

# 國立交通大學

電機學院

電機與控制學程

## 碩士論文

被動式無損耗的零電流緩衝器設計

A Passive Lossless Snubber

for ZCS Design

研究生：許昌吉

指導教授：張隆國 博士

中華民國九十五年七月

被動式無損耗的零電流緩衝器設計

A Passive Lossless Snubber for ZCS Design

研究生：許昌吉

Student : Chang-Jyi Sheu

指導教授：張隆國 博士

Advisor : Dr. Lon-Kou CHang

國立交通大學  
電機學院 電機與控制學程  
碩士論文

A Thesis

Submitted to College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Electrical and Control Engineering

July 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年七月

# 被動式無損耗的零電流緩衝器設計

學生：許昌吉

指導教授：張隆國 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

## 摘 要

本文利用被動零件，來完成升壓轉換器的功率開關的導通與截止的零電流切換功能，以降低功率開關的切換損耗，稱此緩衝器為被動式無損耗導通與截止零電流切換緩衝器。導通零電流切換緩衝器主要用一個緩衝電感加在升壓二極體與功率開關之間，來降低功率開關導通時的切換電流，並利用連接式電感來加速二極體電流降為零安培，以確保功率開關工作在導通零電流切換。截止零電流切換緩衝器主要用一個緩衝電容並聯在功率開關，來實現功率開關截止時的零電流切換，並利用另外一個緩衝電感來降低緩衝電容的導通時的放電電流，以降低切換的損耗。

# A Passive Lossless Snubber for ZCS Design

Student : Chang-Jyi Sheu

Advisors : Dr. Lon-Kou Chang

Degree Program of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

## ABSTRACT

This thesis presents a technique of passive zero current switching design for a boost converter. This design can reduce the switching loss of power switch. The design includes lossless passive turn-on and turn-off zero current switching snubbers. For the turn-on zero current switching snubber, a snubber inductor is employed between boost diode and power switch is used to lower the turn-on switching current of power switch. And a tapped inductor is also used to hasten the reduction of the diode current to zero so as to ensure the power switch in zero current switching operation. For the turn-off zero current switching snubber, a snubber capacitor is added in parallel with the power switch. With this circuit the power switch can achieve turn-off zero current switching. And another snubber inductor is used to lower the discharging

current of the snubber capacitor while converter turns on again so that the turn-off switching loss can be reduced.



## 致謝

首先深深感謝張隆國指導教授願意長時間的督促與指導，讓我了解如何做研究，使本論文得以完成，更感謝口試委員廖德誠教授、鄭木火副教授與林君明教授給予本論文的建議，使得本論文順利完成。

在研究過程中，最感謝晏銘的指導與幫忙，在此致上由衷的感謝。

最後感謝我的妻子素馨與家人這段時間的支持與鼓勵，願你們能共同分享這份喜悅與榮耀。



謹將本論文獻給所有關心我的人！

許昌吉

謹誌於交通大學 815 實驗室

中華民國九十五年七月

# 目 錄

	頁次
中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iv
目錄.....	v
表目錄.....	viii
圖目錄.....	ix
第一章 序論.....	1
1-1 研究動機.....	1
1-2 文獻回顧.....	2
1-3 論文架構.....	3
第二章 被動式零電流切換技術介紹.....	4
2-1 前言.....	4
2-2 傳統升壓型轉換器的導通切換損耗.....	5
2-3 有損耗緩衝器與無損耗緩衝器.....	6
2-4 主動式和被動式緩衝器.....	7
2-5 零電流切換轉換器的介紹.....	8
2-6 被動式導通零電流切換技術.....	10
2-7 被動式截止零電流切換技術應用在升壓轉換器.....	14
第三章 被動式導通與截止零電流切換線路分析.....	16
3-1 前言.....	16
3-2 利用緩衝電感 $L_3$ 來降低功率開關的導通切換電流.....	16
3-3 利用緩衝電容 $C_1$ 來降低緩衝電感電流的變化率.....	18

3-4 利用連接電感加速 $D_2$ 二極體電流降到零安培 .....	19
3-5 導通零電流緩衝器元件的選擇 .....	21
3-6 被動式截止零電流切換分析 .....	25
3-7 零電流柔切換的時序圖與工作模式 .....	29
第四章 電路系統模擬與實驗結果 .....	43
4-1 電路設計 .....	43
4-2 實驗結果 .....	48
4-2-1 硬切換測試結果 .....	48
4-2-2 導通柔切換測試結果 .....	50
4-2-3 結合導通柔切換線路與截止柔切換線路 .....	52
4-3 電路模擬 .....	56
第五章 連接式電感零電流切換技術應用於各種轉換器的構想 .....	59
5-1 前言 .....	59
5-2 四種型式的連接式電感零電流切換技術 .....	59
5-3 應用連接式電感零電流切換技術在降壓型轉換器 .....	62
5-4 並聯連接式電感零電流切換技術 .....	65
第六章 結論與展望 .....	67
6-1 結論 .....	67
6-2 展望 .....	67
參考文獻 .....	69
附錄 1 .....	72
附錄 2 .....	79
附錄 3 .....	84



# 表目錄

表 4.1 零件編碼對照表.....	44
表 4.2 導通柔切換線路損耗列表 $V_{in}=100$ .....	52
表 4.3 零電流切換線路損耗列表.....	55



# 圖 目 錄

圖 2.1	傳統升壓型轉換器.....	5
圖 2.2	升壓轉換器硬切換波形.....	5
圖 2.3	升壓轉換器加上 RCD 緩衝器 .....	6
圖 2.4	升壓轉換器加上 RCD 緩衝器的切換波形 .....	6
圖 2.5	理想的柔切換波形.....	7
圖 2.6	被動式柔切換轉換器[3].....	8
圖 2.7	主動式柔切換轉換器[11].....	8
圖 2.8	不連續電流模式轉換器的電壓與電流波形 .....	9
圖 2.9	共振式轉換器的電壓與電流波形 .....	9
圖 2.10	柔切換式轉換器的電壓電流波形 .....	10
圖 2.11	飛輪電容被動式無損耗緩衝器之一[3].....	11
圖 2.12	飛輪電容被動式無損耗緩衝器線路之二[4].....	11
圖 2.13	飛輪電容被動式無損耗緩衝器線路之三[5].....	12
圖 2.14	飛輪電容被動式無損耗緩衝器之四[6].....	12
圖 2.15	Hanan 的连接電感被動式無損耗緩衝器[3] .....	13
圖 2.16	耦合電感被動式無損耗緩衝器[8].....	14
圖 2.17	耦合電感被動式無損耗緩衝器[10].....	15
圖 3.1	緩衝電感 $L_3$ 與開關 $Q_1$ 串聯 .....	17
圖 3.2	緩衝電感 $L_3$ 與二極體 $D_1$ 串聯 .....	18
圖 3.3	連接式電感被動式無損耗緩衝器之一 .....	20
圖 3.4	連接式電感被動式無損耗緩衝器之二 .....	20
圖 3.5	用 Pspice 模擬圖 3.4 線路 $C_1=0.22 \mu F$ .....	23
圖 3.6	用 Pspice 模擬圖 3.4 線路 $C_1=1 \mu F$ .....	24

圖 3.7	在圖 3.4 並聯 $C_2$ 的截止零電流切換線路.....	25
圖 3.8	升壓轉換器並聯 $C_2$ 的截止零電流切換過程.....	25
圖 3.9	具有被動式導通與截止零電流切換的升壓轉換器 .....	26
圖 3.10	被動式無損耗零電流切換線路 .....	29
圖 3.11	二極體電壓與反向恢復電流波形.....	33
圖 3.12	零電流切換線路 時序圖 1.....	38
圖 3.13	零電流切換線路 時序圖 2.....	39
圖 3.14	無損耗緩衝器零電流切換線路的工作模式 .....	42
圖 4.1	PFC 轉換器的零電流柔切換線路方塊圖 .....	43
圖 4.2	PFC 轉換器的零電流柔切換線路圖 .....	44
圖 4.3	升壓轉換器的導通硬切換.....	49
圖 4.4	升壓轉換器的截止硬切換.....	49
圖 4.5	導通柔切換, $C_1=1000\text{ pF}$ .....	50
圖 4.6	導通柔切換, $C_1=2200\text{ pF}$ .....	50
圖 4.7	導通柔切換, $C_1=0.022\text{ }\mu\text{F}$ .....	51
圖 4.8	導通柔切換, $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}$ .....	51
圖 4.9	零電流切換 (1) $C_1=1000\text{ pF}$ , $C_2=1000\text{ pF}$ .....	52
圖 4.10	零電流切換 (2) $C_1=2200\text{ pF}$ , $C_2=2200\text{ pF}$ .....	53
圖 4.11	零電流切換 (3) $C_1=0.022\text{ }\mu\text{F}$ , $C_2=470\text{ pF}$ .....	53
圖 4.12	零電流切換 (4) $C_1=0.022\text{ }\mu\text{F}$ , $C_2=1000\text{ pF}$ .....	54
圖 4.13	零電流切換 (5) $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}$ , $C_2=1000\text{ pF}$ .....	54
圖 4.14	零電流切換 (6) $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}$ , $C_2=2200\text{ pF}$ .....	55
圖 4.15	升壓轉換器零電流切換的 Pspice 線路.....	56
圖 4.16	Pspice 模擬圖 4.15 開關導通的結果.....	57
圖 4.17	Pspice 模擬圖 4.15 開關截止的結果.....	58

圖 5.1	連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器(1).....	60
圖 5.2	連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器(2).....	61
圖 5.3	連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器(3).....	61
圖 5.4	連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器(4) [3].....	61
圖 5.5	典型降壓轉換器.....	62
圖 5.6	連接式電感零電流柔切換技術應用在降壓轉換器(1).....	62
圖 5.7	連接式電感零電流柔切換技術應用在降壓轉換器(2).....	63
圖 5.8	連接式電感零電流柔切換技術應用在降壓轉換器(3).....	63
圖 5.9	連接式電感零電流柔切換技術應用在降壓轉換器(4).....	63
圖 5.10	用 Pspice 模擬圖 5.5 降壓型轉換器導通硬切換.....	64
圖 5.11	用 Pspice 模擬圖 5.6 降壓型轉換器導通柔切換.....	64
圖 5.12	多個連接電感被動式無損耗緩衝器之 1.....	65
圖 5.13	多個連接電感被動式無損耗緩衝器之 2.....	66



# 第一章

## 緒論

### 1.1 研究動機

自從歐洲共同市場在 1992 年通過 IEC555.2 (International Electrotechnical Commission 555.2)，規定各種電力電子產品必須符合嚴格的功率因數規格。功率因數校正 PFC(Power Factor Correction)線路的研究成為電力電子人才必修科目，許多有關於 PFC 各種柔切換(Soft Switching)技術不斷的被發表出來，主要目的在降低功率半導體的交換損耗和電磁干擾(Electro-Magnetic Interference, EMI)，並提升電源供應器功率轉換效率。

一般 PFC 線路在開關導通時，升壓二極體因為少數載子  $Q_{RR}$  無法立即移除，導致二極體有大的反向恢復電流(Reverse Recovery Current,  $I_{RR}$ )流到功率開關，使得開關有大的功率損耗與零件過熱的問題。另外過大的反向恢復電流  $di_F/dt$ ，也會導致電磁干擾不易處理。而二極體因為溫度上升，反向恢復電流也跟著增加，損耗功率亦跟著增加，使得設計上必須考慮用較大功率開關來降低損耗。

