \times P_{in}}{V_{in}(\min)}$$

例子：I_{pk}=1.41×250/80=4.42 安培

B. 漣波電流：

$$\Delta I = 0.2 \times I_{pk}$$

例子：

$$\Delta I = 0.2 \times 4.42 = 0.9 \text{ 安培峰對峰值}$$

定義在 I_{pk} 時的責任週期，V_{in(peak)} 是輸入電壓為最低值時整流電壓的峰值

$$D = \frac{V_o - V_{in}(\text{peak})}{V_o}$$

例子：

$$D = (400 - 113) / 400 = 0.71$$

D. 計算電感；f_s 是開關切換頻率。

$$L = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I}$$

例子：

$$L = (113 \times 7.1) / (100,000 \times 0.9) = 0.89 \text{ 毫亨利}$$

四捨五入取 1.0 毫亨利

4. 選擇輸出電容。若需考慮維持時間，請使用下述方程式。C_o 的典型值為每瓦特 1 微法拉到 2 微法拉。如果不需要考慮維持時間時，則使用二次諧波漣波電壓與電容總損耗功率來決定電容的最小值。Δt 是以秒為單位的維持時間，而 V₁ 是輸出電容的最小電壓。

$$C_o = \frac{2 \times P_{out} \times \Delta t}{V_o^2 - V_1^2}$$

例子：

$$C_o = (2 \times 250 \times 34 \text{msec}) / (400 - 350) = 450 \mu\text{F}$$

5. 選擇電流檢測電阻（若是使用比流器時則必須額外考慮圈數比）時必須決定輸出相對於電路的共地點是為正電壓或負電壓。讓電阻兩端的峰值電壓維持在低準位， V_{rs} 的典型值為 1.0 伏特。

A. 找出 $t_{pk(max)} = I_{pk} \times \Delta I / 2$

例子：

$$I_{pk(max)} = 4.42 + 0.45 = 5.0 \text{amps peak}$$

B. 計算檢測電阻的電阻值

$$R_s = \frac{V_{rs}}{I_{pk(max)}}$$

例子：

$$R_s = 1.0 / 5.0 = 0.20 \text{ ohms} \cdot \text{選用 } 0.25 \text{ ohms}$$

C. 計算實際的檢測電壓峰值。

$$V_{rs(pk)} = I_{pk(max)} \times R_s$$

例子：

$$V_{rs(pk)} = 5.0 \times 0.25 = 1.25 \text{ 伏特}$$

6. 設定獨立的電流峰值限制，這裡的 R_{pk1} 與 R_{pk2} 是分壓電路裡的電阻。

選擇一個過載電流的峰值： $I_{pk(ovld)}$ 。而 R_{pk1} 的典型值為 10K 歐姆。

$$V_{rs(ovld)} = I_{pk(ovld)} \times R_s$$

例子：

$$V_{rs(ovld)} = 5.6 \times 0.25 = 1.4 \text{ 伏特}$$

$$R_{pk2} = \frac{V_{rs(ovld)} \times R_{pk1}}{V_{ref}}$$

例子：

$$R_{pk2} = (1.4 \times 10K) / 7.5 = 1.87K \cdot \text{選用 } 1.8K$$

7. 乘法電路的設定。這個乘法電路的操作將由下述方程式可得知， I_{mo} 是乘法電路的輸出電流； k_m 為 1； I_{ac} 是乘法電路的輸入電流； V_{ff} 是前饋電壓，而 V_{vea} 是電壓誤差放大器的輸出。

$$I_{mo} = \frac{k_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2}$$

A. 前饋電壓的分壓電路。將輸入電壓 V_{in} 的均方根電壓值轉為整流輸入電壓的平均電壓值。在 $V_{in(min)}$ 時的 V_{ff} 電壓值須為 1.414 伏特；另一分壓節點的電壓值 V_{fc} 須為 7.5 伏特。 V_{in} 的平均值可由下述方程式求得，此處的 $V_{in(min)}$ 是交流輸入端電壓的均方根值：

$$V_{in(av)} = V_{in(min)} \times 0.9$$

以下兩個方程式是用來找出分壓電路串接點上的 V_{ff} 電壓值，一個 1M 歐姆的電阻常被選用來當作分壓電路的輸入阻抗，而這兩個方程式必須一起解聯立才能得到這些電阻值。

$$V_{ff} = 1.14 \text{ 伏特} = \frac{V_{in(av)} \times R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

$$V_{node} = 7.5 \text{ 伏特} = \frac{V_{in(av)} \times (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

