



開關電源基本原理由設計介紹





Summary

- 基本原理介紹
- 開關電源中的相關設計

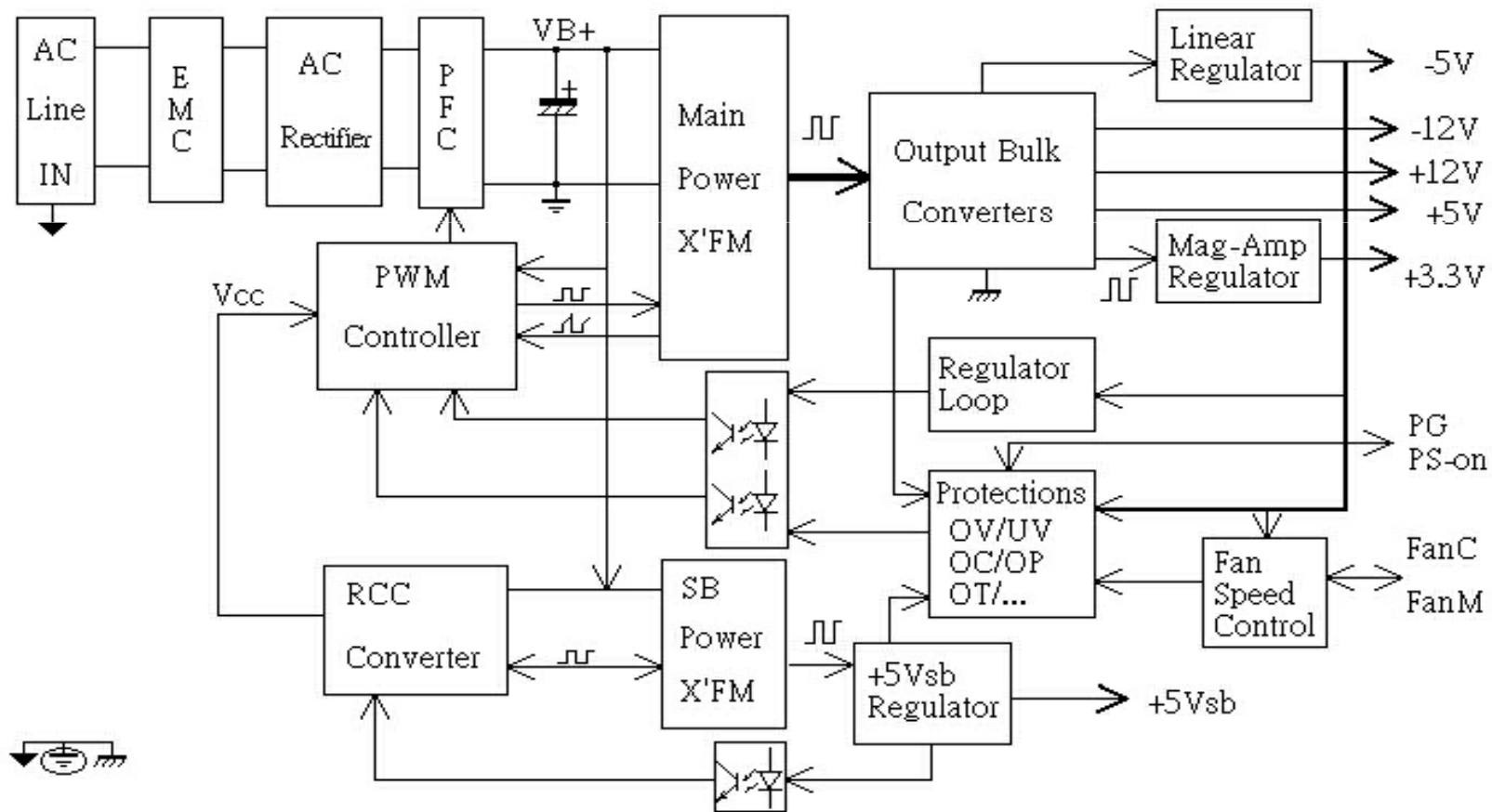


基本原理介紹

- DC-DC變換器主要架构及其拓補
- EMI 部分
- PFC 部分
- 同步整流部分
- 均流技術
- 保護与控制線路

SPS基本原理框圖

SMPS CKT BLOCK





基本原理簡介

一般由三部分組成:一是輸入回路.二是輸出回路.三是控制回路.

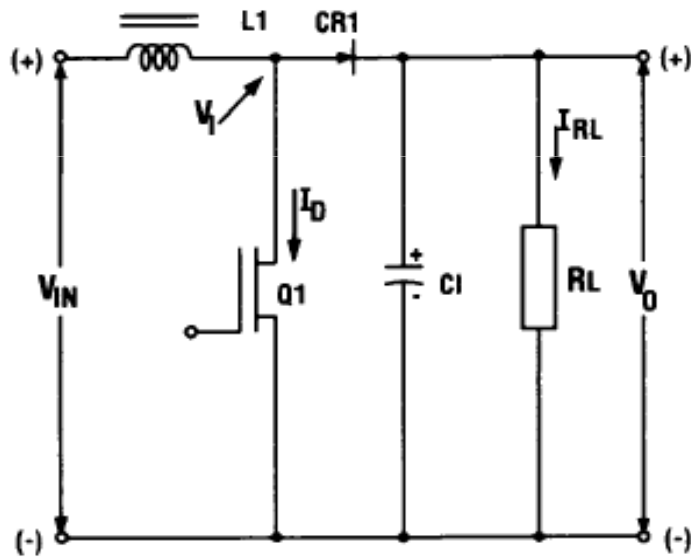
輸入回路由EMI濾波電路.高壓整流濾波.隔離變壓器初級和高壓方波切割元件所組成,其與電網直接連接高電壓.輸出回路由隔離變壓器次級.低壓整流濾波電路所組成,其與控制回路都由低壓電子元器件組成.輸入回路與輸出回路兩者間採用隔離變壓器進行隔離確保人身與低壓電子器件之安全,這樣不僅達到高低電壓隔離,還做到高低電壓的轉換功能.

工作原理

交流輸入電壓(AC)經EMI濾波電路濾波一些電網來的干擾與雜訊後,直接予以整流與濾波得到高壓直流(DC).再將直流高壓進入方波切割器件(MOSFET)中,切割成20~200KHZ的高頻電壓方波信號.該方波信號進入隔離變壓器初級,而由次級所感應出的低壓交流電勢經整流濾波後,得到低壓穩定直流輸出,供給負載.不管輸入電壓有無變化或輸出負載是否變動,都要保持輸出直流電壓的穩定.因此,經直流輸出監控電路對輸出電壓加以監控,並把信號回饋給PWM邏輯控制電路調整占空比.從而調整輸出電壓達到穩定效果.當負載發生故障(如:短路,過載等)時可通過保護電路把信號迅速回饋給PWM邏輯控制電路使方波切割元件停止工作,達到保護的功能.

Boost DC-DC變換器主要架构

2. Boost (step up)



Diode voltages (vrms)

$$V_{RM} = V_O$$

Ideal transfer function

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{T_S}{T_S - t_{on}} = \frac{1}{1-D}$$

peak drain current

$$I_{DMAX} = I_{RL} \left(\frac{1}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$$

peak drain voltage

$$V_{DS} = V_O + V_D$$

Average diode currents

$$I_{CR1} = I_{RL}$$

Boost變換器工作狀態

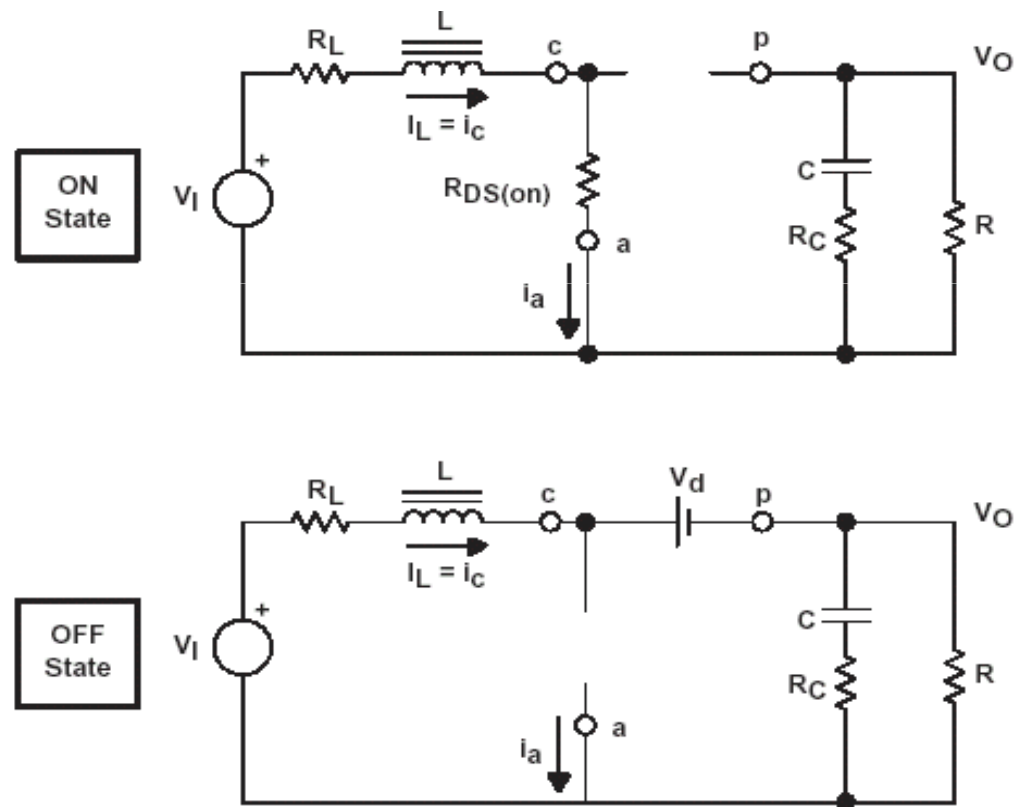
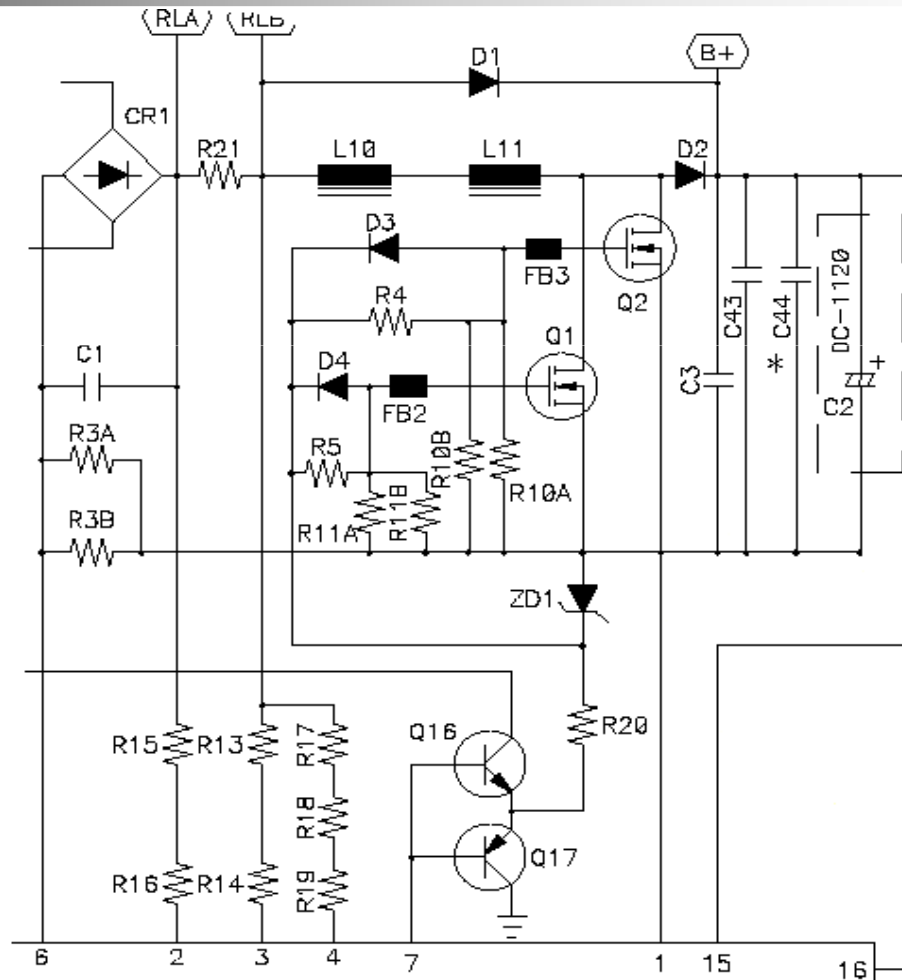


