

## 開關電源環路中的TL431

第1篇文章探討了流行的三端可調分流穩壓器TL431的內部工作原理，闡述了為什麼需要足夠高的偏置電流來從這種三針腳元件獲得最佳輸出。本文將重點討論TL431在補償環路中的實際應用。即便大多數理論書籍中談到基於運算放大器（簡稱運放）的補償電路，但設計者可能很少看到這些電路採用TL431的描述。本文將討論如何對採用2類配置的TL431進行接線，以及為反激或正激等電流模式工作的轉換器構建補償方案。

作者 Christophe Basso

## 通過極點和零點創建相位提升

環路補償背後的原理，在於當轉換器工作在閉環時，確保所有工作條件下都有安全的相位和增益裕量。相位增益意指在交越頻率 $f_c$ 下環路增益 $T(s)$ 的總相位旋轉小於 $-360^\circ$ ，相反，總相位旋轉是 $-360^\circ$ 時，相位增益容許環路增益模組與0dB軸之間存在的距離。為了確保顧及這些設計條件，我們必須插入一個補償電路 $G(s)$ ，其任務是在選定頻率改變環路增益，使其穿越0dB軸，以及在所考慮到的頻率具備足夠的相位和增益裕量。我們應該如何選擇

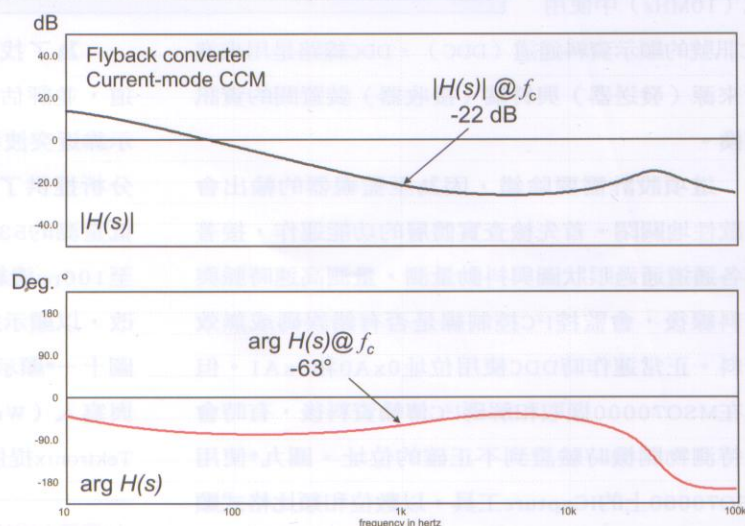
交越頻率呢？舉例來說，有的設計人員武斷地選擇開關頻率的1/5。更好的方法，是根據規範表中列出的最大下沖值來解析獲得0dB軸上的交越點。

重要的第一步從電源段波特圖開始。這就是記作 $H(s)$ 的函數，如圖一。它是具有斜坡補償特性的隔離型電流模式CCM反激轉換器反應。這波特圖可以採用基準測試資料、解析性分析或使

用SPICE模擬器來獲得。圖中可發現增益缺額為 $-22\text{dB}$ ，相位旋轉為 $-63^\circ$ ，這兩個值都是在選定的1kHz交越頻率讀取的。為了獲得良好的輸入抑制，需要較小的輸出靜態誤差、低輸出阻抗和大直流增益。原點處的極點可以滿足這個要求。

我們需要創建實現下述規範的補償器鏈：

- 1個原點處的極點（即原極點）
- 1個零點
- 1個極點
- 交越頻率處的中頻帶增益 $G_0$



《圖一 採用電流模式工作的反激轉換器的典型電源轉換段》



## 採用運算放大器構建的2類補償器

前文所述類型的補償器稱作2類補償器，通常採用運算放大器來構建，如圖二所示。

在圖二所示的原理圖上進行交流仿真，即可得到圖三中所示的波特圖。這個圖確認了所期望的增益和相位幅度。如果當今的電子系統中已經廣泛採用運放，那麼它已經可以被成本和易用性具有優勢的TL431所取代。然而，由於結構方面的原因，要採用TL431來實現真正的2類補償器，需注意一些問題。