例子：

$$R_{ff1} = 910K, R_{ff2} = 91K, R_{ff3} = 20K$$

B. 電阻 R_{vac} 的選擇。找出最大輸入線電壓峰值。

$$V_{pk(max)} = \sqrt{2} \times V_{in(max)}$$

例子：

$$V_{pk(max)} = 1.414 \times 270 = 382V_{pk}$$

乘法電路最大輸入電流在分壓後為 600 微安培。

$$R_{vac} = \frac{V_{pk(max)}}{600E - 6}$$

例子：

$$R_{vac} = 0.25 R_{vac} = 155K \cdot \text{選用 } 150K$$

C. R_{b1} 的選擇。 R_{b1} 為偏壓電阻，它可視為與 R_{vac} 分壓出 V_{ref} 的分壓電阻，此一關係式可用來求解 R_{b1} 。其方程式為：

$$R_{b1} = 0.25 R_{vac}$$

例子：

$$R_{b1} = 0.25 R_{vac} = 155K \cdot \text{選用 } 150K$$

D. 電阻 R_{est} 的選擇。電流 I_{mo} 不能比流經 R_{est} 上的電流大出兩倍以上，先找出在 $V_{in(min)}$ 時的乘法電路輸入電流 I_{ac} ，然後便可根據前一數值計算出 R_{est} 的電阻值。

$$I_{ac(min)} = \frac{V_{in(pk)}}{R_{vac}}$$

$$R_{est} = \frac{3.75}{2 \times I_{ac(min)}}$$

例子：

$$R_{est} = 3.75 / (2 \times 180 \mu\text{A}) = 10.3K \text{ 歐姆}$$

選用 10K 歐姆

E. 電阻 R_{mo} 的選擇。在輸入電壓為最低值時，電阻 R_{mo} 兩端的跨壓必須與電阻 R_s 在達到電流峰值限制時兩端的跨壓相同

$$R_{mo} = \frac{V_{rs}(pk) \times 1.12}{2 \times I_{ac}(\min)}$$

例子：

$$R_{mo} = (1.25/1.12)/(2 \times 182E-6) = 3.84K \text{ 歐姆}$$

選用 3.9K 歐姆

8. 震盪頻率。計算 C_t 以得到想要的開關切換頻率。

$$C_t = \frac{1.25}{R_{est} \times f_s}$$

例子：

$$C_t = 1.25/(10K \times 100K) = 1.25n \text{ 法拉}$$

9. 電流誤差放大器的補償

A. 在開關切換頻段的放大器增益。計算電感電流下降時在檢測電阻兩端所造成的跨壓，然後再除以開關切換頻率。若使用分流器則將 R_s 用 (R_s/N) 取代。其方程式為：

$$\Delta V_{rs} = \frac{V_o \times R_s}{L \times f_s}$$

例子：

$$\Delta v_{rs} = (400 \times 0.25)/(0.001 \times 10,000) = 1.0V_{pk}$$

這個電壓必須等於 V_s 的峰對峰電壓大小值，而電壓 V_s 是計時電容上的電壓 5.2 伏特。因此誤差放大器的增益可表示為：

$$G_{ca} = \frac{V_s}{\Delta V_{rs}}$$

例子：

$$G_{ca} = 5.2/1.0 = 5.2$$

B. 迴授電阻。將 R_{ci} 設成與 R_{mo} 相同

$$R_{ci} = R_{mo}$$

$$R_{cz} = G_{ca} \times R_{ci}$$

例子：

$$R_{cz} = 5.2 \times 3.9K = 20K \text{ 歐姆}$$

C. 電流迴路交越頻率。

$$f_{ci} = \frac{V_{out} \times R_s \times R_{cz}}{V_s \times 2\pi L \times R_{ci}}$$

例子：

$$f_{ci} = (400 \times 0.25 \times 20K)/(5.2 \times 2\pi \times 0.001) = 15.7KHz$$

D. 電容 C_{cp} 的選擇。選擇相位邊界為 45 度。將零點設定在回路交越頻率上。

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \times f_{ci} \times R_{cz}}$$

例子：

$$C_{cz} = 1/(2\pi \times 15.7K \times 20K) = 507pF$$

選用 620p 法拉

E. 電容 C_{cp} 的選擇。其極點的位置必須高於 $f_s/2$ 。

$$C_{cp} = \frac{1}{2\pi \times f_s \times R_{cz}}$$

例子：

$$C_{cp} = 1/(2\pi \times 100K \times 20K) = 80p \text{ 法拉}$$

選用 62p 法拉

10. 諧波失真預估值。決定最高的 THD 準位，必要時找出各項 THD 的來源。輸入電壓所造成的諧波頻率為三次諧波；對輸出電壓漣波而言，每 1% 的誤差放大器輸出二次諧波會造成 1/2% 的輸入電流三次諧波以及；對前饋電壓 V_{ff} 來說，UC3854 的輸入電壓 V_{ff} 的二階諧波每增加 1%，輸出電流的三次諧波便會增加 1%。