Figure 2. Boost Power Stage States

Boost DC-DC變換器主要架构

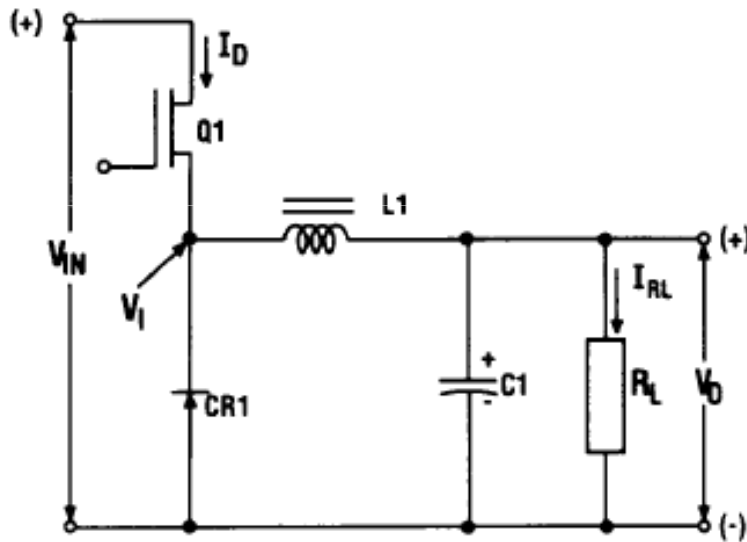
DPS-350MB A

BOOST CIRCUIT



Buck DC-DC變換器主要架构

1. Buck (step down)



Diode voltages (vrms)

$$V_{RM} = V_{IN}$$

Ideal transfer function

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{t_{on}}{T_S} = D$$

peak drain current

$$I_{DMAX} = I_{RL} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$$

peak drain voltage

$$V_{DS} = V_{IN} + V_D$$

Average diode currents

$$I_{CR1} = I_{RL} (1-D)$$

Buck變換器工作狀態

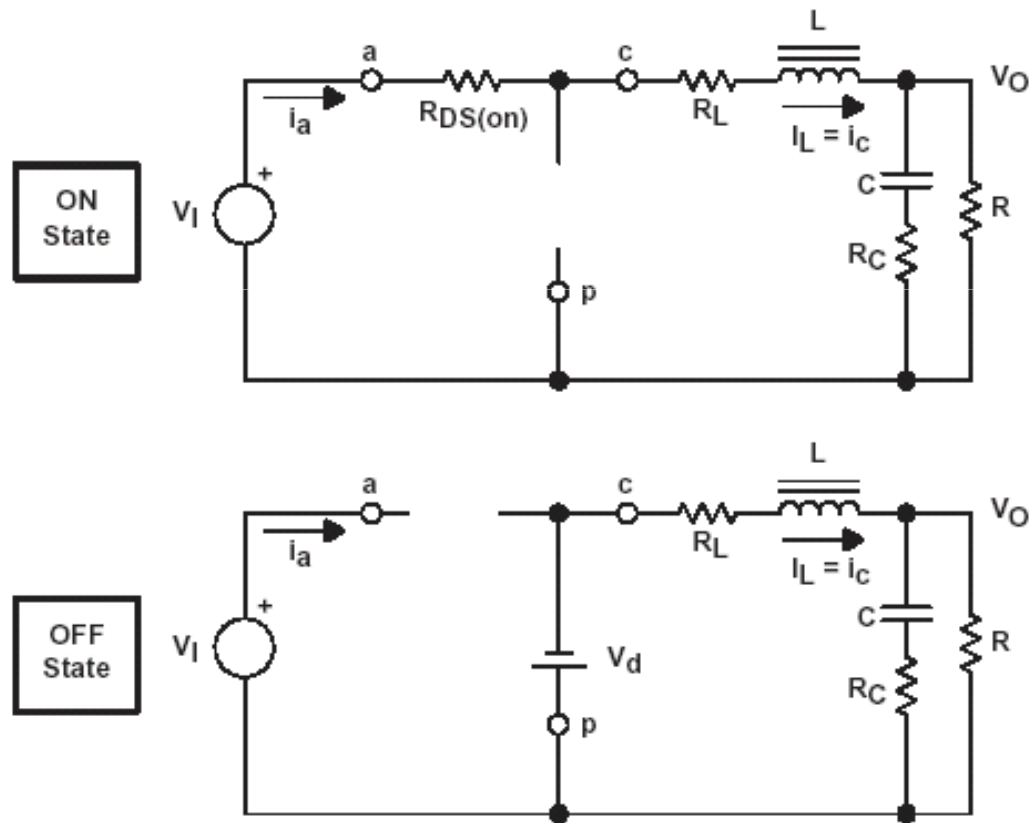


Figure 2. Buck Power Stage States



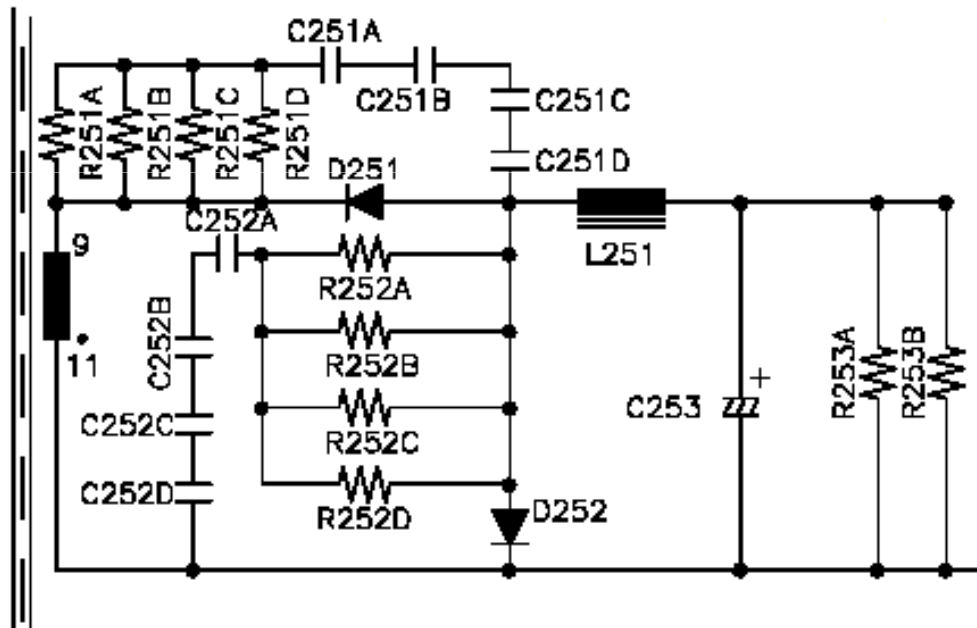
Buck變換器工作原理

當S關閉時,電流就會順向地流經電感器L,此時在負載上就會有帶極性的輸出電壓產生,如上面圖2所示,當開關打開時,電感器L會改變磁場,二級體D則為順向偏壓狀態,因此在電容器C中就會有電流流過,因此在負載RL上輸出電壓的極性仍是相同的,一般我們稱此二級體D為飛輪二級體.

由于此種轉換動作,使得輸出電源是一種連續而非脈動電流形式,相對的由于開關S在ON/OFF之間改變,所以輸入電流則為不連續形式,也就是所謂的脈動電流形式.

Buck DC-DC變換器主要架构

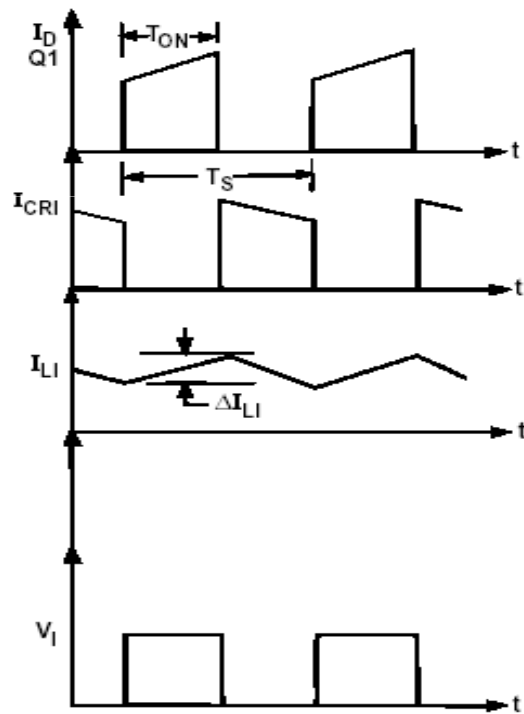
- 實際舉例



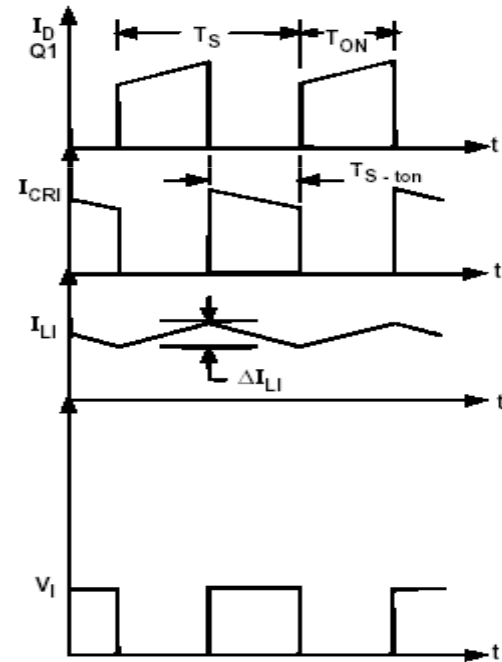
DPS-350MB A BUCK CIRCUIT

Buck&Boost DC-DC變換器主要架构

Voltage and current waveforms



Buck



Boost

BUCK-BUST(FLYBACK)變換器

■ 原理圖

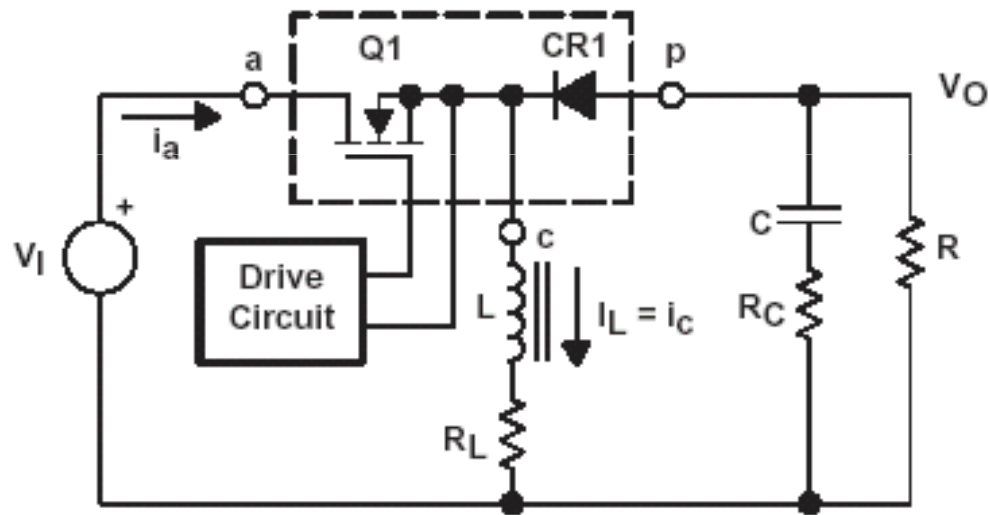


Figure 1. Buck-Boost Power Stage Schematic

BUCK-BUST(FLYBACK)變換器

■ 工作狀態

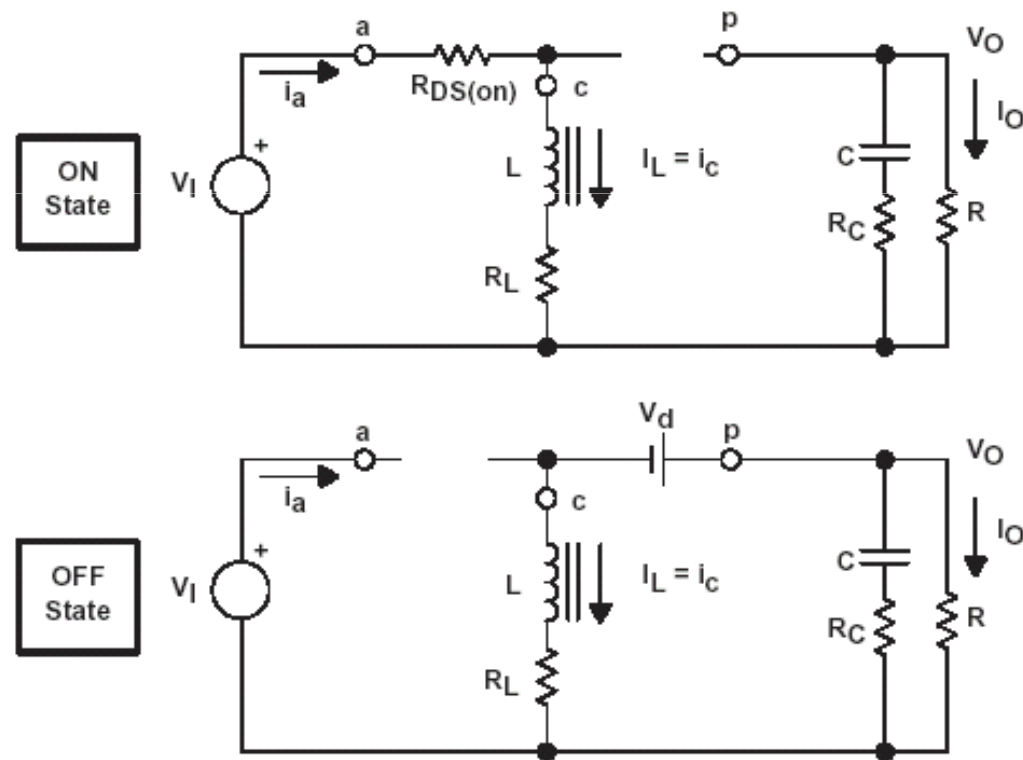


Figure 2. Buck-Boost Power Stage States



BUCK-BUST(FLYBACK)變換器

■ 工作原理

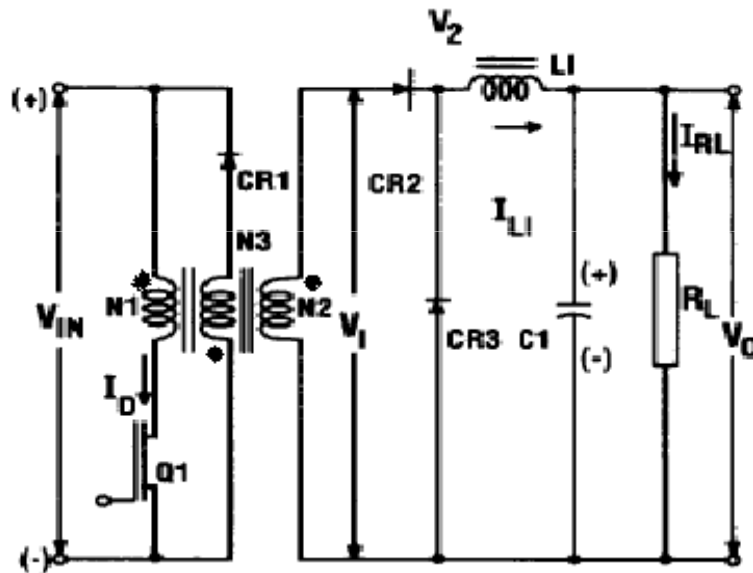
當電路中的開關S關閉時,電流就會流經電感L,並將能量儲存于其中,由于電壓極性的關係,二級體D是在逆向偏壓狀態,此時負載電阻RL上就沒有電壓輸出.