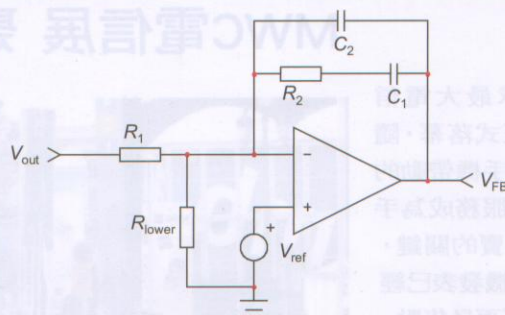
## 採用TL431構建的2類補償器

所謂的快通道和慢通道，在應用TL431時它們可能會顯得比較麻煩。然而，經驗顯示，您在有利條件下使用這樣通道時，實際上使2類配置成為簡單的選擇，這從圖四獲得證實。這裡的主要問題來自光耦合器的存在，它將表徵輸出電壓變異的隔離次級端LED電流，傳輸到直接電氣鏈路中的初級部分，直至到達主電源。用於彙集LED所發射光子的雙極電晶體充當與光耦合器電流傳輸比（CTR）直接成正比的內部集電極電容。

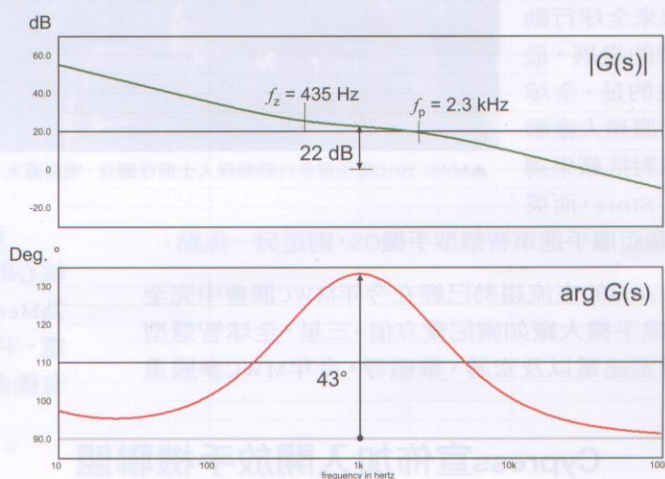
由於米勒效應，這個電容乘以電晶體beta值（ $\beta = I_c / I_b$ ）即體現在集電極上，並與連接到它的上拉或下拉電阻直接相互作用。在某些案例中，它可能干擾傳遞函數，必須特別注意它的存在。電流傳輸比越大，寄生電容就越大，而光耦合器速度就越慢。

## 對TL431網路進行仿真

在構建基準試驗板之前，首先在電腦上測試頻率反應是很好的舉措。這就是圖五的意圖，使用的是諸如Intusoft的IsSpice這樣的SPICE模擬器。在這個特別案例中，我們已增加自動偏置控制來迫使光耦合器集電極工作在2.5V電壓，換句話說，就是動態漂移的中間地帶。假定TL431具有高增益，調節其輸入直流偏置來手動設置偏置點，將肯定會使得設



《圖二 2類補償器彙集了原極點、零點及第二個極點》



《圖三 這傳遞函數顯示期望的恰當增益和相位提升》

計任務複雜化。這個功能由E1和諸如CoL及LoL等環路開路元件來執行，其中，LoL在偏置點計算（直流分析）期間短路，而CoL開路。

## 結語

TL431非常適合於2類配置。但重要的是瞭解這種配置的侷限。例如，在中頻帶區域需要減低增益的情況中，設計人員可能被迫選擇增益條件更有利的不同交越頻率。儘管TL431具有這些微小的不足之處，採用TL431實現的反饋環路仍然是消費類電源最普遍的選擇。

... 作者為安森美半導體產品線應用工程總監 ...

（本文完整內容請上CTimes網站閱讀，網址：<http://www.ctimes.com.tw/ct>）