大多數 PFC 採用主動式零電流切換線路來降低二極體的反向電流下降斜率  $di_F/dt$ ，而主動式零電流切換線路除了主要功率開關外，還需要一個輔助的功率開關，也需要一組時序控制線路來控制功率開關和輔助開關的導通與截止的時機，導致線路複雜化與成本上揚，也使電路板的面積的加大與不易繪圖。例如在 40 毫米高度的伺服器電腦的電源供應器，就因為印刷電路板面積小，不易納入輔助開關與時序控制線路，若刻意繪圖，常導致印刷電路板圖零件太擁擠，容易發生干擾，若改用硬切換線路，又有二極體反向恢復電流的問題，須要用較大額定功率與較快切換速度的零件來降低損耗，使得成本增加。因此引發個人想用被動式

零電流切換線路，來改善與簡化目前的零電流切換線路，以達成電源供應器低成本高效率的要求。由於被動式零電流切換線路不需輔助開關與時序控制線路，所以線路較主動式零電流切換線路簡單。

本文線路除了原升壓電感線圈外，再繞一組延伸線圈稱為連接式電感(Tapped Inductor)與升壓轉換的主電感線圈耦合，利用此連接式電感的繞組技術結合一般被動式零電流切換線路來降低功率開關的切換損耗與二極體的反向恢復電流，以改善轉換器效率，稱此技術為連接式電感零電流切換技術(Tapped Inductor Zero Current Switching)簡稱 TI-ZCS。本文 TI-ZCS 的技術不只可用在升壓型轉換器，亦可利用在此技術在其他類型的轉換器，如降壓型轉換器。

另外本文亦針對一般功率開關在截止時的無損耗切換線路作分析並加以改善，來降低功率開關的截止切換損耗。

## 1.2 文獻回顧



切換式電源發展迄今，各國學者致力於柔切換電源轉換器與共振式電源轉換器的研究來降低功率開關與功率二極體在切換時所造成的切換損耗與電磁干擾問題，關於柔切換電源轉換器與共振式電源轉換器的技術的各有不同的優缺點[1-2]，本文的轉換器技術即屬於柔切換電源轉換器，其中柔切換電源轉換器又分為被動式柔切換[3-10]與主動式柔切換[11-17]，被動式柔切換與主動式柔切換主要分別在於主動式柔切換除了原本功率開關增加一個輔助功率開關來強制改變線路的電壓或電流的流向，達到電源轉換器有柔切換功能。被動式柔切換則除了原本功率開關沒有額外的輔助功率開關。本文主要在研究被動式柔切換技術。參考文獻[18-20]中零件規格其中記載二極體的反向恢復電荷與二極體的反向恢復電流與電流上升斜率的關係。

## 1.3 論文架構

本文的內容架構一共分為六個章節，各章節內容概述如下：

第一章： 概述研究動機與目的。

第二章： 被動式零電流柔切換技術介紹。

介紹主動式緩衝器與被動式緩衝器與有損耗緩衝器與無損耗緩衝器及實現零電流切換的各種方法。

第三章： 被動式導通與截止零電流切換線路分析。

從如何降低切換損耗開始分析，並逐步改善線路，最後引導到本文研究的技術。

第四章： 討論實體電路設計與提出實驗結果與模擬結果。

第五章： 零電流切換技術應用於各種電源轉換器架構。

第六章： 本文的結論以及未來展望。



# 第二章

## 被動式零電流柔切換技術介紹

### 2.1 前言

傳統的切換轉換器是藉由功率開關的導通/截止來實現控制輸出電壓/電流/功率/能量的技術。由於功率開關並非理想元件，加上電路中的零件亦非理想元件，導致功率開關在切換時有切換損耗。加上功率開關的快速切換，造成電路上有電流突波( $di/dt$ )噪音、電壓突波( $dv/dt$ )噪音與電磁干擾等切換問題。

為了改善傳統電力轉換器的功率開關的切換問題，發展了柔切換式轉換器與共振式(Resonant)轉換器技術，這些技術在文獻[1-2]已有詳盡分類介紹與說明，本文就專注在相關的零電流柔切換技術研究。

電力轉換器利用柔切換技術，使得功率開關在導通或截止的切換瞬間，降低了電壓/電流的上升或下降斜率，並減少流過開關的電流，或降低開關上的電壓，來改善功率開關的切換損耗與電磁干擾等切換問題。相對於柔切換式轉換器，傳統電力轉換器統稱硬切換式轉換器。

以下從 2.2 硬切換式的傳統升壓型轉換器開始介紹，然後 2.3 介紹有損耗緩衝器與無損耗緩衝器的不同，以及 2.4 主動式和被動式緩衝器的差異，2.5 介紹各類零電流切換轉換器，最後 2.6 介紹應用在升壓轉換器的幾個典型的被動式導通零電流切換技術。2.7 被動式截止零電流切換技術應用在升壓轉換器。

## 2.2 傳統升壓型轉換器的導通切換損耗

圖 2.1 為傳統升壓型轉換器，當轉換器工作在連續電流模式時， $Q_1$  導通切換瞬間，電感  $L_1$  的電流流到  $Q_1$  汲極，造成  $Q_1$  的切換損耗；另外二極體  $D_1$  因為少數載子  $Q_{RR}$  無法立即移除，導致二極體  $D_1$  有大的反向恢復電流  $I_{RR}$  也流到  $Q_1$ ，使得  $Q_1$  導通切換損耗增加甚鉅如圖 2.2 所示。

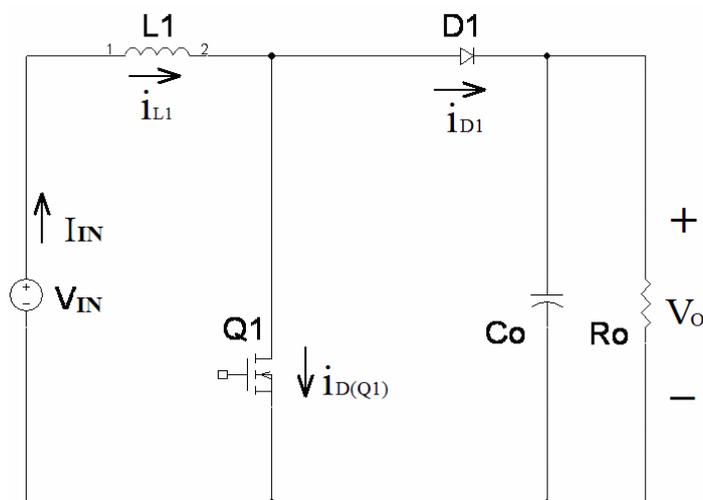


圖 2.1 傳統升壓型轉換器

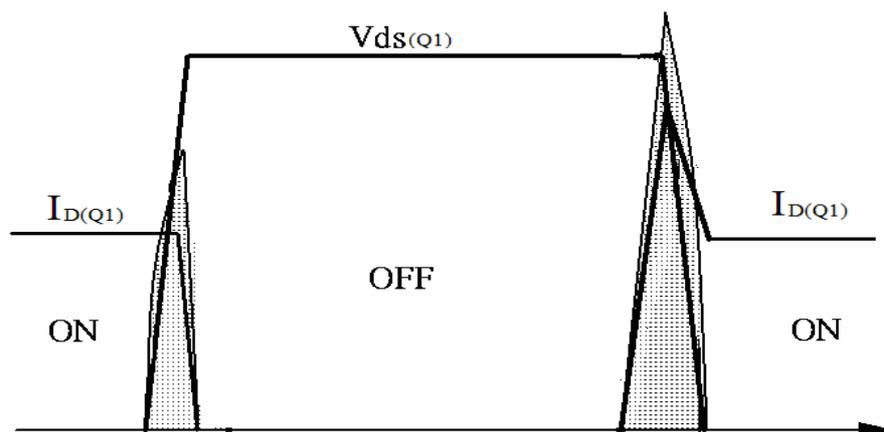


圖 2.2：升壓轉換器硬切換波形

## 2.3 有損耗緩衝器與無損耗緩衝器

柔切換式電力轉換器依其損耗分為有損耗緩衝器與無損耗緩衝器，所謂的有損耗緩衝器如常用的 RCD(Resistor Capacitor Diode)緩衝器，利用 RCD 緩衝器將功率開關的切換損耗降低，但是此種方式並未改善效率，不過是將功率開關硬切損耗轉移到 RCD 緩衝器，來降低功率開關的損耗。

以圖 2.1 傳統升壓轉換器為例，比較圖 2.2 硬切換式波形與圖 2.3 RCD 緩衝器的切換波形如圖 2.4，截止切換的陰影面積部分有減少一些，此種 RCD 緩衝器線路應用在小功率尚可，大功率則不適用，所以後來發展了各種柔切換方式來降低功率開關的切換損耗。

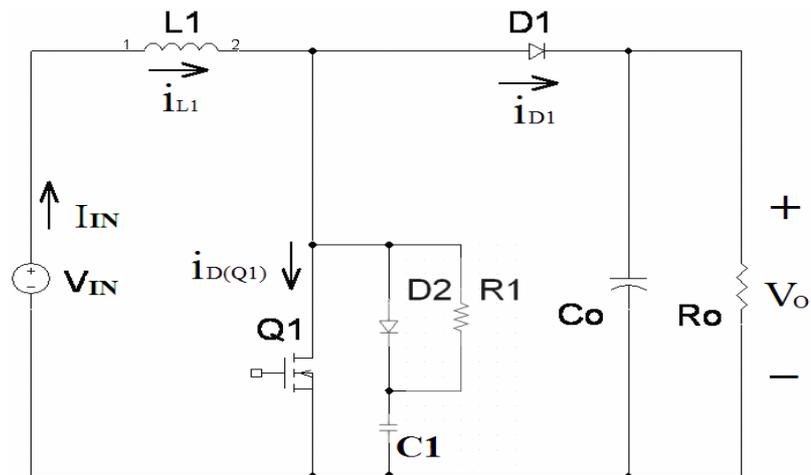


圖 2.3：升壓轉換器加上 RCD 緩衝器

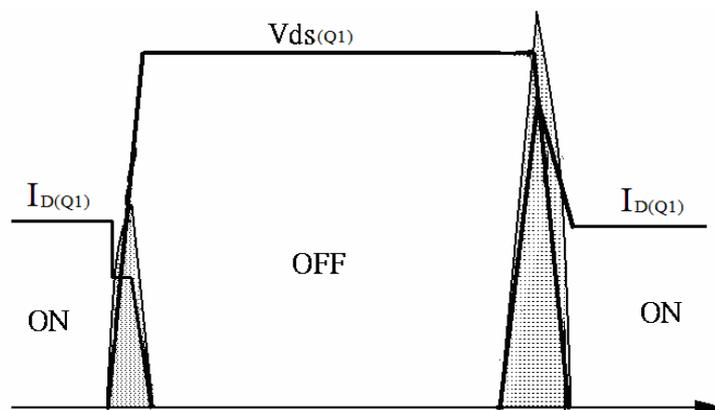


圖 2.4：升壓轉換器加上 RCD 緩衝器的切換波形

而所謂的無損耗緩衝器利用電感、電容、二極體，與輔助開關等零件，來減少流過開關的電流，或降低開關上的電壓，理想的無損耗緩衝器沒有切換損耗如圖 2.5，不論在導通或截止其陰影面積均為零。