當開關S打開時,由于磁場的消失,電感L呈逆向極性,二級體D為順向偏壓,環路中則有 I_c 感應電流產生,因此負載RL上的輸出電壓極性正好和輸入電壓極性相反,由于開關ON/OFF的作用,使得電感器的電流交替地在輸入與輸出間,連續不斷的改變其方向,不過這二者電流都是屬於脈動電流形式.

所以該變換器電路中,當開關是在導通周期時,能量是儲存在電感器裏,反之,當開關是在打開周期時能量會轉移至負載上.

Isolated Forward DC-DC變換器拓補

3. Isolated



Diode voltages (vrms)

$$V_{RM} \begin{cases} V_{CR1} = V_{IN} \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) \\ V_{CR2} = V_{IN} \left(\frac{N_2}{N_3}\right) \\ V_{CR3} = V_{IN} \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \end{cases}$$

Ideal transfer function

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{t_{on}}{T_S}\right) = \frac{N_2}{N_1} (D)$$

Peak drain current

$$I_{DMAX} = \frac{N_2}{N_1} \left(I_{RL} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}\right) + \hat{I}_{MAG}$$

(\hat{I}_{MAG} = Peak magnetizing current.)

Peak drain voltage

$$V_{DS} = V_{IN} \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right)$$

Average diode currents

$$I_{CR1} = \frac{\hat{I}_{MAG}}{2} (D) \quad I_{CR2} = I_{RL} (D)$$

$$I_{CR3} = I_{RL} (1-D)$$



Isolated Forward 工作原理

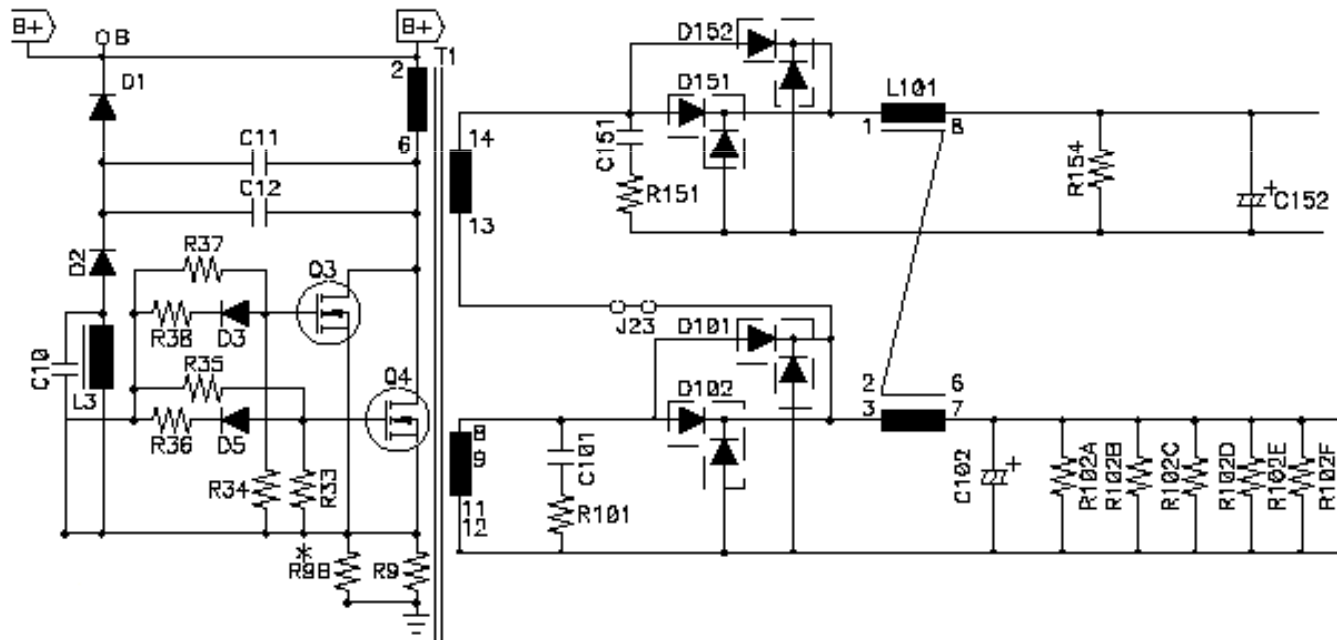
由于該轉換器中使用的隔离元件是一個真正的變壓器,因此為了獲得正确有效的能量轉移,必須在輸出端有電感器,作為次級感應的能量儲存元件.而變壓器的初級繞組和次級繞組有相同的極性.

當電晶體Q1在ON時,初級繞組漸漸會有電流流過,并將能量轉移至輸出,且同時經由順向偏壓二級体D2,儲存与電感器L中,此時的二級体D3為逆向偏壓狀態.當Q1換成OFF狀態時,變壓器的繞組電壓會反向,D2二級体此時就處于逆向偏壓的狀況,此時与飛輪二級体D3則為順向偏壓,在輸出回路上有導通電流流過,並經由電感器L,將能量傳導至負載上.

變壓器上的第三個繞組与D1互相串聯在一起,可達到變壓器消磁的作用,如此可避免Q1在OFF時,變壓器的磁能會轉回至輸入直流匯流排上.

Forward

- 實際舉例

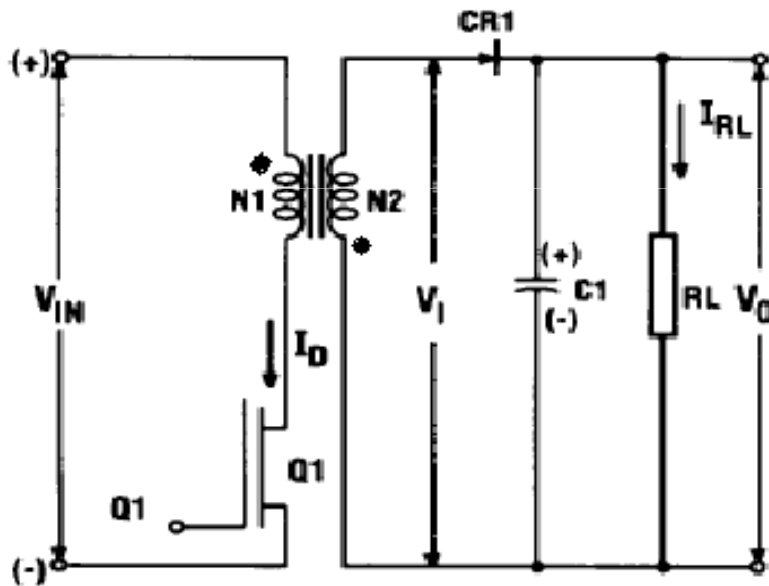


300LB A FORWARD CIRCUIT

Isolated Flyback DC-DC變換器拓補

4. Isolated Flyback

Ideal transfer function



$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{t_{on}}{T_S - t_{on}} \right) = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{D}{1-D} \right)$$

Peak drain current

$$I_{DMAX} = I_{RL} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \left(\frac{1}{1-D} \right) + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$$

Peak drain voltage

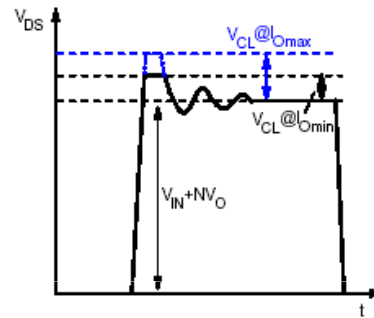
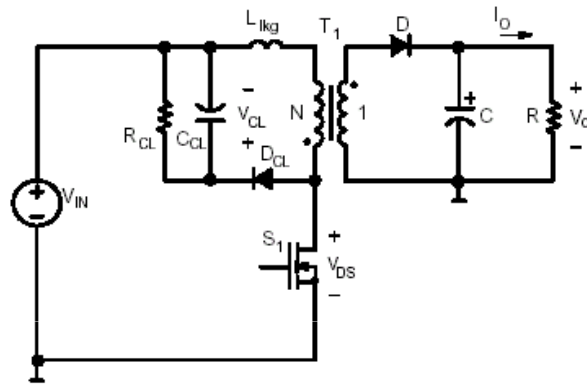
$$V_{RM} = V_{IN} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

Average diode currents

$$I_{CR1} = I_{RL}$$

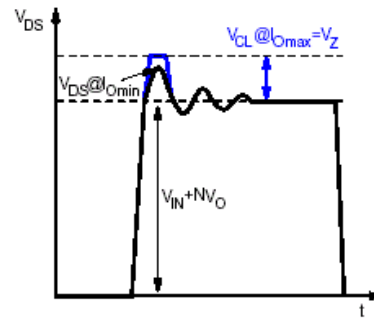
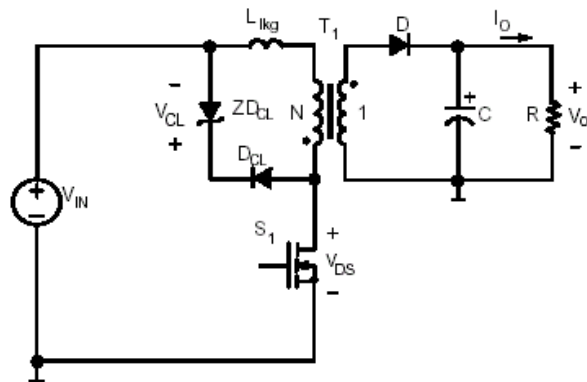
Diode voltages (vrms)

$$V_{DS} = V_{IN} + \left(\frac{N_1}{N_2} \right) (V_{OUT} + V_D)$$



RCD CLAMP

- V_{CL} increases as I_O increases
- Additional loss a function of ΔV_{CL}



ZENER CLAMP

- V_{CL} is constant
- At light load, V_{DS} may not reach clamp
 - No loss!
- At full load, loss may be greater than RCD clamp since loss proportional to leakage current
 - Trade off!



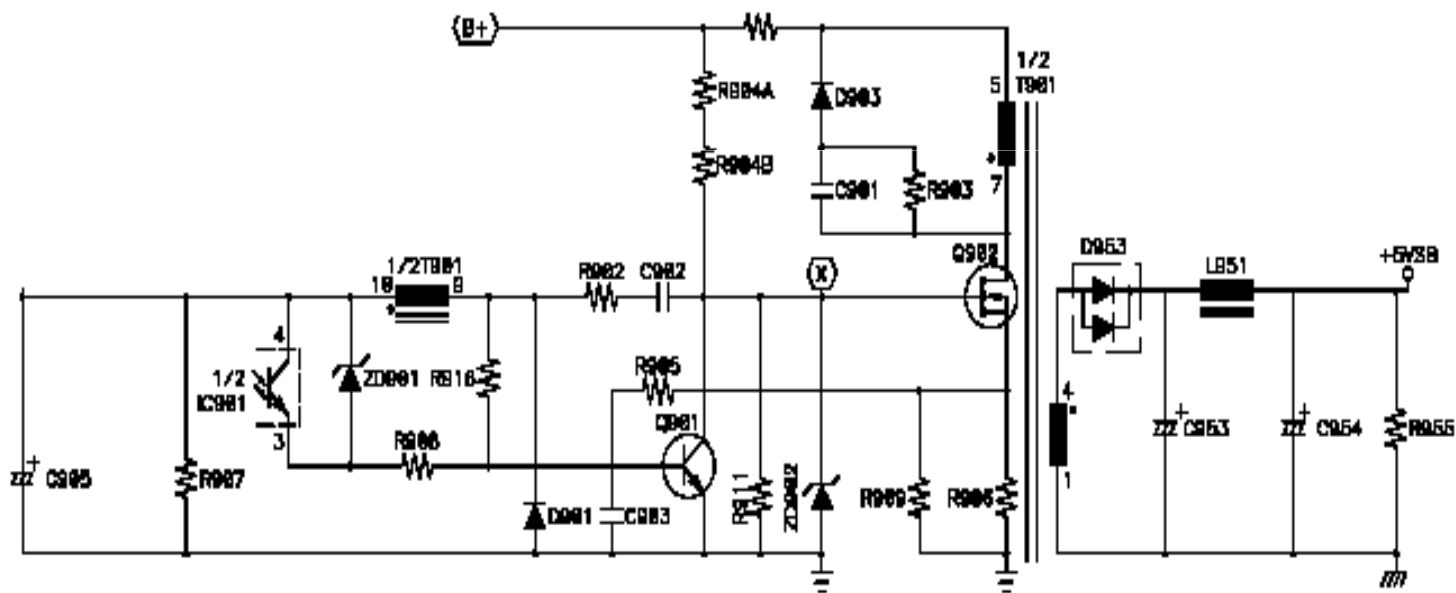
Isolated Flyback 工作原理

當電晶體Q1導通時,變壓器的初級繞組漸漸會有初級電流流過,並將能量儲存與其中,由于變壓器扼流圈的輸入與輸出繞組,其極性是相反的,因此二級體被逆向偏壓,此時沒有能量轉移至負載,當電晶體不導通時,由于磁場的消失導致繞組的極性反向,此時二級體D會被導通,輸出電容器C會被充電,負載RL上有 I_L 的電流流過.

由于此種隔離元件的動作就象是變壓器與扼流圈,因此在反擊式轉換器輸出部分,就不需要額外的電感器了,但是在實際應用中,為了抑制高頻的轉換電訊波尖,還是會在整流器與輸出電容之間加裝小型電感器.