例子：

假設規格為交流輸入電流漣波的三次諧波必須低於 3%。將 1.5% 分配給 V_{ff} 輸入，0.75% 分配給輸出漣波電壓（代表 1.5% 分配給 V_{vao} ），其餘的 0.75% 則分配給各非線性的雜項。

11. 電壓誤差放大器補償設計

A. 輸出漣波電壓。輸出漣波電壓可由下式得到，其中 f_r 為二階諧波的漣波頻率：

$$V_o(pk) = \frac{P_{in}}{2\pi f_r \times C_o \times V_o}$$

例子：

$$V_o(pk) = 250/(2\pi \times 120 \times 450E-6 \times 400) = 1.84V_{ac}$$

B. 放大器輸出漣波電壓與增益。

$V_o(pk)$ 為電壓誤差放大器輸出電壓所允許的漣波電壓最大值。此一關係式可用來決定電壓誤差放大器在二次諧波頻段的增益值。其方程式為：

$$G_{va} = \frac{\Delta V_{vao} \times \%Ripple}{V_o(pk)}$$

UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design

Application Note

對 UC3854 而言 V_{vao} 等於 $5-1=4$ 伏特

例子：

$$G_{va} = (4 \times 0.015) / 1.84 = 0.0326$$

C. 迴授網路數值。找出設定電壓誤差放大器增益的元件數值。R_{vi} 數值的選擇較有彈性。

例子：

選擇 R_{vi}=511K

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi \times f_r \times R_{vi} \times G_{va}}$$

例子：

$$C_{vf} = 1 / (2\pi \times 120 \times 511K \times 0.0326) = 0.08 \mu F.$$

選用 0.047 微法拉

D. 設定直流輸出電壓

$$R_{vd} = \frac{R_{vi} \times V_{ref}}{V_o - V_{ref}}$$

例子：

$$R_{vd} = (511K \times 7.5) / (400 - 7.5) = 9.76K.$$

選用 10.0K 歐姆

E. 求得極點頻率。f_{vi} 為電壓迴路的單位增益頻率。

$$f_{vi}^2 = \frac{P_{in}}{\Delta V_{vao} \times V_o \times R_{vi} \times C_o \times C_{vf} \times (2\pi)^2}$$

例子：

$$f_{vi} = \sqrt{(250 / (4 \times 400 \times 511K \times 450E-6 \times 47E-9 \times 39.5))} = 19.1 \text{ Hz}$$

REFERENCES

L. H. Dixon, "High Power Factor Preregulator for Off-Line Supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM600, 1988 (Reprinted in subsequent editions of the Manual.)

L. H. Dixon, "High Power Factor Switching Preregulator Design Optimization," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700, 1990 (Reprinted in subsequent editions of the Manual.)

F. 求 R_{vf}

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi \times f_{vi} \times C_{vf}}$$

例子：

$$R_{vf} = 1 / (2\pi \times 19.1 \times 47E-9) = 177K.$$

選用 174 K 歐姆

12. 前饋電壓分壓電容器。這些電容器決定 V_{ff} 對交流輸入電流三階諧波失真的貢獻量。先決定需要衰減的量。整流線電壓的二次諧波含量為 66.2%。THD 的百分比則是第 10 步驟中所求得的針對此一輸入(V_{ff})所分配的諧波失真比例。

$$G_{ff} = \frac{\%THD}{66.2\%}$$

例子：

$$G_{ff} = 1.5 / 66.2 = 0.0227$$

使用兩個相等的串接極點並求出極點頻率。f_r 為二次諧波漣波頻率。

$$f_p = \sqrt{G_{ff}} \times f_r$$

例子：

$$f_p = 0.15 \times 120 = 18 \text{ Hz}$$

選擇 C_{ff1} 與 C_{ff2}。

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff2}}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff3}}$$

例子

$$C_{ff1} = 1 / (2\pi \times 18 \times 91K) = 0.097 \mu F.$$

選用 0.10 微法拉

$$C_{ff2} = 1 / (2\pi \times 18 \times 20K) = 0.44 \mu F.$$

選用 0.47 微法拉

L. H. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700, 1990 (Reprinted in subsequent editions of the Manual.)

S. Freeland, "Input-Current Shaping for Single-Phase AC-DC Power Converters," Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, 1988