由於理想的電感、電容本身並不消耗功率，二極體及輔助開關的損耗相對於切換損耗可以被忽略，所以稱無損耗緩衝器。實際上仍須小心設計，選用損耗較小的元件設計。

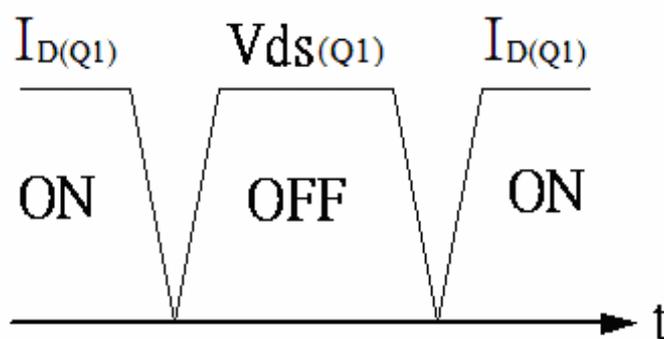


圖 2.5 理想的柔切換波形

## 2.4 主動式和被動式緩衝器

柔切換線路依其所用的零件，可分成被動式柔切換無損耗緩衝器如圖 2.6[3]和主動式柔切換無損耗緩衝器如圖 2.7[11]。被動式柔切換包含了電容  $C_1$ 、電感  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  二極體等被動零件；而主動式柔切換除了上述零件外，增加了輔助開關如圖 2.7 的  $Q_2$  與時序(Timing)線路來控制  $Q_1$ 、 $Q_2$  在不同時間導通與截止，本文零電流切換技術屬於被動式柔切換技術。

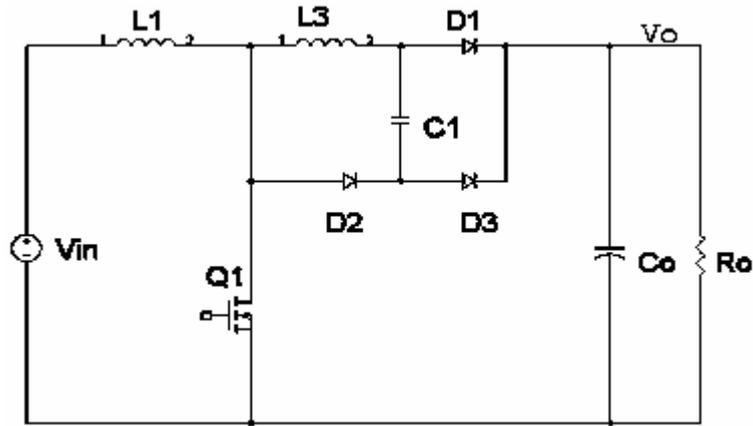


圖 2.6 被動式柔切換轉換器[3]

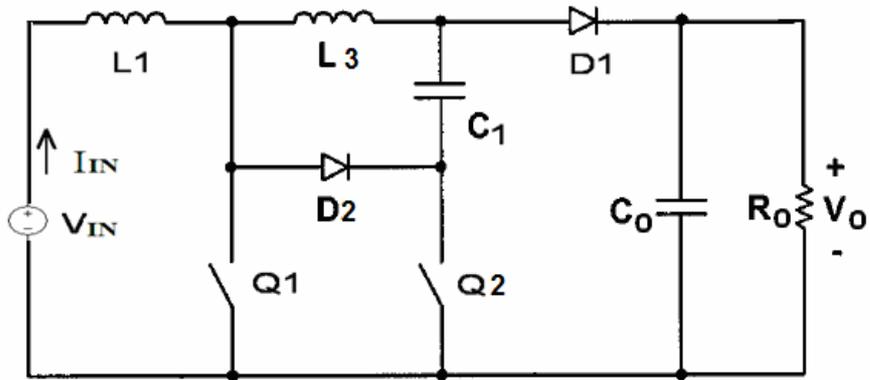


圖 2.7 主動式柔切換轉換器[11]

## 2.5 零電流切換轉換器的介紹

零電流切換轉換器可由下列技術實現；

### 1. 硬切換不連續電流模式

硬切換轉換器操作在不連續電流模式如圖 2.8，在導通切換與截止切換瞬間功率開關皆在零電流切換，但是不連續電流模式其有效電流較連續電流模式(如圖 2.5)為高，其電流峰值亦較高，比較不適用於大功率轉換器。

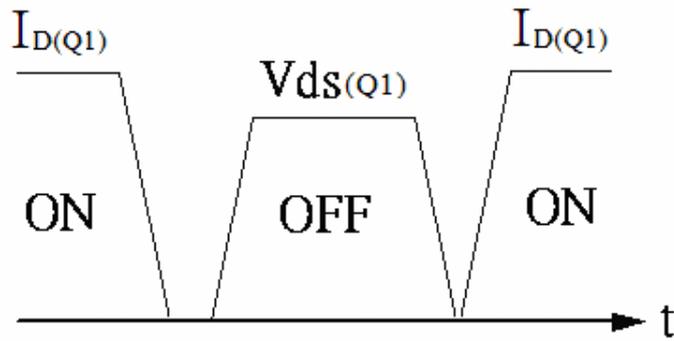


圖 2.8 不連續電流模式轉換器的電壓與電流波形

## 2. 共振式轉換器

共振式轉換器利用電感/電容發生共振，使得電壓或電流呈正弦波，減少功率開關電壓電流的重疊面積，降低轉換器切換損耗如圖 2.9 所示。因為電壓或電流呈正弦波波形，功率開關的電壓或電流的振幅較一般硬切換轉換器為高，須選擇較高電壓或電流的功率開關來使用。

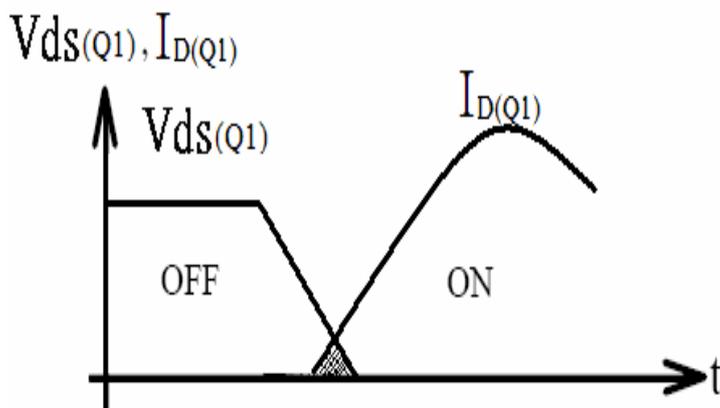


圖 2.9 共振式轉換器的電壓與電流波形

## 3. 柔切換式轉換器

柔切換式轉換器如前述，利用電感、電容、二極體，與輔助開關等零件，來減少流過開關的電流，降低功率開關電壓電流的重疊面積，減少轉換器切換損耗如圖 2.10，因為柔切換式轉換器的功率開關與一般硬切換轉換器差異不大，國內

近幾年來，大部分大功率的轉換器採用柔切換式轉換器。

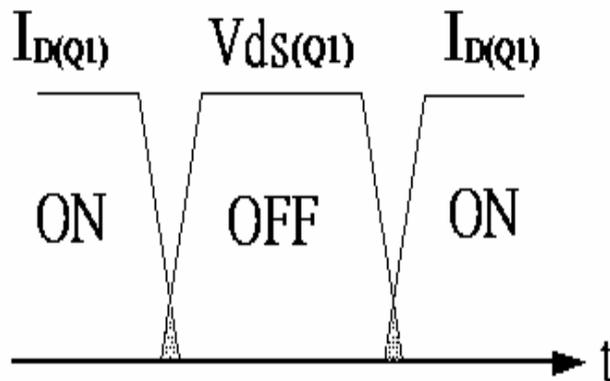


圖 2.10 柔切換式轉換器的電壓與電流波形

## 2.6 被動式導通零電流切換技術

以下介紹四種被動式無損耗零電流緩衝器如下:

### 1. 飛輪電容被動式無損耗緩衝器

圖 2.11、圖 2.12 為飛輪電容被動式無損耗緩衝器，從 [3]、[4] 的說明，圖 2.11，圖 2.12 緩衝器要達到零電流切換的必要條件，必須二極體  $D_1$  的反向恢復電流  $I_{RR}$  大於電感  $L_1$  的電流(即輸入電流  $I_{IN}$ )，在  $Q_1$  導通前，二極體  $D_2$  電流才有機會可以降到零安培，當  $Q_1$  再度導通，才不會有二極體  $D_2$  的反向恢復電流流到  $Q_1$ ，導致切換損耗增大。而  $I_{RR} > I_{IN}$  主要原因(或參考附錄二的分析)，說明如下:

$Q_1$  導通時，二極體  $D_1$  的反向恢復電流  $I_{RR}$  會流到  $L_3$ ，當二極體  $D_1$  截止時，儲存在  $L_3$  的電感能量透過  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$  迴路諧振，將  $L_3$  的電感能量儲存在  $C_1$ ；當  $Q_1$  再度截止時，透過  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$  迴路，電容  $C_1$  的電壓利用迴路諧振來加速二極體  $D_2$  的電流降到零安培，以消除二極體  $D_2$  的  $Q_{RR}$  問題。

雖然  $I_{RR} > I_{IN}$ ，二極體  $D_2$  電流可以降到零安培，但電感  $L_3$  會降低二極體的

反向恢復電流  $I_{RR}$ ，因此  $L_3$  緩衝電感不能太大(參考[4]說明)，因為  $Q_1$  導通切換瞬間須流過大於兩倍的輸入電流， $Q_1$  開關會有電流應力過大的問題，如以下所示：

$$I_{D,Q1} = I_{RR} + I_{IN} > I_{IN} + I_{IN} = 2I_{IN}。$$

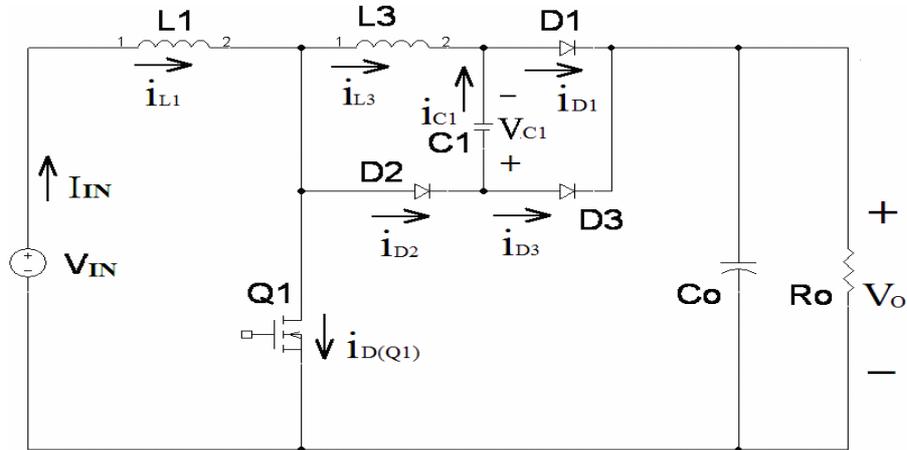


圖 2.11 飛輪電容被動式無損耗緩衝器之一[3]