Flyback

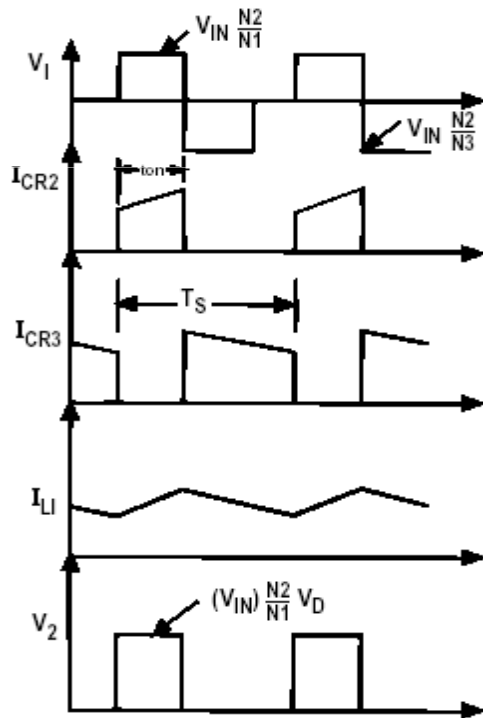
- 實際舉例



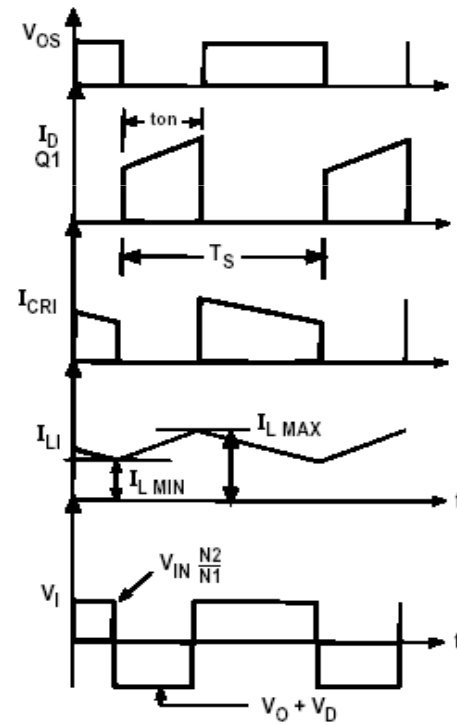
DPS-200PB-135 B FLYBACK CIRCUIT

Forward&Flyback DC-DC變換器拓補

Voltage and current waveforms



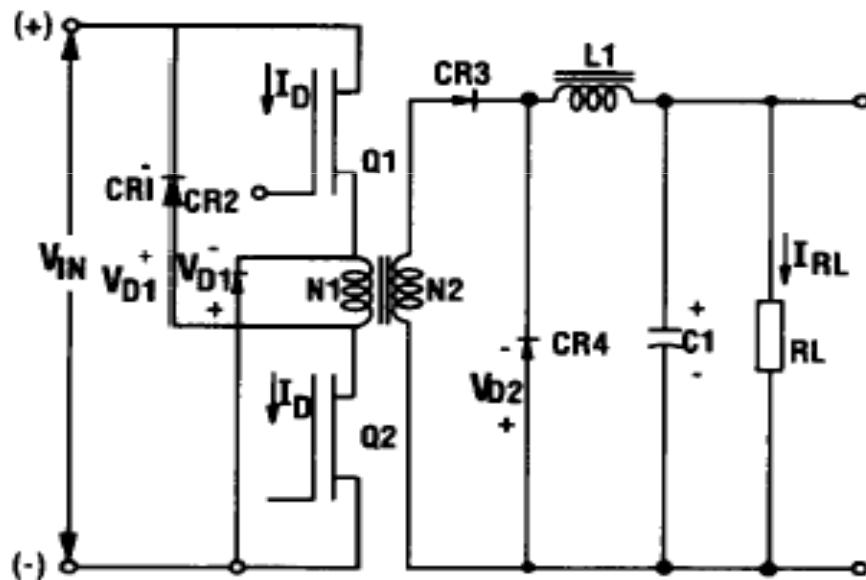
Forward



Flyback

Two Switch Forward DC-DC變換器拓補

TWO-SWITCH FORWARD



Ideal transfer function

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{t_{on}}{T_S} \right) = \frac{N_2}{N_1} (D)$$

Peak drain current

$$I_{D_{MAX}} = \frac{N_2}{N_1} \left(I_{RL} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) + \hat{I}_{MAG}$$

(\hat{I}_{MAG} = Peak magnetizing current.)

Peak drain voltage

$$(Q_1 \text{ or } Q_2) \quad V_{DS} = V_{IN} + V_{D1}$$

Average diode currents

$$I_{CR1,AVE} = I_{CR2,AVE} = \frac{\hat{I}_{MAG} D}{2} \quad I_{CR3,AVE} = I_{RL} D$$

$$I_{CR4,AVE} = I_{RL} (1-D)$$

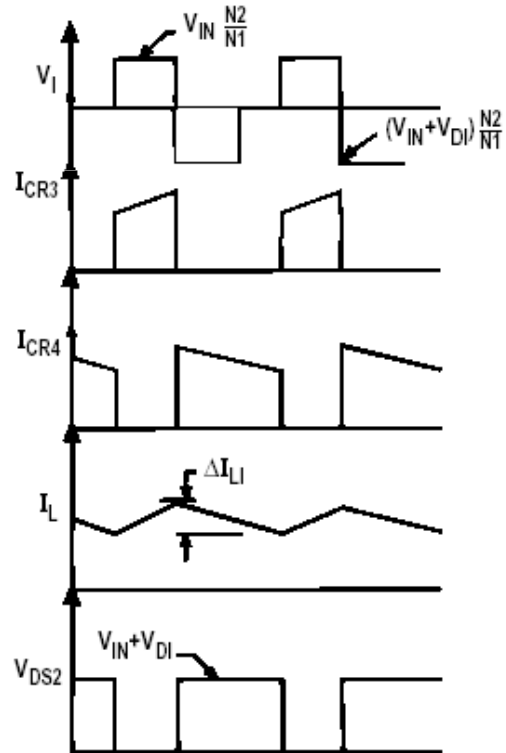
Average diode currents

$$V_{CR1,PK} = V_{CR2,PK} = V_{IN}$$

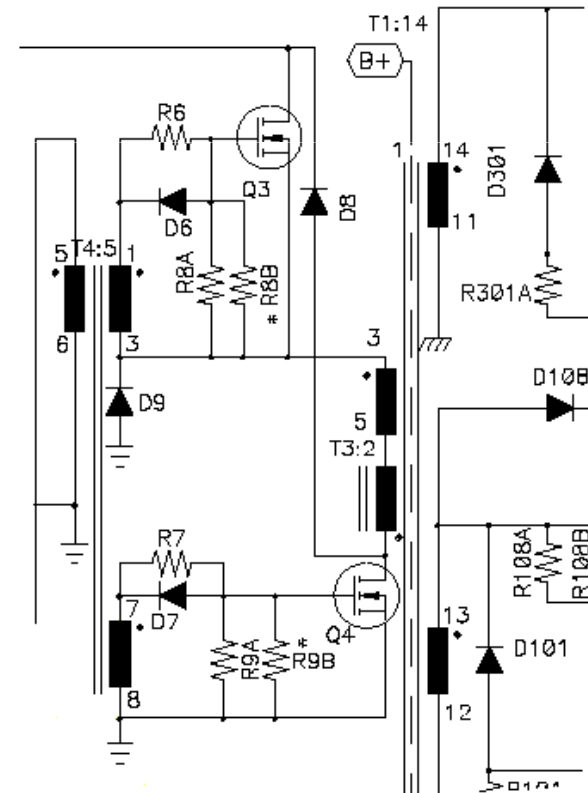
$$V_{CR3} = V_{CR4} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right) V_{IN}$$

DC-DC變換器拓補

Voltage and current waveforms

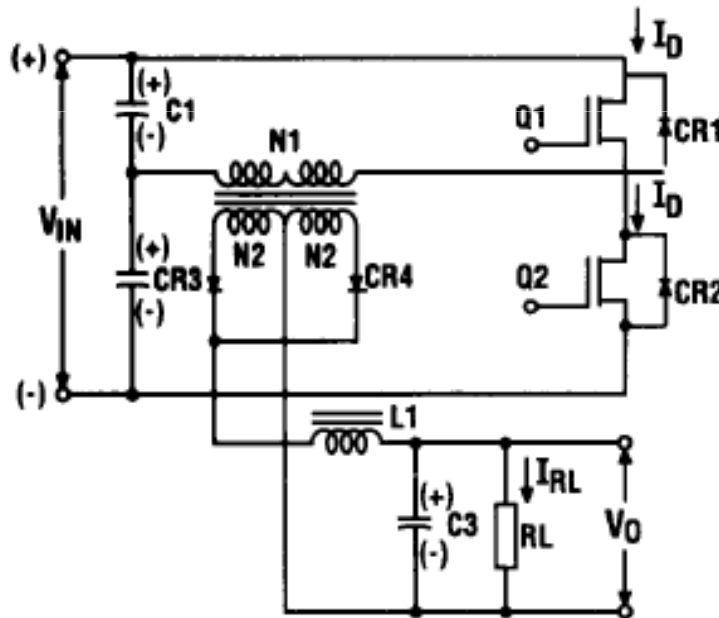


實際舉例



DC-DC變換器拓補

■ HALF BRIDGE



Ideal transfer function

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{t_{on}}{T_S} \right) = \frac{N_2}{N_1} (D)$$

Peak drain current

$$I_{D\text{MAX}} = \frac{N_2}{N_1} \left(I_{RL} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) + \hat{I}_{\text{MAG}}$$

(\hat{I}_{MAG} = Peak magnetizing current.)

Peak drain voltage

$$V_{DS} = V_{IN}$$

Average diode currents

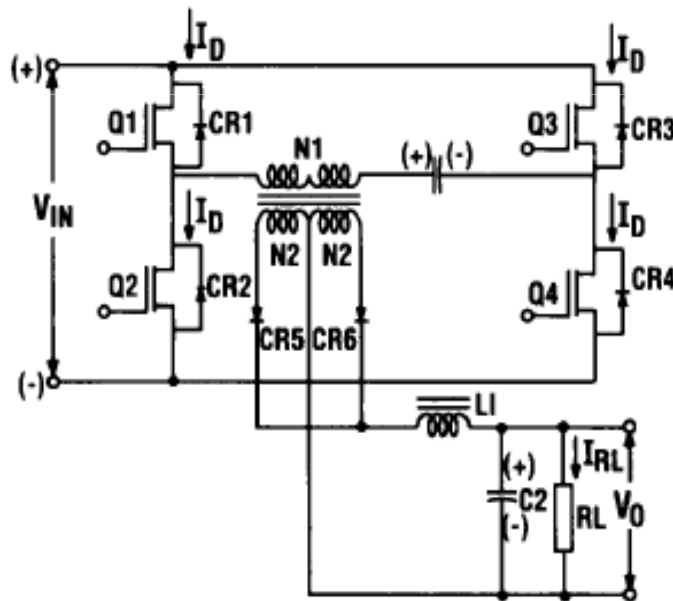
$$I_{CR3} = \frac{I_{RL}}{2} \quad I_{CR4} = \frac{I_{RL}}{2}$$

Diode voltages (vrms)

$$V_{\text{RM}} \begin{cases} V_{CR3} = V_{IN} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \\ V_{CR4} = V_{IN} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \end{cases}$$

DC-DC變換器拓補

■ FULL BRIDGE



Ideal transfer function

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = 2 \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{t_{on}}{T_S} \right) = 2 \frac{N_2}{N_1} (D)$$

Peak drain current

$$I_{D\text{MAX}} = \frac{N_2}{N_1} \left(I_{RL} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) + \hat{I}_{\text{MAG}}$$

(\hat{I}_{MAG} = Peak magnetizing current.)

Peak drain voltage

$$V_{DS} = V_{IN}$$

Average diode currents

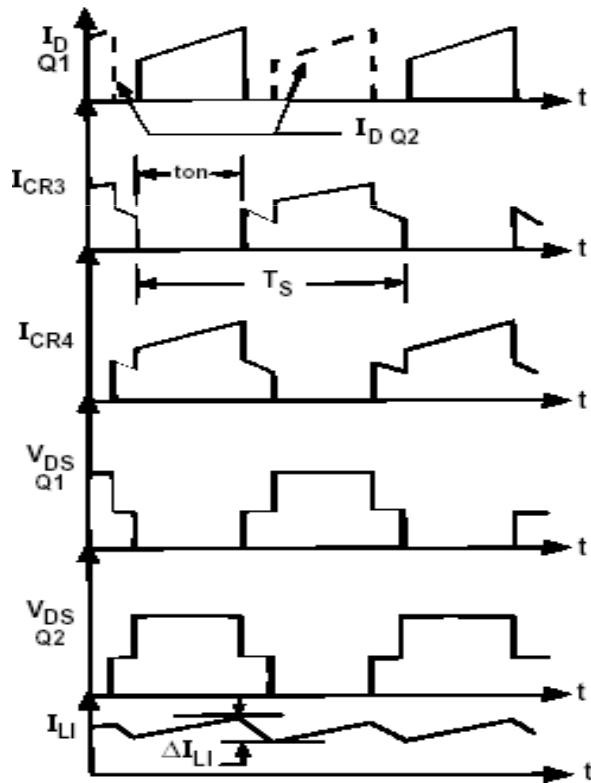
$$I_{CR5} = I_{RL} \quad I_{CR6} = I_{RL}$$

Diode voltages (vrms)

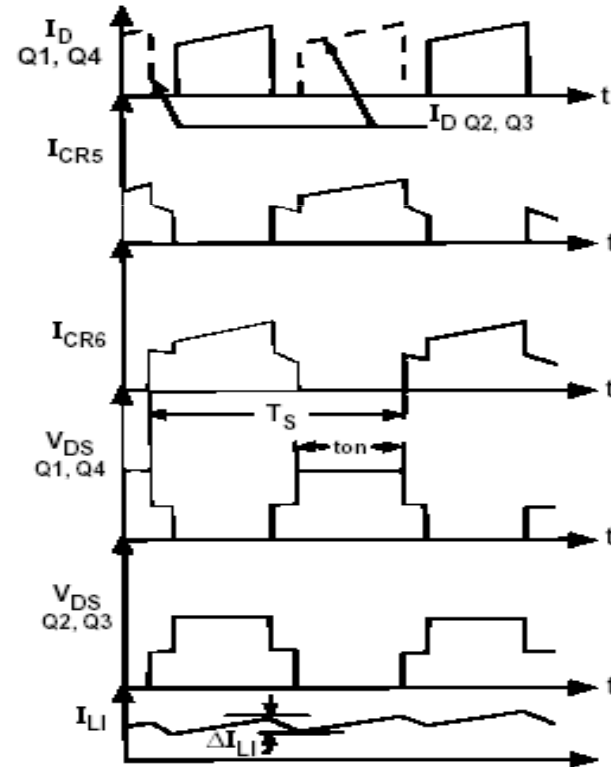
$$V_{RM} \begin{cases} V_{CR5} = 2V_{IN} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) & V_{CR1} = V_{IN} \\ V_{CR6} = 2V_{IN} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) & V_{CR2} = V_{IN} \end{cases}$$

DC-DC變換器拓補

■ Voltage and current waveforms

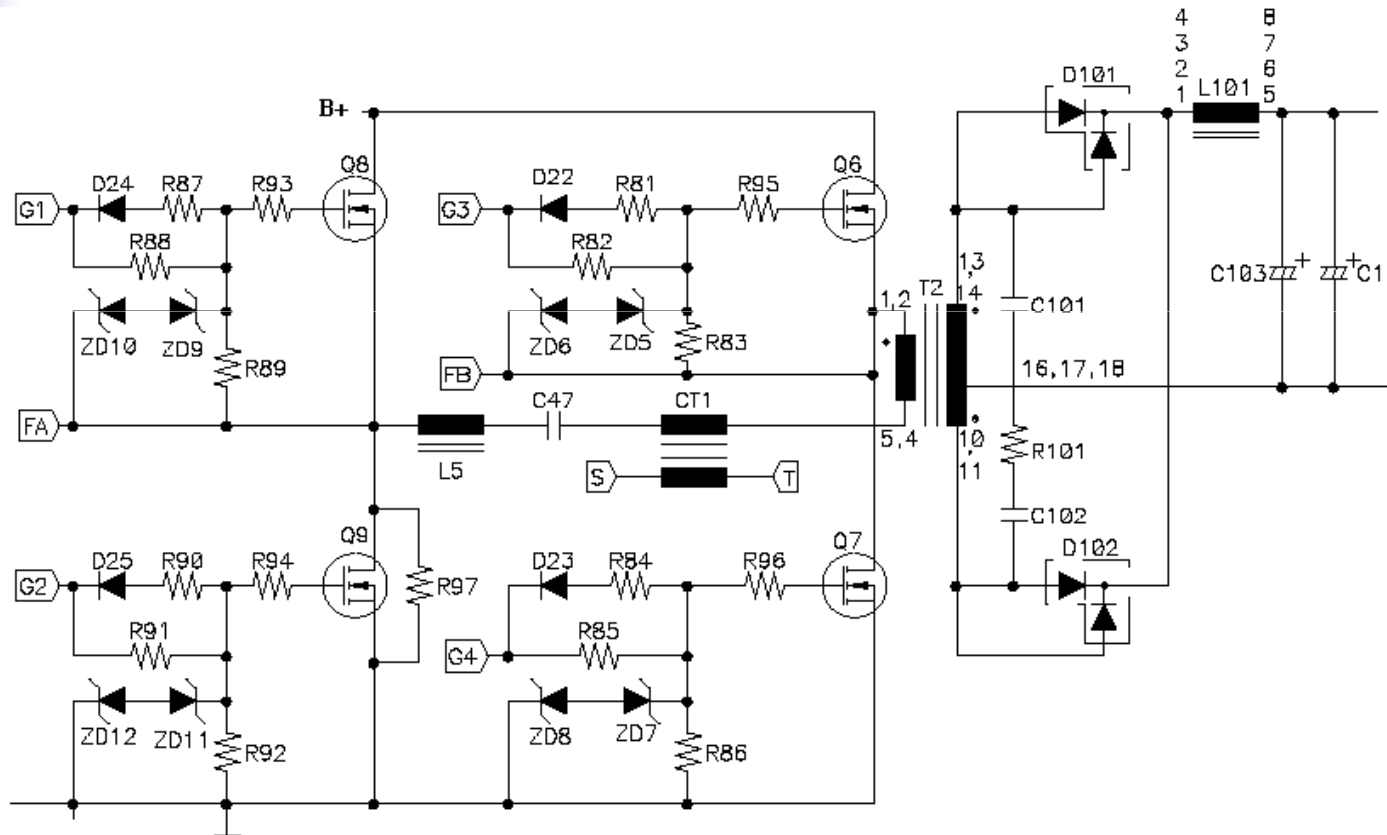


HALF BRIDGE



FULL BRIDGE

FULL BRIDGE circuit



DPS-1001AB C FULLBRIDGE CIRCUIT



零電流開關變換器

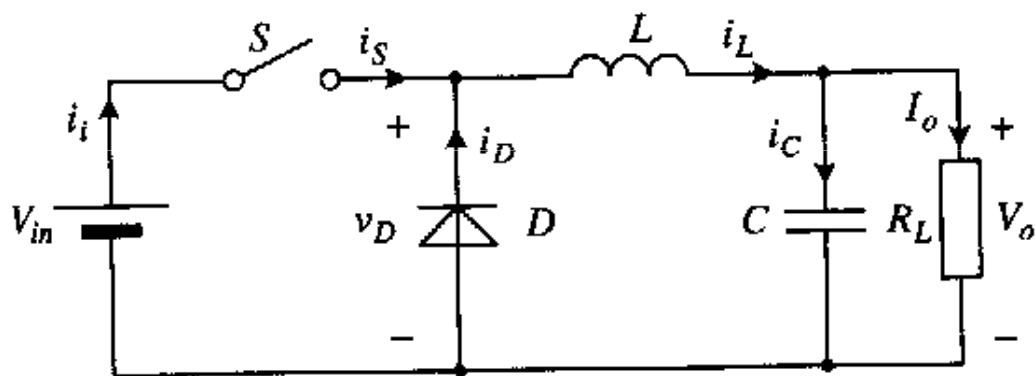
■ 軟開關 ZCS變換器

在大功率的開關電源中,為了降低電路的開關損耗及提高開關器件的電壓應力和電流應力,軟開關技術也就得到了研究並得到了迅速發展.所謂軟開關通常指的是零電壓開關ZVS和零電流開關ZCS.軟開關的實現主要是借助于附加的電感L和電容C的諧振,使開關器件中電流(或電壓)按正弦規律來變化,當電流過零時,使器件關斷,當電壓下降到零時,使器件導通.此次討論零電流開關變換器--- ZCS-PWM.

ZCS-PWM變換器是ZCS-QRC和PWM開關變換器的綜合,同時兼有二者的特點.在一個周期內,電路有時以ZCS準諧振方式運行,有時又以PWM方式運行.以Buck ZCS-PWM為例,對此電路的工作過程進行討論和分析.

基本電路

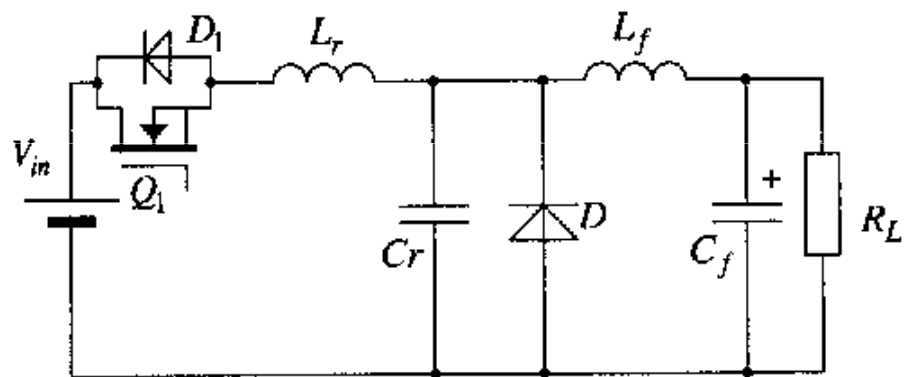
■ BUCK 變換器基本電路



在此電路中將開關 S 用零電流諧振開關代替后,就构成了下圖的零電流開關諧振Buck變換電路。

基本變換電路

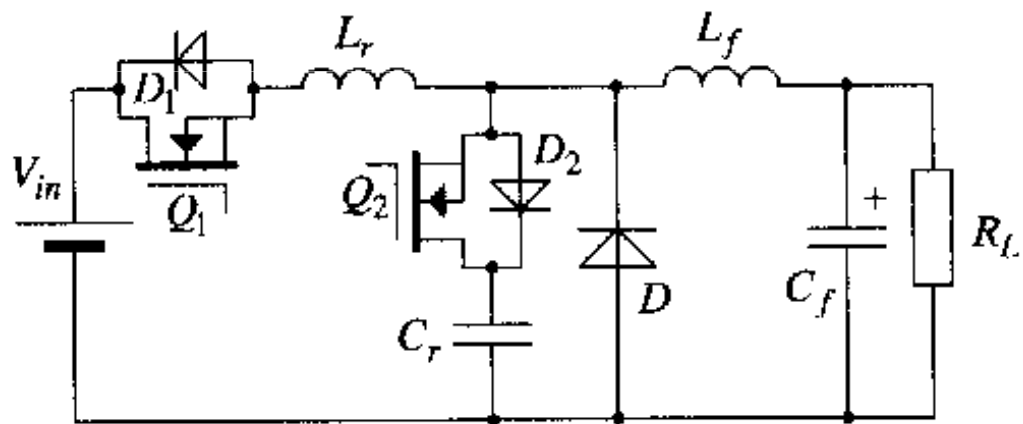
- BUCK ZCS-QRS變換電路



在Buck ZCS-QRS變換電路的基礎上增加一個功率開關管 Q_2 以及與其反并聯的二極體 D_2 就構成了Buck ZCS-PWM變換電路。

基本變換電路

- Buck ZCS-PWM變換器



i_{Lr}

基本變換電路

■ Buck ZCS-PWM變換器工作原理

設初始時刻主開關管Q1和輔助開關管Q2均處於關斷狀態,輸出負載電流 I_o 從續流二極管D上流過,電容 C_r 兩端的電壓為零.一個開關從主開關管Q1的導通開始.當Q1在Snubber電感 L_r 作用下零電流導通後,電感電流 i_{Lr} 將在電源電壓 V_{in} 作用下線性上升,當 i_{Lr} 上升到等於 I_o 時,續流二極體D關斷.之後,D2導通, L_r 與 C_r 諧振.經過半個諧振週期,以諧振方式再次達到 I_o , V_{cr} 以諧振方式上升到 $2V_{in}$,此時由於輔助開關管Q2處於關斷狀態,故 V_{cr} 與 i_{Lr} 將保持在該值上,無法繼續諧振.這個狀態的持續時間由電路輸出的PWM控制要求確定.如果這一段時間等於零,則ZCS-PWM電路就完全等同於ZCS-QRC電路了.當電路的輸出PWM控制要求關斷主開關管Q1時,首先應導通開關管Q2(在SNUBBER電感 L_r 的作用下零電流導通),之後 C_r 與 L_r 再次諧振.當電感電流諧振到零時,二極體D1導通,之後, i_{Lr} 繼續向反方向諧振並再次諧振到零.在電感電流反方向運行期間,主開關管Q1可在零電流零電壓下完成關斷過程.在此之後,電容電壓 V_{cr} 將在輸出電流的作用下線性衰減到零,使續流二極體D自然導通,直到下一個開關週期到來..輔助開關管Q2可以在D到同之後及下一個開關週期到來之前的任何



工作過程分析

時刻,以零電壓零電流方式完成關斷過程.

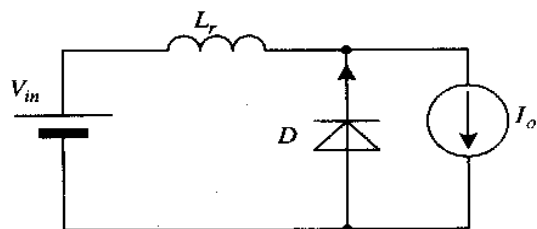
從上述工作原理可看出,在ZCS-PWM電路中,所有開關管及二極體都是在零電壓或零電流下完成通斷的.同時,電路可以以恆定頻率通過調節輸出脈寬占空比來調節輸出電壓.

以下分析都是在下列條件成立時進行的:

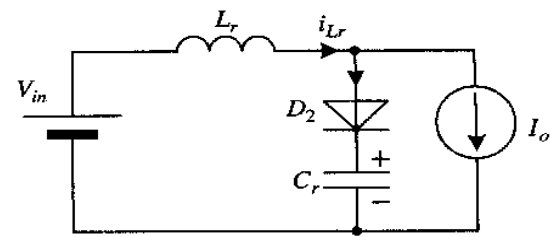
- a. 所有元器件都是理想的,即開通時管壓降為零,關斷時漏電流為零,開通與關斷瞬間完成.
- b. 濾波電感 L_f 足夠大,故濾波器 $L_f - C_f$ 及負載 R_L 在一個開關週期中,可用其值等於該週期輸出電流 I_o 的恆流源代替.

Buck ZCS-PWM 變換電路的開關周期可分為六個時間段來描述,對應于六種基本的電路拓撲模式,如下圖所示.設電路初始狀態為主電路開關Q1關斷,輔助開關Q2關斷,續流二極管D導通,輸出電流全部通過D續流,電感電流 $i_{Lr} = 0$, 電容電壓 $v_{cr} = 0$.