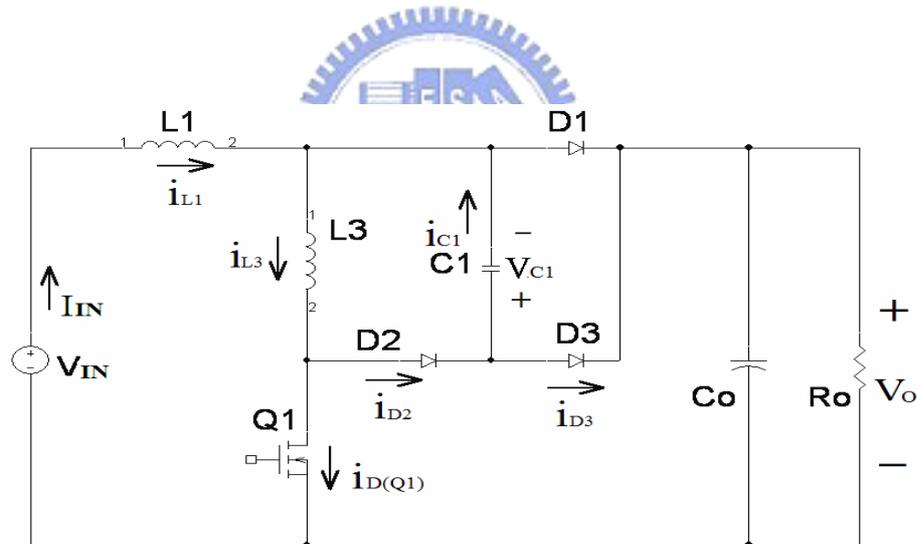


圖 2.12 飛輪電容被動式無損耗緩衝器線路之二[4]

## 2. 飛輪電容被動式無損耗緩衝器

為了解決圖 2.11、圖 2.12 二極體  $D_2$  的少數載子  $Q_{RR}$  無法立即移除問題，在圖 2.11、圖 2.12 線路中加  $C_2$  如圖 2.13[5]、圖 2.14[6]所示，可以使得二極體  $D_1$  的反向恢復電流  $I_{RR}$  在小於電感  $L_1$  的電流情況下，解決二極體  $D_2$  電流無法降到零安培的問題。外加  $C_2$  主要原因是提高  $Q_1$  導通時  $C_1$  的電壓，當  $Q_1$  截止時，利用

$C_1$  的電壓加速  $D_2$  的電流降到零安培，說明如下：

當  $Q_1$  截止時， $C_2$  電壓約等於輸出電壓  $V_o$ ， $Q_1$  再度導通時， $C_2$  的電壓透過  $C_2$ 、 $C_1$ 、 $L_3$ 、 $Q_1$  迴路諧振，將儲存在  $C_2$  的能量儲存在電感  $L_3$ 、電容  $C_2$ ，再透過  $L_3$ 、 $C_2$ 、 $D_2$  迴路，將流過電感  $L_3$  的電流，儲存在  $C_1$ ，提高了電容  $C_1$  的電壓；當  $Q_1$  再度截止時，透過  $L_3$ 、 $C_1$ 、 $D_2$  迴路，將流過  $D_2$  的電流，加速降到零安培，以消除二極體  $D_2$  的  $Q_{RR}$  問題。

圖 2.13、圖 2.14 雖然消除二極體  $D_2$  的  $Q_{RR}$  問題。但是在  $Q_1$  導通時  $C_2$  的放電電流，增加了導通迴路的電流，使得  $Q_1$  導通損耗增加。然而外加  $C_2$ ，使得  $Q_1$  開關有截止柔切換的作用，降低了  $Q_1$  開關截止切換的損耗，但  $Q_1$  仍然存在導通高電流損耗的問題。

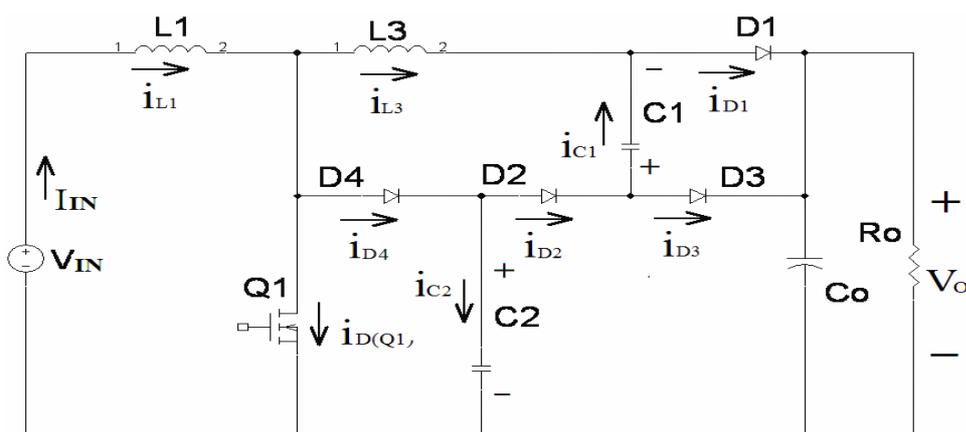


圖 2.13 飛輪電容被動式無損耗緩衝器線路之三[5]

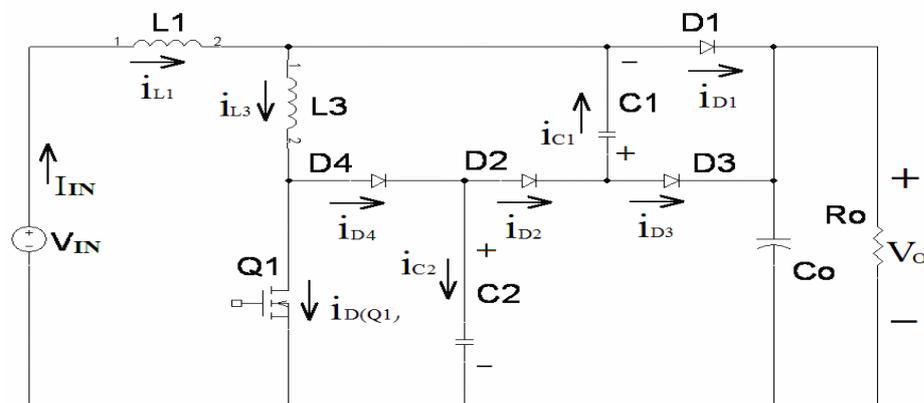


圖 2.14 飛輪電容被動式無損耗緩衝器之四[6]

### 3. 連接式電感式的被動式無損耗緩衝器

為了更進一步改善圖 2.11~圖 2.14 的一些缺點，應用圖 2.15[3] 連接式電感技術，在圖 2.15 中的電感  $L_1$ (其圈數為  $n_1$ ) 再延伸繞一組繞組  $n_2$  稱為連接式電感與原圈數  $n_1$  耦合，此處繞組圈數  $n_1 \gg n_2$ 。其方法是透過  $n_2$ 、 $D_2$ 、 $C_1$ 、 $L_3$  迴路，在  $Q_1$  導通時，利用繞組  $n_2$  電壓來增加電容  $C_1$  的電壓，在  $Q_1$  截止時，利用繞組  $n_2$  電壓與電容  $C_1$  的電壓加速二極體  $D_2$  電流降到零安培。

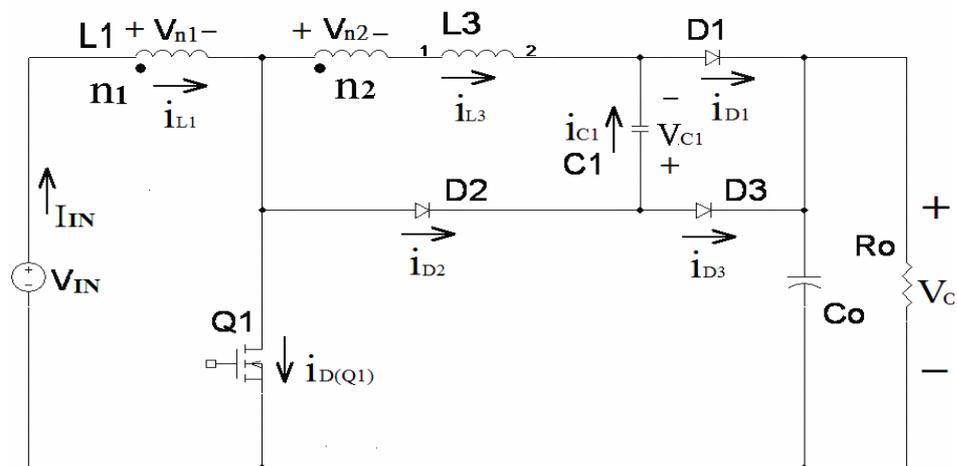


圖 2.15 Hanan 的連接式電感被動式無損耗緩衝器[3]

### 4. 耦合電感被動式無損耗緩衝器

圖 2.16[8] 不同於之前作法，它是利用  $L_1$  的  $n_2$  耦合電壓及其漏電感  $L_k$  來達到導通柔切換的功能。此法與連接式電感技術的工作原裡相似，不同之處，圖 2.16 電感  $L_1$  的圈數  $n_2$  略大於  $n_1$ ，並利用  $n_1$  與  $n_2$  之間的漏感來代替上圖的  $L_3$ 。其工作原理說明如下：

首先當  $Q_1$  截止時，因為  $n_2$  略大於  $n_1$ ，所以  $n_2$  的耦合電壓大於  $n_1$  電壓，使得漏感  $L_k$  電流開始增加，直到流過  $n_1$  電流都轉移到  $n_2$ ，二極體  $D_2$  電流降為零安培。當  $Q_1$  再度導通時，因漏感  $L_k$  的存在降低了流過  $Q_1$  電流與速二極體  $D_1$  的  $di_f/dt$ ，減少二極體反向電流  $I_{RR}$ ，實現了導通零電流柔切換功能。

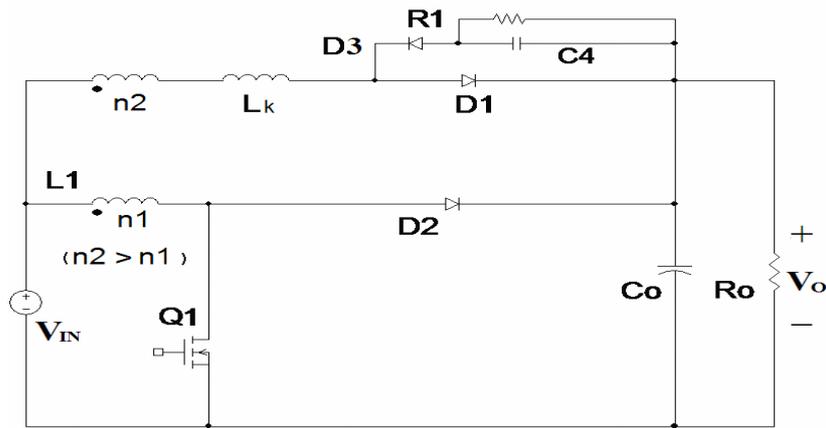


圖 2.16 耦合電感被動式無損耗緩衝器[8]