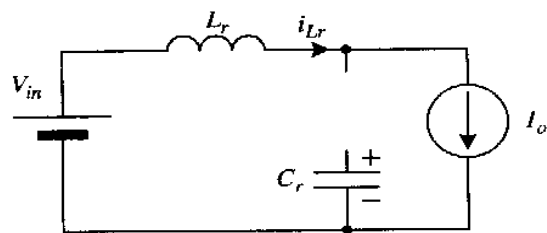
各時間段的電路拓補圖



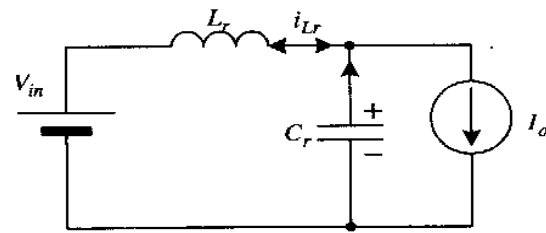
(a) 电感线性充电模式



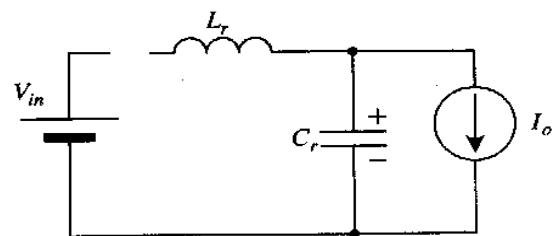
(b) 电容谐振充电模式



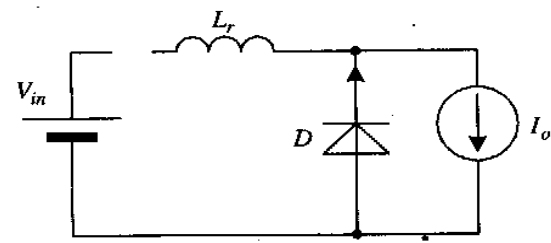
(c) 电感恒流模式



(d) 电容谐振放电模式

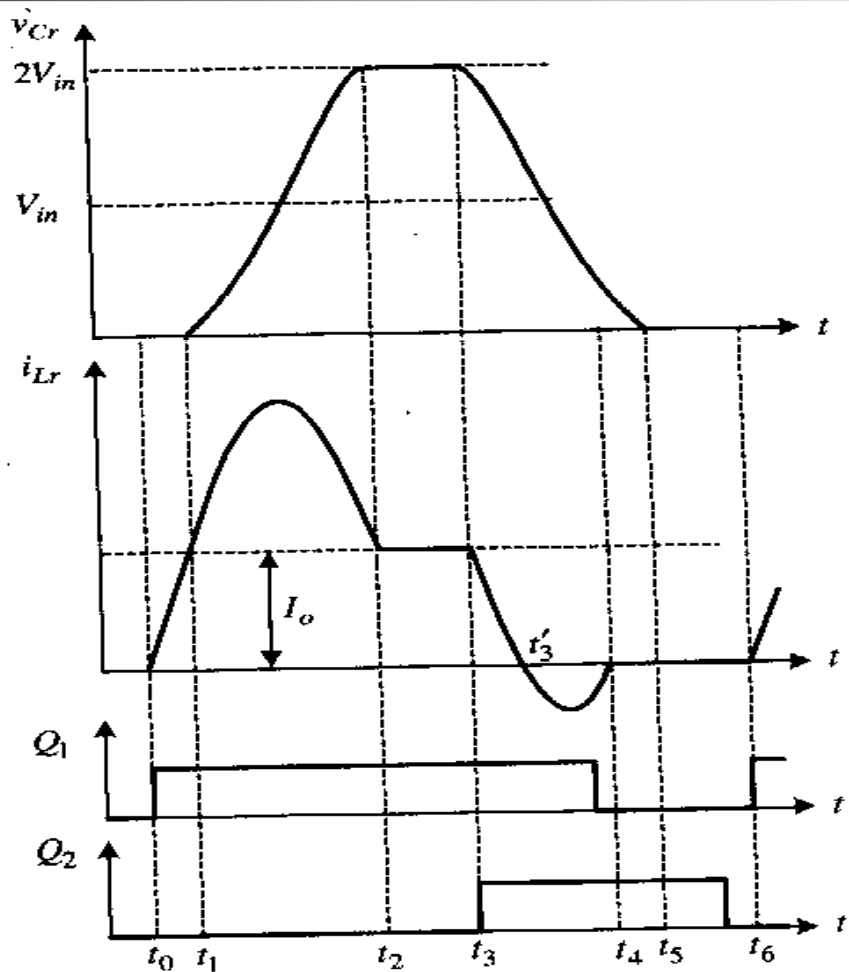


(e) 电容线性放电模式



(f) 续流模式

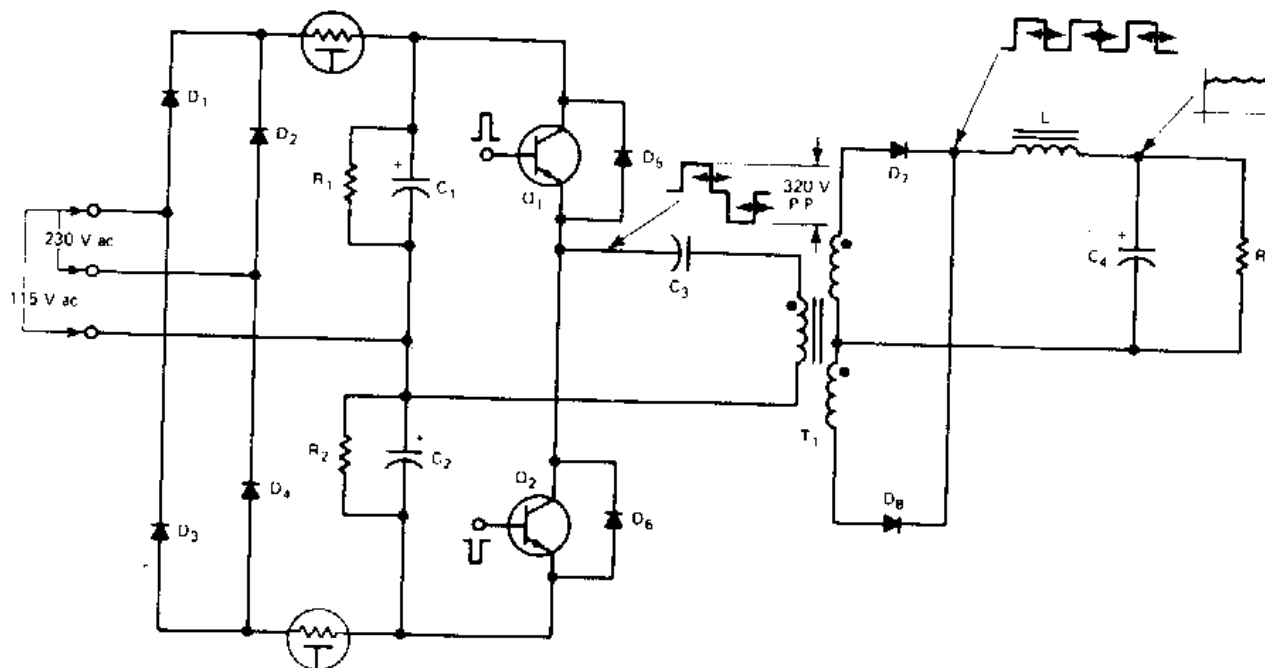
主要電量波形



半橋式轉換器介紹

■ 雙輸入電壓半橋式轉換器

二个主要優點, 第一点就是它能在數放交流电压115V或230Vac的工作情況下, 不需使用到高压晶体管. 第二点就是我们只需使用到簡單的方法就能來平衡每一轉換晶体管的伏特-秒(volt-seconds)区间, 而功率變压器不需有間隙且不需使用到价格高的对称修正電路,





雙輸入電壓半橋式轉換器

工作原理

在半橋式轉換器結構中，功率變壓器有一端點連接到由串聯電容器C1與C2所產生的浮點電壓值端點，其浮點電壓值為 $V_{in}/2$ ，所以在標準的輸入電壓下，其值為160Vdc。變壓器的另一端點則經由串聯電容器C3連接到Q1的射極與Q2的集極接頭處，當Q1電晶體ON時，此處變壓器端點會產生正的160V電壓脈波，當Q1電晶體OFF，Q2電晶體ON時，變壓器的初級圈會極性反轉，因此，會產生負的160V電壓脈波，在這Q1與Q2電晶體ON-OFF動作中，其產生的峰對方波電壓值為320V，經由變器轉換降低為次級電壓，再經過整流，濾波而得到直流輸出電壓。



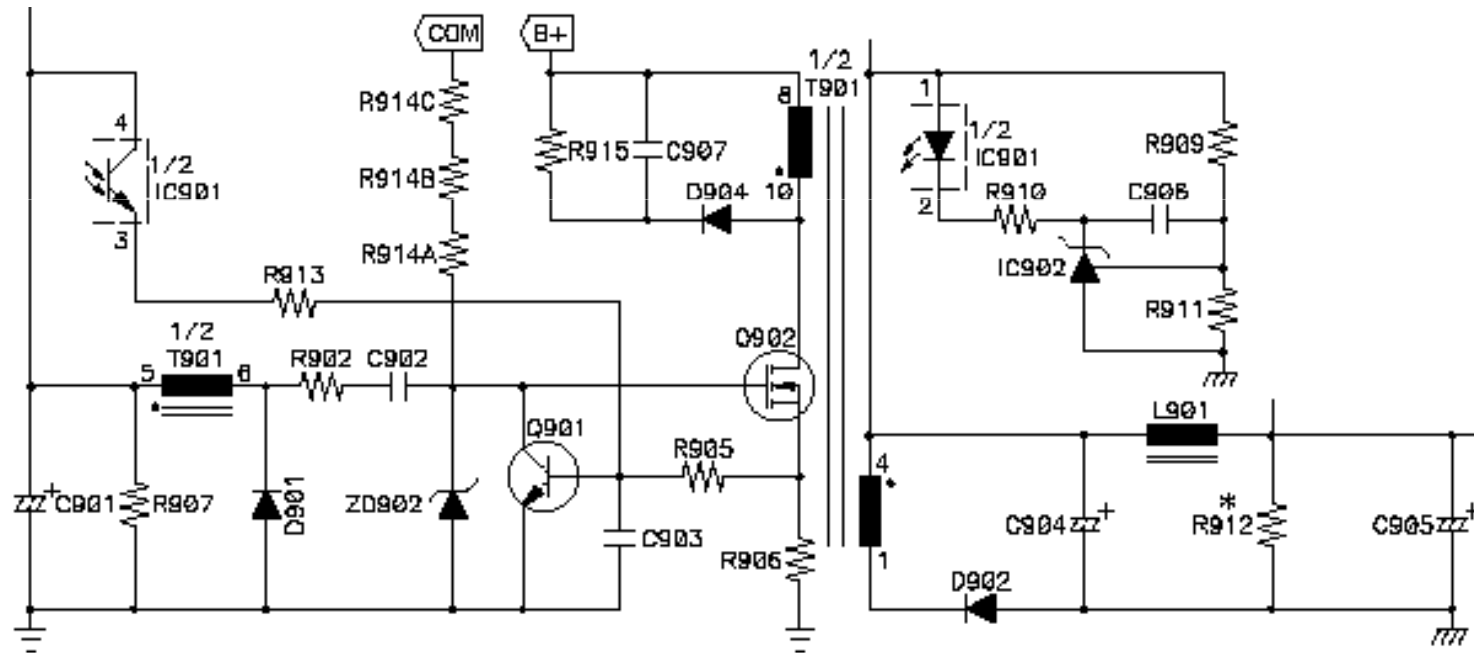
RCC(Ringing choke converter) 電路

■ RCC電路的工作原理

以DPS-180KB-1 D 的STANDBY電路為例

如圖所示, Q902的控制极(G极)由R914A~R914C得到啟動電壓后, Q902開始導通, 電流經過T901的8, 10腳, Q902的漏源极和R906到地, 同時T901開始儲能, R906的電壓也同時升高, 當R906的電壓達到一定值的時侯, Q901導通, 使得Q902的G极電壓拉低, Q902截止. 在Q902截止的期間內, 由開關變壓器T901向負載提供能量, 在T901次級繞組的電流經過LC濾波后得到直流輸出. 當Q901由導通變為截止時, Q902再次導通, 如此反復的循環, 形成自激振蕩.

RCC 電路舉例





Input EMI Section

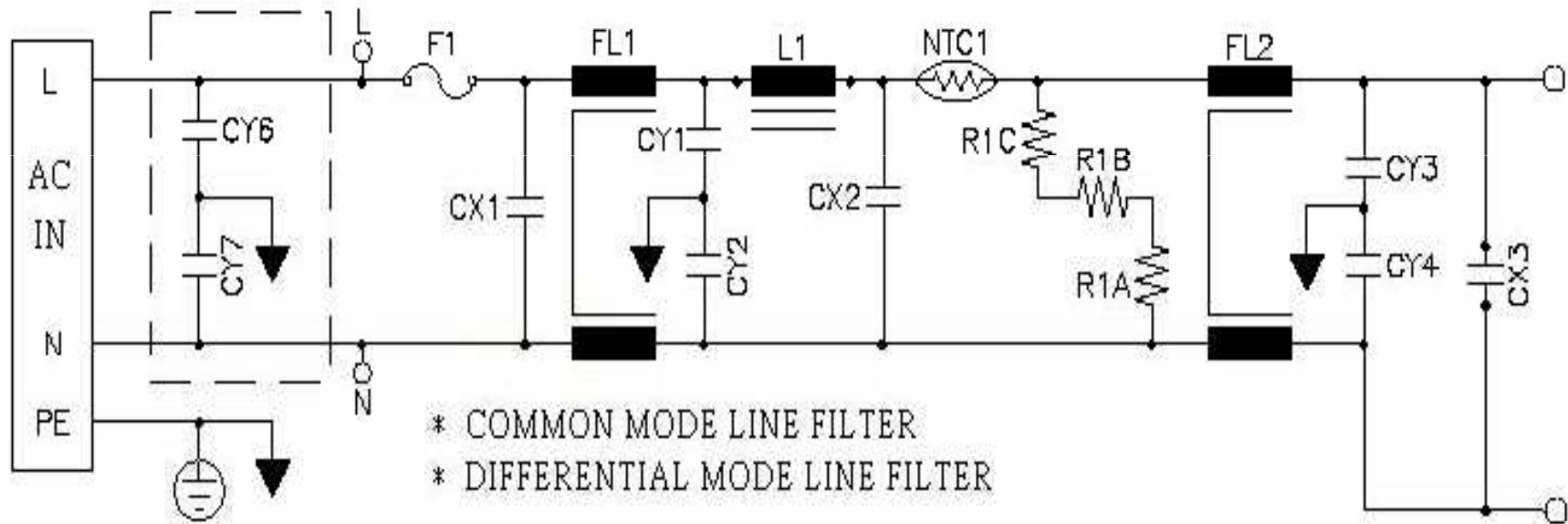
- EMI的定義
- EMI的產生和傳播及處理方式
- 在SPS中的架構模型
- EMI的處理及量測裝置
- LISN的原理與使用
- 開關電源的雜訊分析
- EMI濾波器的組成元件



EMI的定義

- EMI:Electromagnetic interference 電磁干擾
- EMI包括傳導(conduction)和輻射(radiation)兩個部分.
- 傳導EMI是待測物經由導線(電源線)所傳遞出來的雜訊.
- 輻射EMI是直接由開放空間傳遞的.