## 2.7 被動式截止零電流切換技術應用在升壓轉換器

升壓轉換器針對截止作柔切換，大抵外加  $C_2$  吸收  $Q_1$  截止的切換電流，如圖 2.13、圖 2.14 所示，來達到截止有柔切換功能，但  $Q_1$  導通時，因為  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $L_3$ 、 $Q_1$  迴路產生的共振電流，這共振電流所造成的切換損耗與二極體的反向恢復電流所造成的切換損耗意義相同，使得效率未曾改善反而較差。

圖 2.17[10]是常用的被動無損耗緩衝器技術，由  $D_3$ 、 $D_5$ 、 $C_2$ 、 $L_5$  組合而成，其主要功能亦是利用  $C_2$  吸收  $Q_1$  截止的切換電流，達到  $Q_1$  截止切換時的柔切換功能。當  $Q_1$  導通時， $L_5$ 、 $C_2$ ，產生的共振電流，所造成的損耗與二極體的反向恢復電流的影響相同，但是圖 2.17 線路中的電感  $L_5$  不在功率路徑，電感  $L_5$  可以設計比圖 2.13、圖 2.1 中的電感  $L_3$  較大，因而降低了  $C_2$ 、 $C_2$ 、 $L_5$ 、 $Q_1$  迴路產生的共振電流，也降低  $Q_1$  導通的切換損耗。

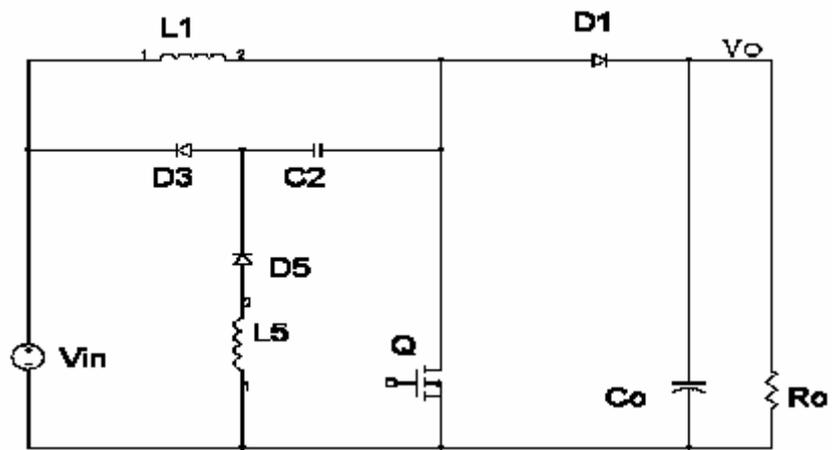


圖 2.17 升壓轉換器的無損耗緩衝器[10]



# 第三章

## 被動式導通與截止零電流切換線路分析

### 3.1 前言

從 3.2 節到 3.5 節順序說明本文導通零電流切換的研究分析，3.6 節說明截止零電流切換的分析，在 3.7 節將圖 3.10 線路的一個工作週期分成 10 個工作時序，來說明升壓轉換器功率開關  $Q_1$  在導通與截止零電流切換的工作原理。

### 3.2 利用緩衝電感 $L_3$ 來降低功率開關的導通切換電流



圖 2.1 為傳統升壓型轉換器，當轉換器工作在電流連續模式時， $Q_1$  導通切換瞬間，電感  $L_1$  的電流流到  $Q_1$  汲極，造成  $Q_1$  的切換損耗；當二極體  $D_1$  的電流降到零安培時，因為少數載子  $Q_{RR}$  無法立即移除，導致二極體  $D_1$  有大的反向恢復電流  $I_{RR}$  也流到  $Q_1$ ，導致  $Q_1$  導通切換損耗增加甚鉅如圖 2.2 所示。

一般大功率升壓轉換器為了改善切換效率，多數是從降低流到  $Q_1$  汲極的電感  $L_1$  的電流與二極體的反向恢復電流  $I_{RR}$  來著手改善。其主要方法，不外乎在  $Q_1$  導通切換期間，設計一個足夠大的緩衝電感  $L_3$ ，以得到一個夠低的電感  $L_3$  的電流斜率  $\frac{di_{L3}}{dt}$ ，使得  $Q_1$  導通切換這段瞬間，幾近於零電流切換。緩衝電感一般放置位置如圖 3.1、圖 3.2 所示。而圖 3.1、圖 3.2 類似一個對偶線路。

設計一個夠大的緩衝電感  $L_3$ ，以得到一個夠低的  $L_3$  電感電流斜率  $\frac{di_{L3}}{dt}$ ，可以有以下的改善，以圖 3.1 線路來說明如下：

1. 因為電感  $L_3$  與  $Q_1$  串聯，電感  $L_3$  的電流等於  $Q_1$  汲極電流，所以設計一個低的

電感  $L_3$  的電流斜率  $\frac{di_{L3}}{dt}$ ，同樣可以得到一個低的  $Q_1$  汲極電流突波 ( $di/dt$ )。實

現  $Q_1$  導通電流柔切換的功能。

2. 因為  $Q_1$  的導通切換電流  $I_{D,Q1} = \frac{di_{L3}}{dt} \times t_f$ ，所以設計一個低的電感  $L_3$  的電流斜率  $\frac{di_{L3}}{dt}$ ，可以得到低的  $Q_1$  導通切換電流，實現  $Q_1$  導通瞬間近似零電流切換功能，

因而降低  $Q_1$  導通的切換損耗。其中  $t_f$  為  $Q_1$  的  $V_{DS1}$  電壓從截止電壓降到導通電壓的時間， $V_{DS1}$  為  $Q_1$  的汲極-源極電壓降。

3. 一個足夠大的緩衝電感  $L_3$ ，可以降低二極體  $D_1$  反向恢復電流的電流下降斜率  $di_F/dt$ ，因而降低了二極體的反向恢復電流  $I_{RR}$  (參考二極體 HFA15TB60 規格 [20])，改善了  $Q_1$  導通的切換損耗。

所以決定電感  $L_3$  值之前，先從二極體的規格資料決定出反向恢復電流  $I_{RR}$  與其對映的  $di_F/dt$  值，再用  $di_F/dt$  值求得緩衝電感  $L_3$ 。

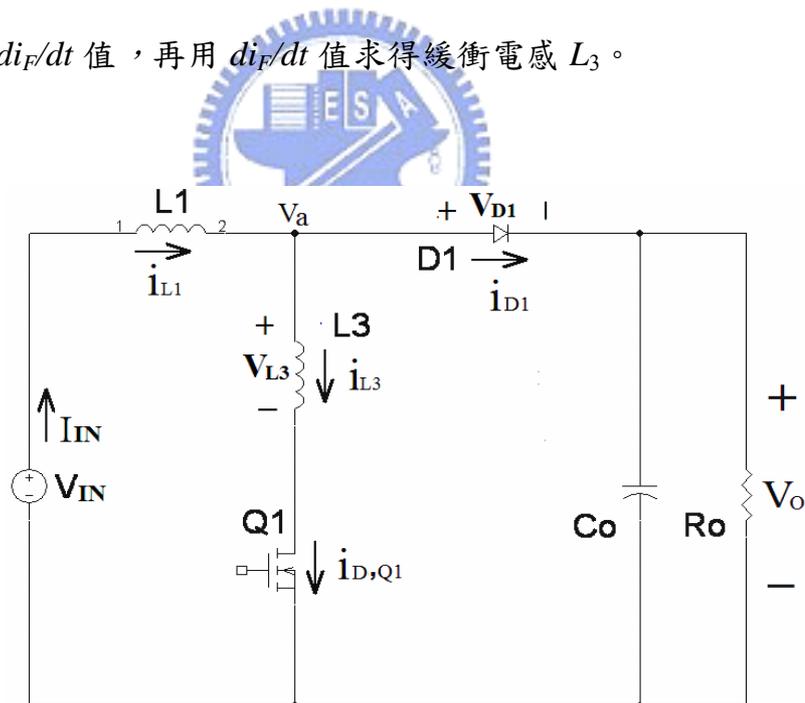


圖 3.1 緩衝電感  $L_3$  與開關  $Q_1$  串聯

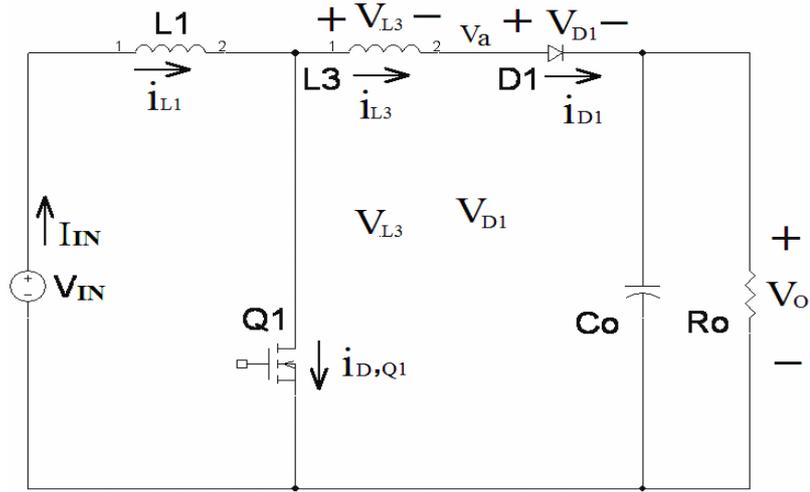


圖 3.2 緩衝電感  $L_3$  與二極體  $D_1$  串聯

### 3.3 利用緩衝電容 $C_1$ 來降低緩衝電感 $L_3$ 的電流的變化率

如圖 3.1，圖 3.2 所示，緩衝電感  $L_3$  實際是置放在  $D_1$  二極體截止的迴路，一旦二極體  $D_1$  瞬間截止，電感  $L_3$  所承接的反向恢復電流  $I_{RR}$  成分，因為電流回路被切斷，根據楞次定律，電感  $L_3$  的電壓極性會反向，電感  $L_3$  的電壓會急遽增大如 (3.1) 式所示，以反抗電感  $L_3$  的電流的急遽降低變化。

從 KVL 定律可得  $D_1$  二極體截止的迴路如  $V_O$ 、 $D_1$ 、 $L_3$ 、 $Q_1$  迴路的電壓關係式，如 (3.2) 所示，二極體  $D_1$  會被反向的電感  $L_3$  產生瞬間高壓  $v_{L3}$  與輸出電壓  $V_O$  的加總電壓所擊穿。

$$v_{L3} = -L_3 \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_{D1} = -V_O - v_{L3} + V_{DS1\_ON} \quad (3.2)$$

為了降低電感  $L_3$  的電流  $\frac{di_{L3}}{dt}$  的急遽變化，一般是增加緩衝電容來減緩其  $\frac{di_{L3}}{dt}$  變化如圖 2.11、圖 2.12 增加了緩衝電容  $C_1$ 、緩衝二極體  $D_2$ 、 $D_3$ ，使電感  $L_3$  的電流得以在  $C_1$ 、 $L_3$ 、 $D_2$  的迴路以諧振方式放電，減緩  $\frac{di_{L3}}{dt}$  變化，電感  $L_3$  的反向電

壓因而降低，改善了圖 3.1、圖 3.2 線路的缺點。另外在  $Q_1$  截止時，電感  $L_1$  的電流會透過  $C_1$ 、 $D_3$  將  $C_1$  電壓放電如圖 2.11，使得在  $Q_1$  再度導通時， $C_1$  可再被電感  $L_3$  的電流充電。