Input EMI Section 架构





EMI的產生傳播及處理方式

噪聲傳遞的主要方式為：

(1) 傳導耦合 . 2) 公共阻抗耦合 . (3) 輻射耦合 .

根據電磁干擾的傳播途徑，開關電源中的電磁干擾可以分為輻射干擾和傳導干擾，兩種干擾可以相互轉換。

傳導干擾可以分為共模 (Common Mode—CM) 干擾和差模 (Differential Mode—DM) 干擾。由於寄生參數的存在以及開關電源中開關器件的高頻開通和關斷，使得開關電源在其輸入端 (即交流電網側) 產生較大的共模干擾和差模干擾。

傳導EMI經由介質進行傳導。因此，在電路上經常是加濾波器的方式抑制雜訊。但是輻射EMI不經由介質，雜訊可以bypass EMI而影響其他系統。因此其處理方式多為屏蔽 (shielding) 接地 (grounding) 濾波等。



開關電源的雜訊分析

- 由LISN所取得的雜訊中, 都包含有CM雜訊(common-mode noise)及DM雜訊(differential-mode noise)兩個分量
- CM雜訊由CM雜訊電流產生, DM雜訊有DM雜訊電流產生. 其中CM雜訊電流 I_{CM} 是L, N相對於接地線共同的雜訊, 而DM雜訊電流 I_{DM} 是直接經L, N而不經過接地線的雜訊分量. 此兩分量用數學表示如下:

$$\vec{I}_{total} = \vec{I}_{CM} + \vec{I}_{DM}$$

\vec{I}_{total} 為總雜訊電流, 它是流經LISN的50ohm阻抗所產生的雜訊電壓

$$\vec{V}_{total} = \vec{I}_{total} * 50$$



開關電源的雜訊分析

CM雜訊電流與DM雜訊電流由什麼造成的？

根據前人的實驗結果，發現CM雜訊主要是由Power MOSFET及變壓器上的寄生電容及雜散電容造成的。而DM雜訊電流則由電源電路初級端的非連續電流機輸入端濾波大電容(bulk capacitor)上的寄生電感所造成的。



EMI濾波器的組成元件

- 常見的EMI濾波元件共有四種：

CM電感 DM電感 X電容 Y電容

1. CM電感

CM電感是將兩組線圈繞在一個鐵芯上製成的。且其繞線的方嚮能使得其DM電流所產生的磁場 H_{DM} 相互抵消，而對CM電流而言，由于其是對地而言的，因此兩組線圈可看成是L, N對地獨立電感，其所產生的磁場 H_{CM} 是相同方嚮的。

同時由于DM的磁場相互抵消的關係，CM電感比較不易飽和，因此一選用 μ 值較高的ferrite core作為鐵芯。

2. DM電感

DM電感的濾波原理和電源供應器輸出端的濾波電感並無不同，由于需要流經大電流，因此材質多用 μ 值較低的powder core以避免飽和。



EMI濾波器的組成元件

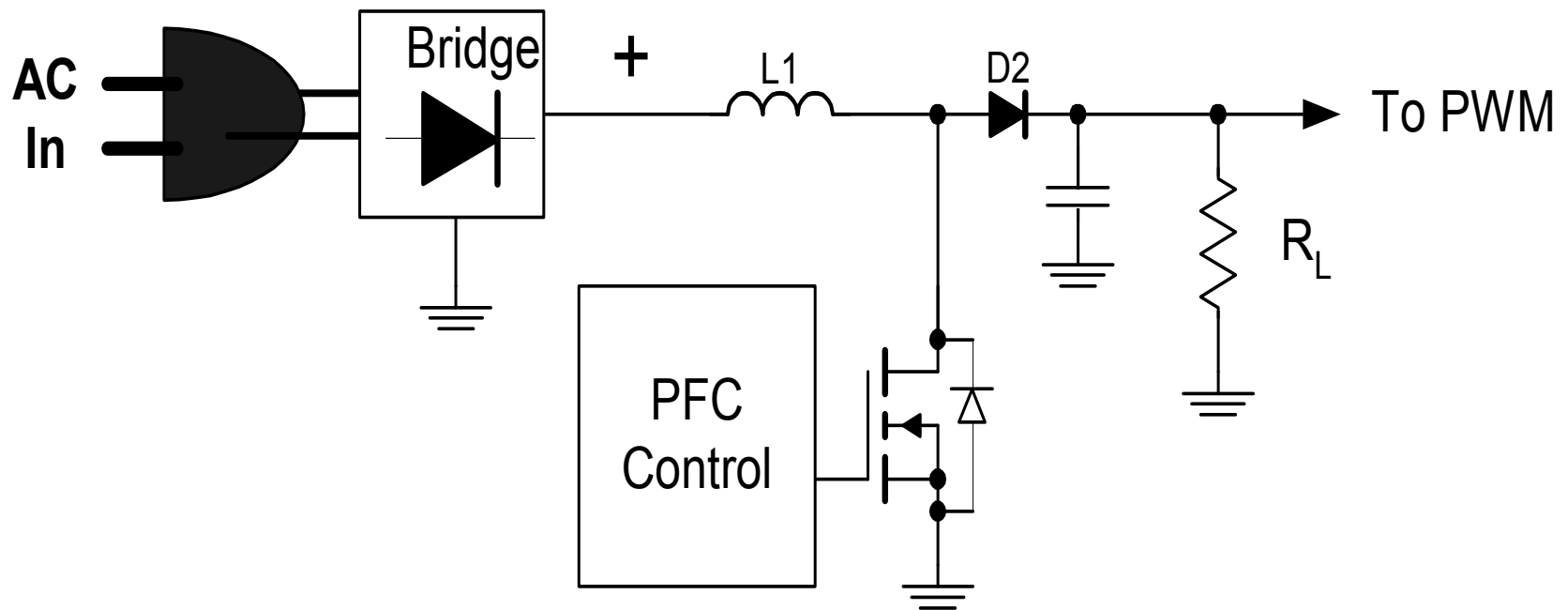
3. X電容

X電容是跨接于電源的L, N兩端. 一般為金屬皮膜 (metal film) 為材質, 其容值規格為0.015uF 0.1uF 0.22uF 0.33uF 0.47uF 0.68uF 最大為1uF.

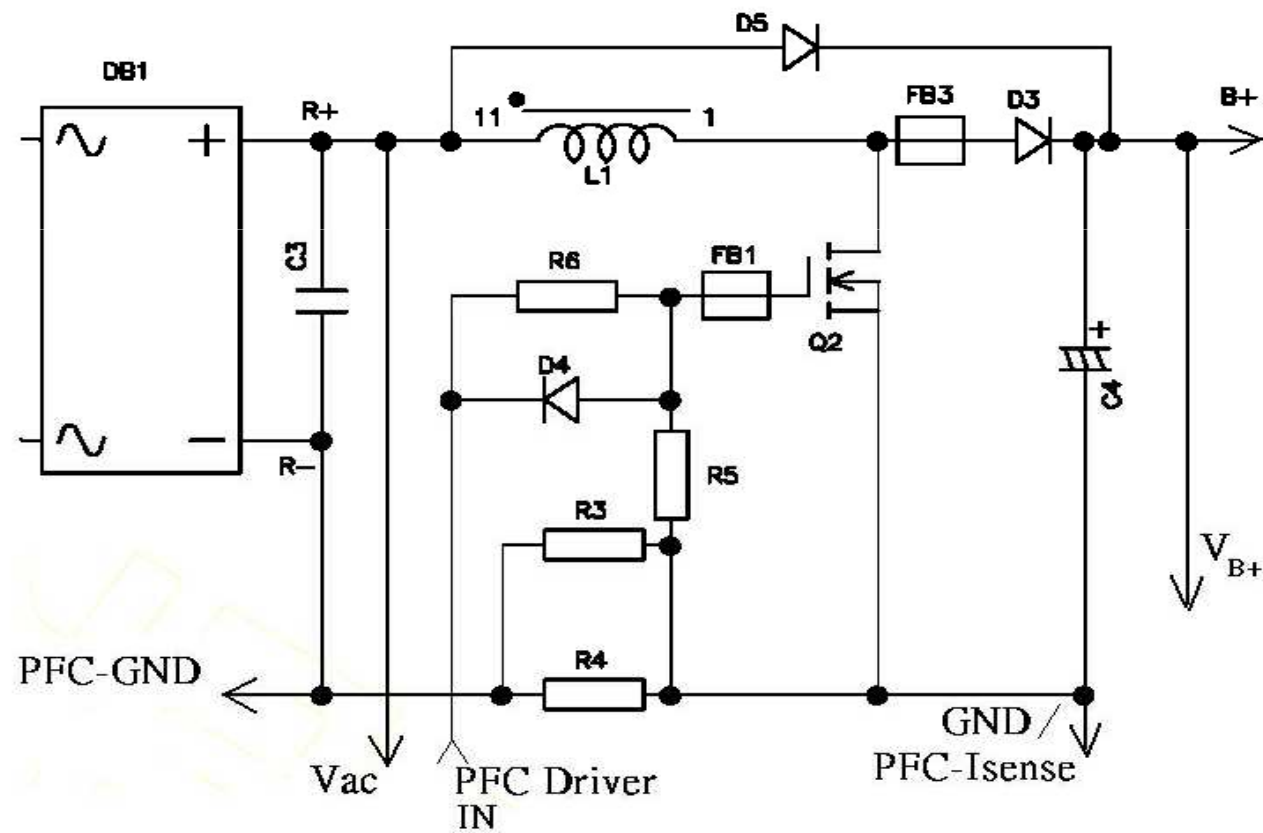
4. Y電容

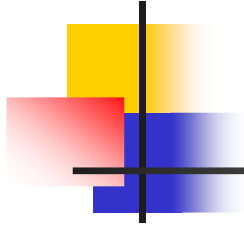
Y電容扮演的是CM電容的角色. 其最大的特點是以兩個為一組而存在. 一般Y電容均為高壓陶瓷電容, 其電容容值較小, 從470pF 1000pF 2200pF 3300pF到最大為4700pF.

Active Power Factor Correction



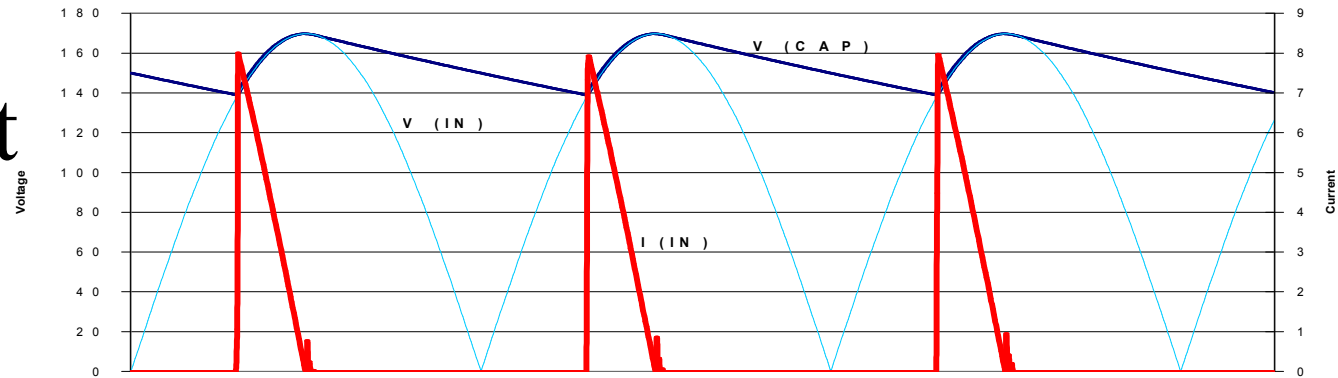
PFC Section



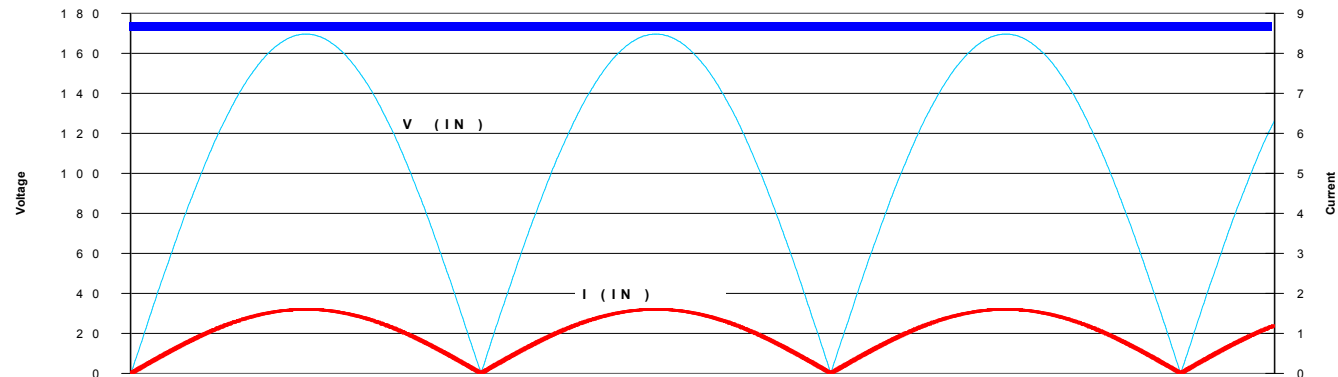


What is Power Factor Correction?

Without
PFC

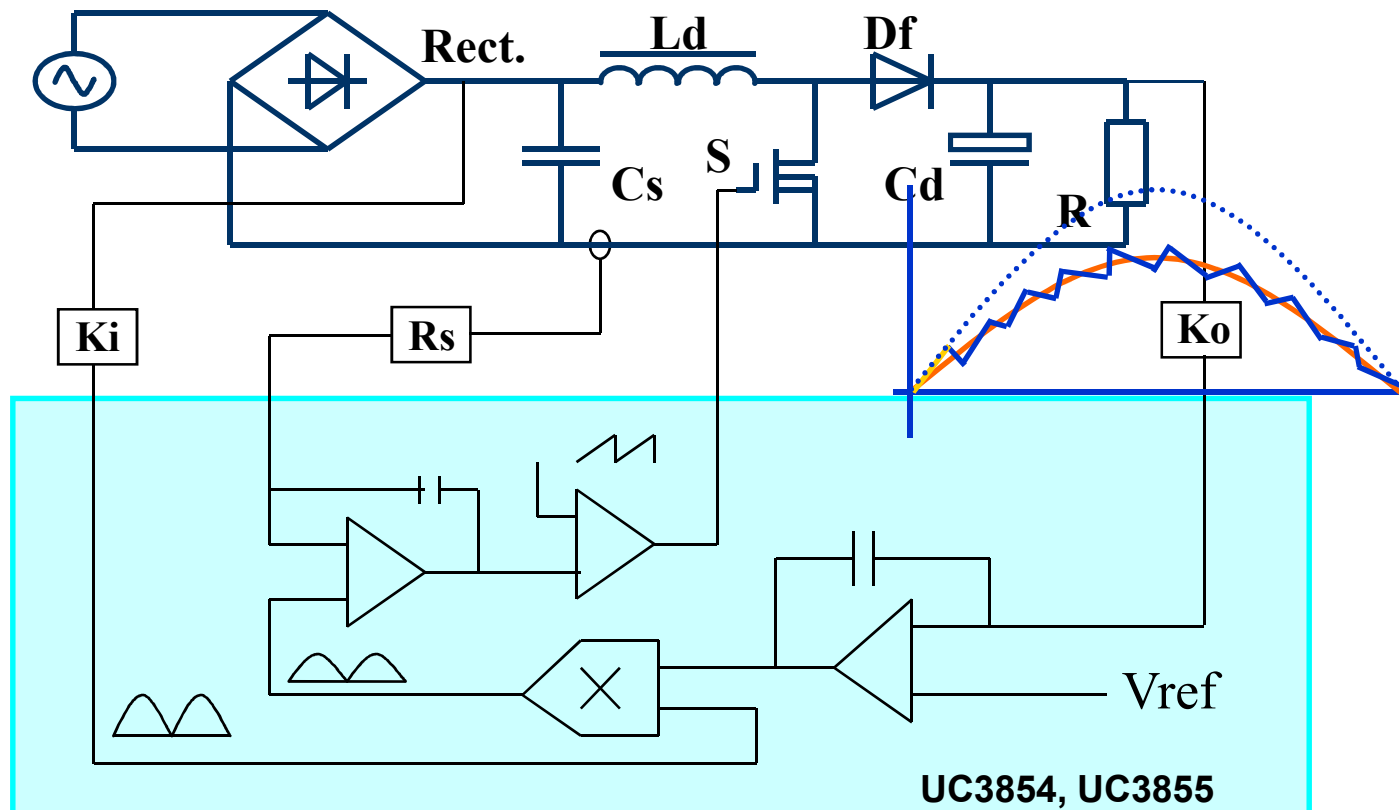


With
PFC



PFC工作原理

How does PFC work?





PFC section

► 功率因數校正

功率因數校正是一非線性負載,從AC 電壓來看就象一個負阻特性的負載.對於一個電阻來說,其電流與電壓同相位并且成正比.所以功率因數是一非線性負載.通常是大多數電源的輸入,這些電源用橋式整流和輸入濾波電容來補償.輸入濾波電容最大充電結果導致短暫的很大幅度的電流脈沖流過電源.而不是同電壓同相位的正弦電流.這樣的電源其功率因數小于一.如果輸入電流被這樣的電源汲取,其功率因數將小于一.

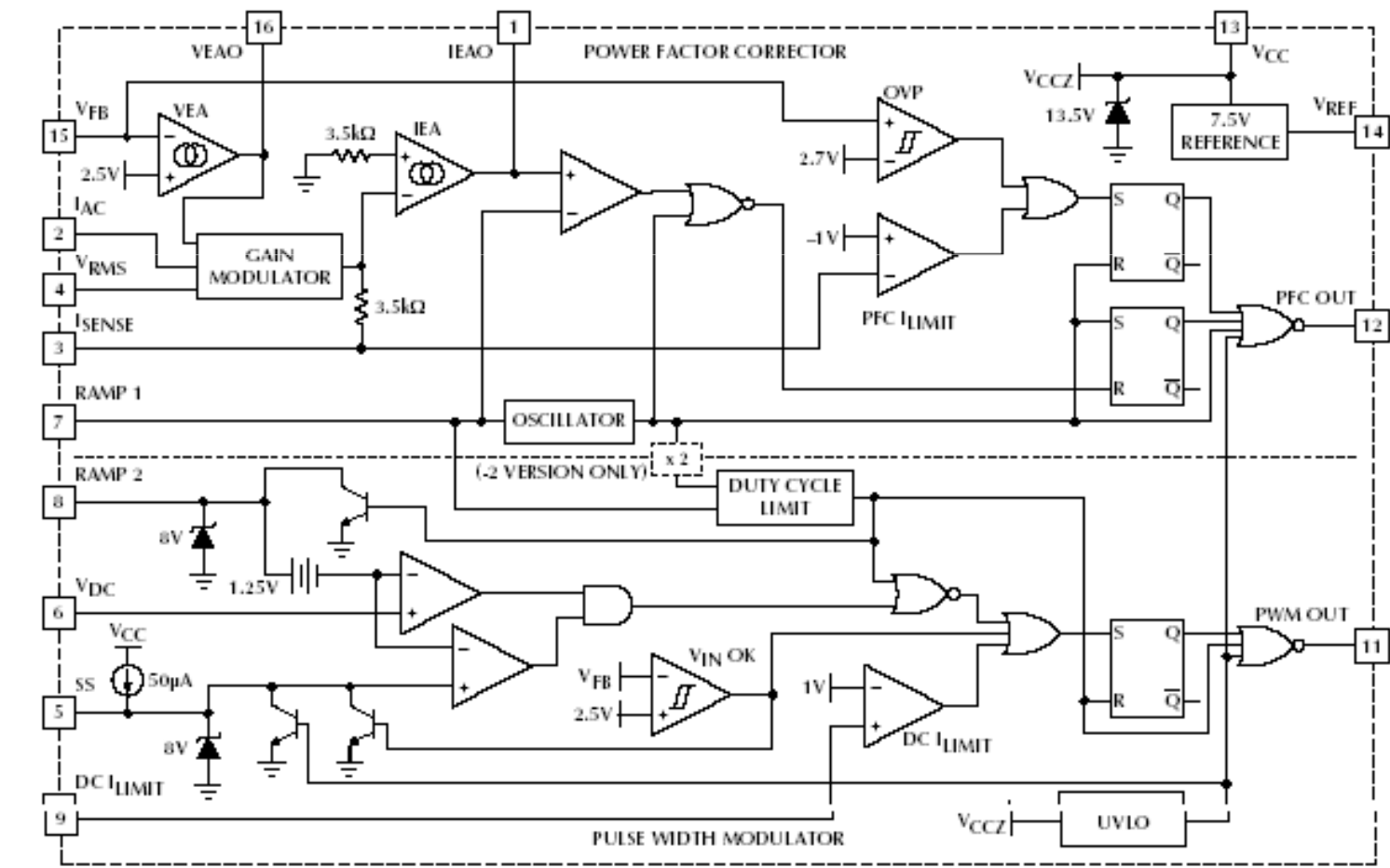


含有PFC工能的IC ML4824

ML4824 的PFC 部分采用升壓模式的DC-DC 轉換器實現了輸入電流同輸入電壓同相位并且成比例.轉換器的輸入是全波整流交流電壓,用于跟隨橋式整流起器,所以升壓變換器輸入電壓的範圍從零到交流電壓最大值又回到零,.通過使升壓變換器滿足兩個同時存在的狀況,保證變換器從電源電壓得到的電流与瞬間線電壓一致就成為可能.狀況之一是升壓變換器的輸出電壓必須設定的高于線電壓的最大值,通常使用的是385VDC來滿足高壓的275VACrms.另一狀況為轉換器在任一給定時刻所得電流必須与線電壓成比例.第一個要求通過對轉換器建立一個合适的電壓環可以被滿足.接著驅動電流誤差放大器和輸出驅動開關.第二個要求通過運用整流過的交流電壓來調制電壓環的輸出來滿足.這樣的調制使電流誤差放大器來控制直接隨輸入電壓而變化的電源轉換電流.為了阻止在升壓電路必然會出現的紋波通過電壓誤差放大器產生失真,電壓環的帶寬特意保持很低.最終目的是調整PFC的整体增益來使其与 V_{in} 的平方成反比,從而使系統在交流輸入電壓變化時的傳輸線性化.

ML4824內部框圖

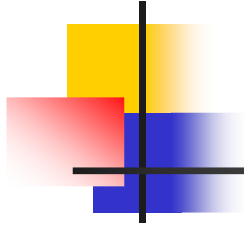
BLOCK DIAGRAM





管腳功能

1. **IEAO:** PFC跨導電流誤差比較輸出.用于控制PFC 占空比
2. **IAC:** 輸入電壓的采樣電流輸入.用于PFC控制.線性反映輸入電壓.通過電阻采樣減小了ground noise
3. **ISENSE:** PFC 電流誤差比較器的sense current輸入.也是限流器輸入.該點電壓小于-1v, PFC輸出 將無效.
4. **VRAMS:** PFC 級輸入電壓幅值采樣.
5. **SS:** 控制PWM軟啟動的外部電容連接點.內部有一50uA電流源提供電容充電電流.
6. **Vdc:** PWM電壓回授輸入端.即PWM輸出電壓誤差信號.
7. **RAMP2:** 電流模式時為來自PWM'OUTPUT變壓器初級側采樣電流輸入端,電壓模式時為來自PFC輸出的PWM輸入端.



8. **RAMP1:** 外接 R T, C T. 設定晶振周期. 該點波形如圖 < 1 >.
9. **DC I limite:** PWM 限流比較器輸入端. 該端電壓大于 1v, 則 PWM 輸出將無效, 直到下一個 PWM 周期觸發器被時鐘脈沖重置
10. **GND:** 接地腳.
11. **PWM OUT:** PWM 驅動信號輸出端.
12. **PFC OUT:** PFC 驅動輸出.
13. **VCC:** 電源腳.
14. **VREF:** 內部 7.5v 參考電壓緩沖器輸出.
15. **VFB:** 來自 PFC DC 高壓輸出的電阻分壓. VFB 大于 2.7v, PFC 輸出驅動被關掉, 而 PWM 繼續工作, 直至低于 2.58v 將重新開始. 作為 PFC 的過壓保護用.
16. **VEAO:** PFC 跨導電壓誤差比較輸出.



PFC section

晶振

晶振頻率由 R_T , C_T 決定, 它們決定了晶振輸出時鐘脈沖的上升和關閉時間:

$$f_{osc} = \frac{1}{t_{ramp} + t_{dead}}$$

當 $V_{REF} = 7.5V$ 時 $t_{deadtime} = \frac{2.5V}{5.1mV} \times C_T$

因 $t_{ramp} \gg t_{deadtime}$ 所以 $t_{ramp} = C_T \times R_T \times \ln\left\{\frac{V_{REF} - 1.25}{V_{REF} - 3.75}\right\}$

$$t_{ramp} = C_T \times R_T \times 0.51 \quad f_{osc} = \frac{1}{t_{ramp}}$$



PFC section

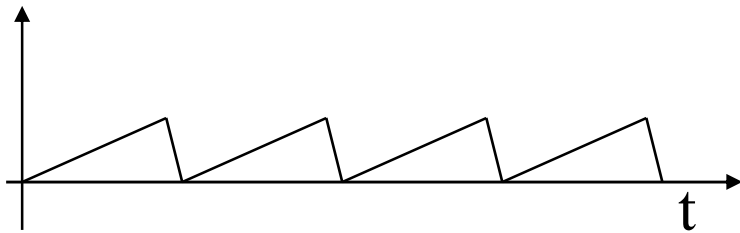


圖 < 1 >

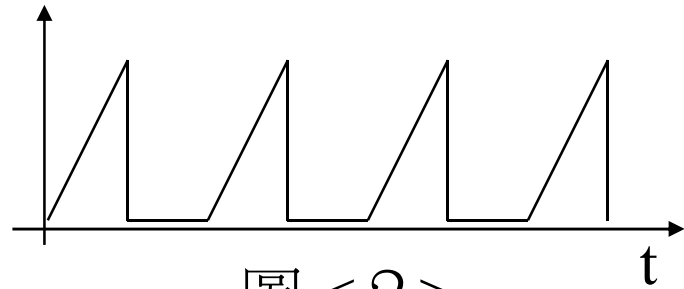
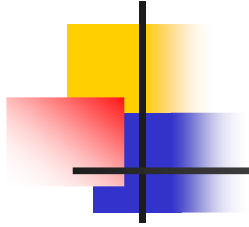


圖 < 2 >



THE END