圖 2.11、圖 2.12 裏的線路雖然解決電感  $L_3$  的電流的  $\frac{di_{L3}}{dt}$  急遽變化所產生高壓的問題，如果  $Q_1$  導通前，電感  $L_1$  的電流仍透過二極體  $D_2$ 、 $D_3$  流到輸出，當  $Q_1$  再度導通時，二極體  $D_2$ 、 $D_3$  的少數載子  $Q_{RR}$  無法立即移除，導致  $Q_1$  導通切換損耗增加，所以在  $Q_1$  導通前，二極體  $D_2$  的電流必須降到零安培，才沒有少數載子  $Q_{RR}$  須移除的問題。

### 3.4 利用連接式電感加速二極體 $D_2$ 的電流降到零安培

本文提出兩種線路如圖 3.3、圖 3.4 來改善二極體  $D_2$  的  $Q_{RR}$  問題。但是圖 3.3、圖 3.4 繞組  $n_2$  卻與圖 2.15 極性相反。另外圖 3.3 設計與圖 2.15 的線路類似一個對偶線路，連接式電感的繞組的方法與圖 2.15 相似。

以圖 3.3 線路來說明繞組  $n_2$  的主要功用，在  $Q_1$  截止期間，利用繞組  $n_2$  耦合電壓與  $C_1$  電壓來加速電感  $L_3$  放電，在  $Q_1$  導通前，將電感  $L_3$  的電流與二極體  $D_2$  的電流降到零安培，當  $Q_1$  再度導通時，電感  $L_3$  的與二極體  $D_2$  的電流已降到零安培，二極體  $D_2$  沒有少數載子  $Q_{RR}$ ，因而改善  $Q_1$  的導通切換損耗。

但圖 3.3 在導通與截止瞬間，繞組  $n_1$ 、 $n_2$  與電感  $L_3$  串聯，跨在繞組  $n_1$ 、 $n_2$  的繞組電壓不是電壓源，繞組  $n_1$ 、 $n_2$  的電壓受電感  $L_3$  的電壓變化影響，不易分析繞組  $n_1$ 、 $n_2$  的電壓與電流大小，而圖 3.4 在  $Q_1$  導通與截止期間， $V_{IN}$  電壓源直接加在繞組  $n_1$ 、 $n_2$  的電壓，使得線路容易分析與說明。所以本文後面著重在圖 3.4 的分析。

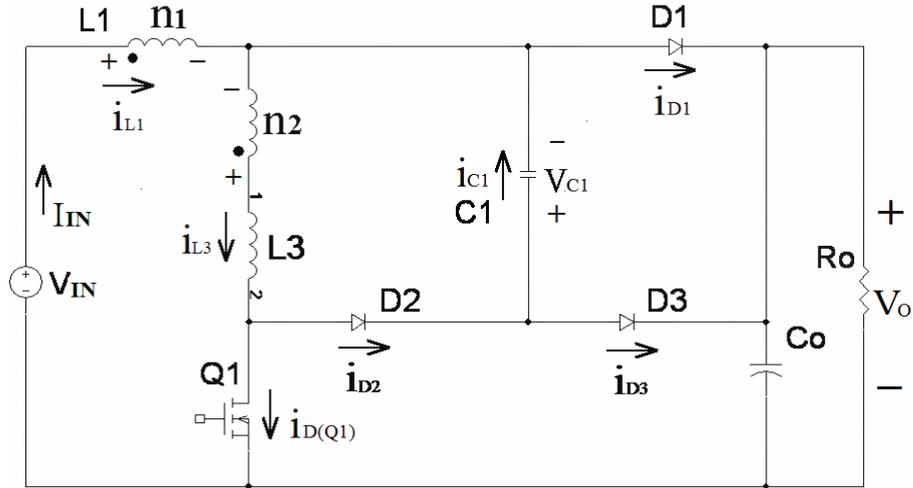


圖 3.3 連接式電感被動式無損耗緩衝器之一

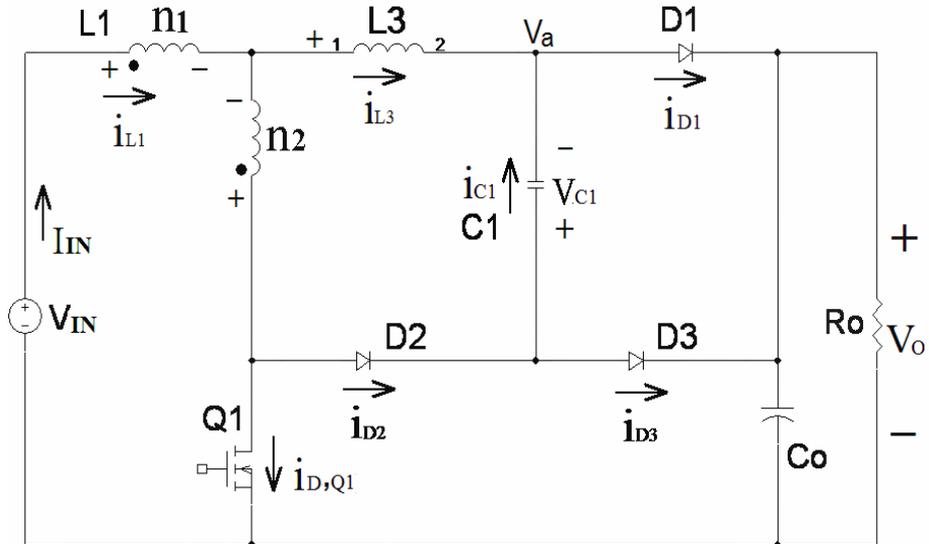


圖 3.4 連接式電感被動式無損耗緩衝器型之二

以圖 3.4 線路來說明，當  $Q_1$  導通期間，利用繞組  $n_2$  耦合電壓與儲存在電感  $L_3$  的二極體  $D_1$  的反向電流  $I_{RR}$ ，透過  $L_3$ 、 $n_2$ 、 $D_2$ 、 $C_1$  回路來增加圖 3.4 中電容  $C_1$  的電壓(參考附錄一，(A.41))，其中  $V_{n2\_ON}$  為  $Q_1$  導通時的繞組  $n_2$  耦合電壓。

$$v_{C1}(t_3) = V_{n2\_ON} + \left\{ V_{n2\_ON}^2 + \frac{L_3}{C_1} \times I_{RR}^2 \right\}^{0.5} \quad (A.41)$$

在  $Q_1$  截止期間，利用繞組  $n_2$  的耦合電壓  $V_{n2\_OFF}$  與  $C_1$  電壓  $v_{C1}$  來加速電感  $L_3$  的電流充電到與電感  $L_1$  的電流電流相等  $i_{L3}(t) = i_{L1}(t)$ ，依據柯西荷夫電流定律

(Kirchhoff's Current Law, KCL), 圖 3.4 的  $i_{L1}(t) = i_{L3}(t) + i_{D2}(t)$ , 當  $i_{L3}(t) = i_{L1}(t)$ , 二極體  $D_2$  的電流也降到零安培; 當  $Q_1$  再度導通時, 二極體  $D_2$  已經截止, 使得二極體  $D_2$  沒有  $Q_{RR}$ , 改善  $Q_1$  的導通切換損耗, 其中  $V_{n2\_OFF}$  為  $Q_1$  截止時的繞組  $n_2$  耦合電壓。

### 3.5 導通零電流緩衝器元件的選擇

最後說明圖 3.4 功率開關  $Q_1$  導通的零電流切換時電感  $L_3$ 、 $V_{n2}$ 、 $C_1$  的設計方法如下:

第一、先設定  $L_3$  大小: 分成(a)、(b)兩種狀態求得電感  $L_3$  值, 再選擇其中較大的  $L_3$  電感值作為設計值。

(a)  $Q_1$  由截止狀態轉成導通狀態, 二極體  $D_1$  仍處於導通狀態時:

當  $Q_1$  導通時,  $Q_1$  的汲極電壓由截止電壓  $V_{DS1\_OFF} = V_O + V_{f,D1} - V_{n2}$  近似直線的快速下降到  $Q_1$  的導通電壓  $V_{DS1\_ON} \approx 0V$ , 由於二極體  $D_1$  仍處於導通狀態, 所以  $V_a(t) = V_O$ , 因此緩衝電感  $L_3$  承受的伏特時間積  $V_{L3} \times t$  約為  $0.5V_O \times t_f$ 。由於  $n_1 \gg n_2$ , 這裡忽略  $V_{n2}$  的影響。

依據柯西荷夫電流定律(Kirchhoff's Current Law, KCL), 圖 3.4 的  $i_{D,Q1}(t) = i_{L1}(t) - i_{L3}(t)$ , 則電感  $L_3$  的電流降低量  $\Delta i_{L3}$  等於  $Q_1$  導通切換時增加的電流量。若決定了  $Q_1$  切換時增加的電流量  $\Delta i_{L3}$ , 再得到電感  $L_3$  的伏特時間積, 即可決定電感  $L_3$  的大小如下所示:

$$L_3 = \frac{0.5V_O \times t_f}{\Delta i_{L3}} \quad (3.3)$$

(b) 在  $Q_1$  已導通時, 二極體  $D_1$  由導通狀態轉成截止狀態時:

在  $Q_1$  已導通時, 電感  $L_3$  的電流開始下降, 電流仍持續流過二極體  $D_1$  到

輸出，所以  $V_a$  電壓等於  $V_o$ ，然後從二極體的零件規格資料決定出最小的反向恢復電流  $I_{RR}$  與  $I_{RR}$  對映的  $di_F/dt$  值(參考二極體 HFA15TB60 零件規格[19])，從圖 3.1、圖 3.2 的  $V_o$ 、 $D_1$ 、 $L_3$ 、 $Q_1$  迴路與可得  $v_{L3} = V_o + V_{DS1\_ON} - V_{D1,Q1}$ ，其中忽略  $Q_1$ 、 $D_1$  的導通電壓降。再用決定的  $di_F/dt$  值代入(3.4)式，求得  $L_3$  電感值。同樣假設  $V_o \gg V_{n2}$ ，忽略  $V_{n2}$  電壓的影響。

$$L_3 = V_o / \frac{di_F}{dt} \quad (3.4)$$

第二、設定  $V_{n2}$  大小：

在  $Q_1$  截止時， $V_{n2}$  可加速電感  $L_3$  的電流從零安培  $i_{L3}(t) = 0$  上升到  $i_{L3}(t) = i_{L1}(t)$ ，當  $i_{L3}(t) = i_{L1}(t)$  時，則  $i_{D2}(t) = 0$ ，二極體  $D_2$  截止，改善了  $Q_1$  再度導通切換損耗。 $i_{D2}(t) = 0$  時的  $V_{n2}$  的大小可由附錄二(B.19)方程式求得。

$$I_{L1} \leq \frac{V_{n2\_OFF} + V_{n2\_ON} + \left\{ V_{n2\_ON}^2 + \frac{L_3}{C_1} \times I_{RR}^2 \right\}^{0.5}}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \quad (B.19)$$

第三、設定  $C_1$  大小：

從附錄二，(B.15)式計算分析可知， $C_1$  愈大則流過  $D_2$  的時間愈長

$$t_7 = \sqrt{L_3 C_1} \sin^{-1} \left( \frac{I_{L1}}{(V_o - V_{IN}) \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) + V_{C1}(0)} \times \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} \right) \quad (B.15)$$

而硬切換如圖 2.2，在  $Q_1$  截止期間， $L_1$  電流  $i_{L1}(t)$  只流過一個二極體  $D_1$  的壓降，圖 3.4 比圖 2.2 在  $Q_1$  截止切換期間多了一個二極體  $D_2$  導通損耗，所以圖 3.4 流過  $D_2$  的時間愈短，損耗愈小。所以  $C_1$  不可太大。

$C_1$  的值亦不宜太小，因為在  $Q_1$  導通時， $D_1$  二極體反向電流  $I_{RR}$  流到  $L_3$ ，當  $D_1$  二極體截止時， $L_3$  所儲存的電流  $I_{RR}$ ，經  $L_3$ 、 $n_2$ 、 $D_2$ 、 $C_1$  回路，將  $L_3$  所儲存的能量轉移到  $C_1$ ，所以  $C_1$  愈小則  $V_{C1}$  愈大，比較圖 3.5、圖 3.6 可證

之；若  $V_{C1}$  太大，則在  $Q_1$  導通時，根據 KVL 定律， $V_{D1}=V_O+V_{C1}$ ，此時二極體  $D_1$  反向電壓會跟著  $V_{C1}$  增大而提高，過高的反向電壓，則須選擇較高耐壓的二極體，所以  $C_1$  不宜太小。

再用 Pspice 模擬圖 3.4 線路來證明上述所說，模擬  $C_1$  等於  $1 \mu F$  與  $0.22 \mu F$  的結果，如圖 3.5、圖 3.6，可見  $C_1=1 \mu F$  時較  $C_1=0.22 \mu F$  電流流過  $D_2$  的時間長，所以  $C_1$  的值亦不宜太大。圖 3.4 線路主要零件設計值如下：

設計值： $V_{IN}=80 V_{DC}$ ， $L_1=550 \mu H$ ， $n_1=60$ ， $n_2=3$ ， $C_2=1000 pF$ ， $L_3=6.2 \mu H$

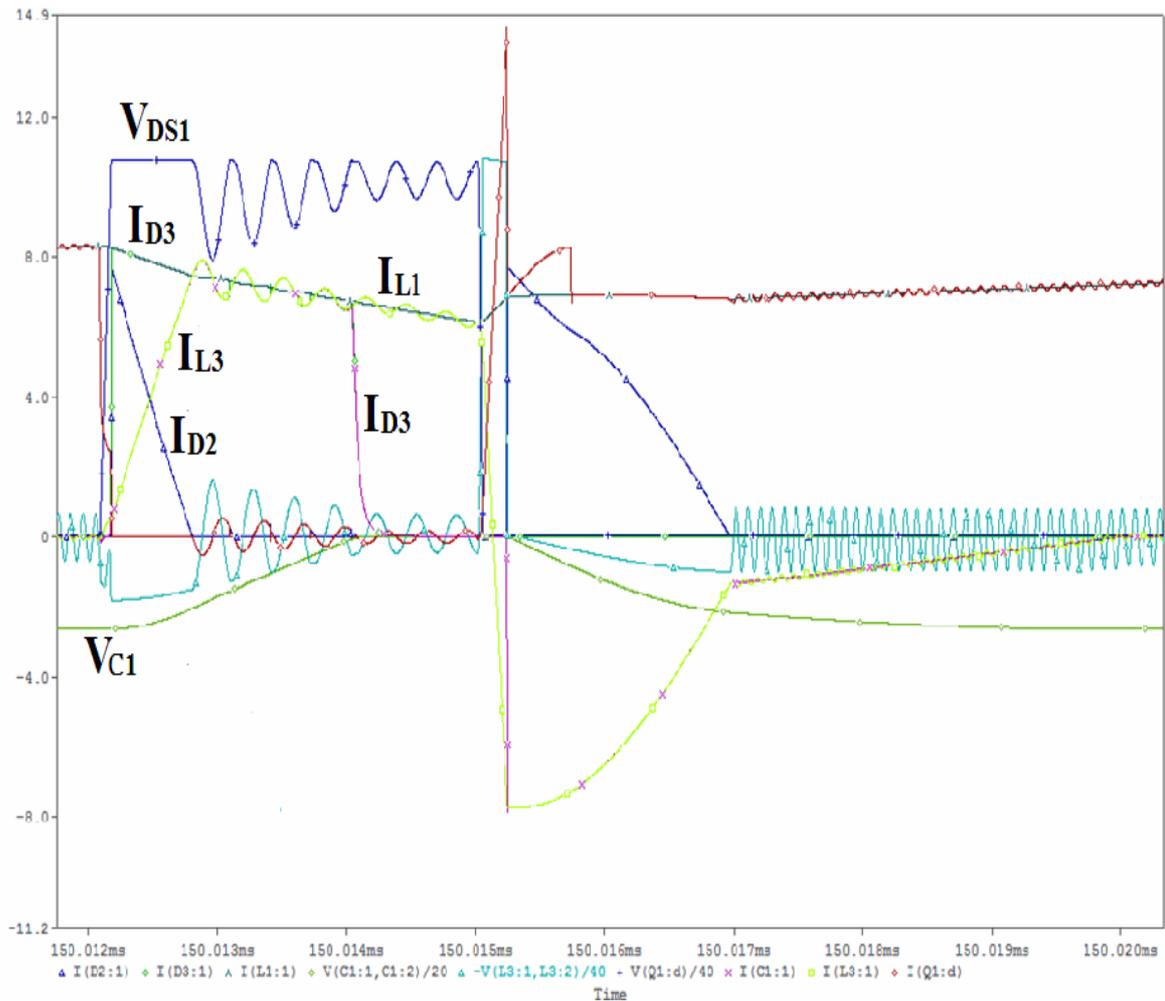


圖 3.5 用 Pspice 模擬圖 3.4 線路  $C_1=0.22 \mu F$

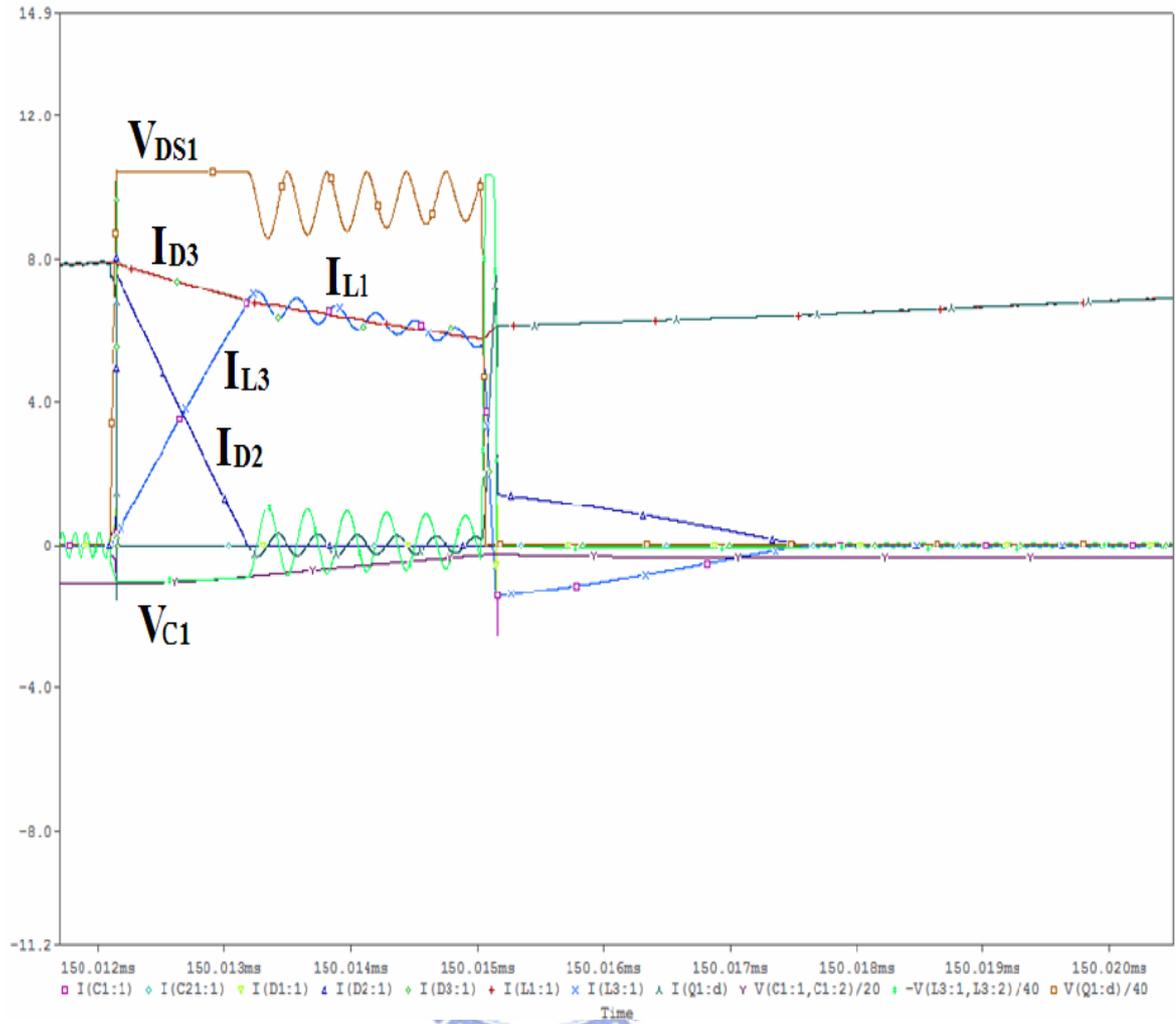


圖 3.6 用 Pspice 模擬圖 3.4 線路  $C_1=1 \mu F$

### 3.6 被動式截止零電流切換分析

一般升壓轉換器的截止零電流切換，大抵外加  $C_2$  來達到截止有零電流切換功能，如圖 2.13、圖 2.14、圖 3.7 所示。圖 3.8 為圖 3.7 在  $Q_1$  並聯  $C_2$  切換過程的說明，其中  $C_{OSS}$  為  $Q_1$  輸出電容，圖(A)為  $Q_1$  導通時，電流流過  $Q_1$  的汲極-源極通道，(B)圖為  $Q_1$  截止時，電流流過  $Q_1$  寄生電容  $C_{OSS}$  與  $C_2$ ，電流未流進  $Q_1$  汲極-源極通道，達到  $Q_1$  截止零電流切換的功能，(C)圖為寄生電容  $C_{OSS}$  與  $C_2$  被充電到與輸出電壓相等，電流流到輸出， $Q_1$  進入截止狀態。

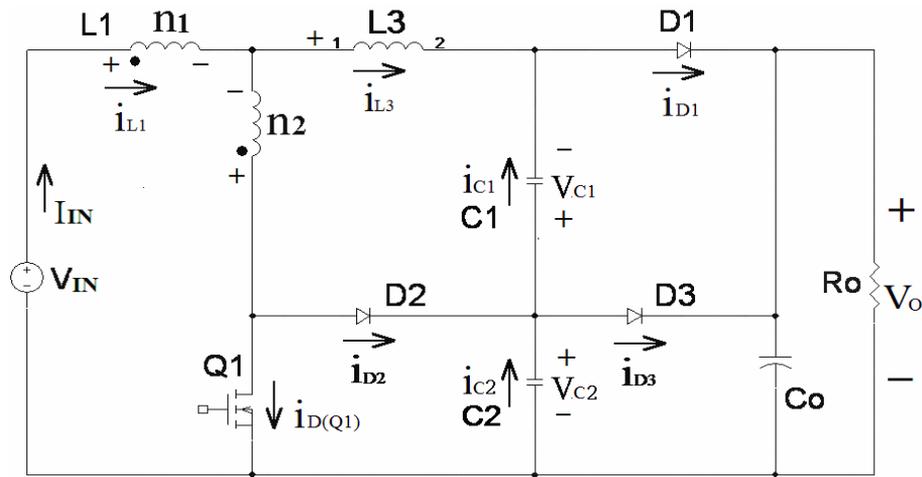


圖 3.7 在圖 3.4 並聯  $C_2$  的截止零電流切換線路

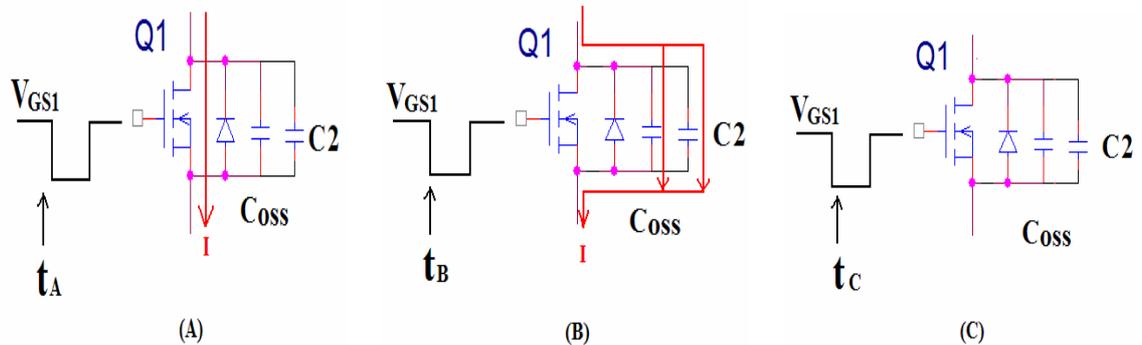


圖 3.8 升壓轉換器並聯  $C_2$  的截止零電流切換過程

圖 3.7 的  $Q_1$  導通時， $C_2$  經  $C_2$ 、 $C_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  迴路放電，放電產生的電流，所造成的損耗有如二極體的反向恢復電流的影響，使得效率未曾有效改善，反而較差。為了降低圖 3.7 的  $Q_1$  導通時迴路產生的共振電流，本文設計被動式截止零電流切換功能的線路如圖 3.9，其中在  $Q_1$  導通迴路增加  $L_5$ 、 $D_5$  來降低  $C_2$  放電產生的電流，改善  $Q_1$  的截止切換損耗。

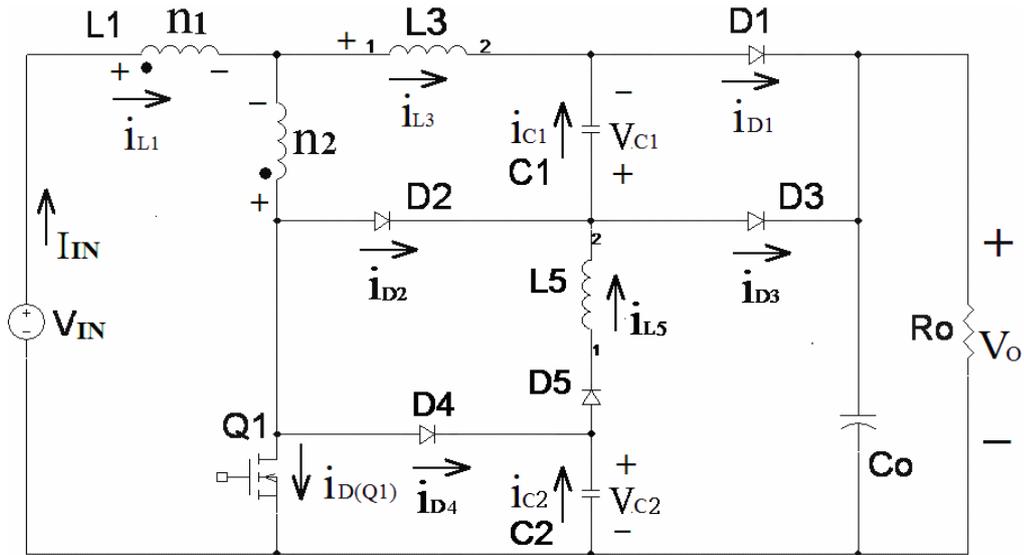


圖 3.9 具有被動式導通與截止零電流切換的升壓轉換器

首先分析圖 3.9 的  $C_2$  要多大，才能實現  $Q_1$  截止時零電流切換。一般升壓轉換器在  $Q_1$  截止時，電感  $L_1$  儲存的能量遠大於  $Q_1$  截止時的  $(C_2 + C_{OSS})$  所儲存的電容能量如(3.5)式。當  $Q_1$  導通時， $Q_1$  的汲極電流等於電感  $L_1$  的電流  $i_{D,Q1} = i_{L1}$ ，因此在  $Q_1$  從截止上升電壓這段時間內， $i_{L1}$  可視為一個定電流源對  $C_2$ 、 $C_{OSS}$  充電。

$$\frac{1}{2} \times L_1 \times i_{L1}^2 \gg \frac{1}{2} \times (C_2 + C_{OSS}) \times V_o^2 \quad (3.5)$$

一般硬切換的升壓轉換器， $Q_1$  截止的電壓上升時間  $t_r$  約在  $20 \text{ ns} \sim 100 \text{ ns}$ ，假設上升時間  $t_r$  遠小於  $L_1$ 、 $C_2$  的  $1/4$  共振週期  $t_{osc/4} = (2\pi \times \sqrt{L_1 \times (C_2 + C_{OSS})})/4$ ，所以圖 2.29 實際  $Q_1$  截止的電壓上升時間，可由  $L_1$ 、 $C_2$ 、 $C_{OSS}$  的共振週期決定。

從(3.6)可求出  $V_{DS1}$  的上升電壓時間  $t_{r\_soft}$ ，從(3.7)式求出  $i_{COSS}$ ，(3.8)求出  $i_{C2}$  如下：

$$t_{r\_soft} = (C_2 + C_{OSS}) \times \frac{V_o}{i_{L1}} \quad (3.6)$$

$$i_{COSS} = C_{OSS} \times \frac{V_o}{t_{r\_soft}} \quad (3.7)$$

$$i_{C2} = C_2 \times \frac{V_o}{t_{r\_soft}} \quad (3.8)$$

$Q_1$  截止時，從 KCL 定律可得  $Q_1$  的汲極電流、電感  $L_1$  的電流、 $C_2$  電流關係式如(3.9)，若流向  $Q_1$  的電流  $i_{D,Q1}$  愈接近  $i_{COSS}$  電流，則  $Q_1$  截止零電流切換功能愈好。

$$i_{D,Q1} = i_{L1} - i_{C2} \quad (3.9)$$

當電感  $L_1$  的電流  $i_{L1}$  等於流到  $C_2$  與  $C_{OSS}$  的電流如(3.10)，即達到  $Q_1$  截止零電流切換功能。接著利用(3.11)式到(3.15)式可推導出  $C_2$  與  $C_{OSS}$  所儲存的能量與  $Q_1$  硬切換損耗能量的關係式如(3.16)式，從(3.11)、(3.16)式即可求得  $C_2$  大小。

$$i_{L1} = i_{C2} + i_{COSS} \quad (3.10)$$

$$C_2 \times \frac{V_o}{t_{r\_soft}} + C_{OSS} \times \frac{V_o}{t_{r\_soft}} = I_{L1} \quad (3.11)$$

(3.11)式左右兩邊各乘  $\frac{V_o \times t_{r\_soft}}{2}$  等於(3.12)式，(3.13) 式如下：

$$\left( C_2 \times \frac{V_o}{t_{r\_soft}} + C_{OSS} \times \frac{V_o}{t_{r\_soft}} \right) \times \frac{V_o \times t_{r\_soft}}{2} = i_{L1} \times \frac{V_o \times t_{r\_soft}}{2} \quad (3.12)$$

可得

$$\frac{1}{2} \times (C_2 + C_{OSS}) \times V_o^2 = \frac{1}{2} \times V_o \times i_{L1} \times t_{r\_soft} \quad (3.13)$$

在相同電感  $L_1$  的電流， $Q_1$  並上電容  $C_2$  的截止上升時間大於  $Q_1$  不並電容的截

止上升時間  $t_{r\_soft} > t_r$ ，因此可得(3.14)結果。

$$\frac{1}{2} \times V_O \times i_{L1} \times t_{r\_soft} \geq \frac{1}{2} \times V_O \times i_{L1} \times t_r \quad (3.14)$$

從圖 2.2 所示， $Q_1$  硬切換損耗能量如(3.15)式。所以從(3.13)、(3.14)與(3.15)得知，當  $C_2$  與  $C_{OSS}$  所儲存的能量大於  $Q_1$  硬切換損耗能量，則  $Q_1$  可達到截止零電流切換功能，推導結果如(3.16)式所示。

$$E_{sw\_off,Q1} = \frac{1}{2} \times V_O \times i_{L1} \times t_r \quad (3.15)$$

$$\frac{1}{2} \times (C_2 + C_{OSS}) \times V_O^2 > \frac{1}{2} \times V_O \times i_{L1} \times t_r \quad (3.16)$$

所以實現  $Q_1$  截止零電流切換功能的  $C_2$  可由(3.6)與(3.16)求得。

最後分析  $C_2$  電壓降到零伏特的時間與  $Q_1$  最小的導通時間  $t_{on\_min}$  的關係，

如圖 3.9 所示，在  $Q_1$  導通時， $C_2$  電壓透過  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $Q_1$  諧振回路放電，使得  $C_2$  電壓降到零伏特，則  $Q_1$  再度截止時， $Q_1$  電壓  $V_{DS1}$  從零伏特上升，才有零電流柔切換功能的可能。

$C_2$  電壓從輸出電壓  $V_O$  降到零伏特的時間等於  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $Q_1$  諧振週期的 1/4 週期，所以這 1/4 諧振週期要小於  $Q_1$  最小的導通時間  $t_{on\_min}$ ， $C_2$  的電壓才能降到零伏特如(3.17)式。其中  $L_5 \gg L_3$ ， $C_1 \gg C_2$ ， $L_5$  由 (3.17) 求得。

$$\frac{1}{4} \times 2\pi \sqrt{(L_3 + L_5) \times C_1 \times C_2 / (C_1 + C_2)} \approx \frac{1}{4} \times 2\pi \sqrt{L_5 C_2} < t_{on\_min} \quad (3.17)$$

### 3.7 零電流柔切換的時序圖與工作模式

本文導通與截止柔切換線路如圖 3.10，其動作原理與前幾節所述相似，本章進一步將圖 3.10 細分成一個週期 10 個工作時序來說明其工作原理。

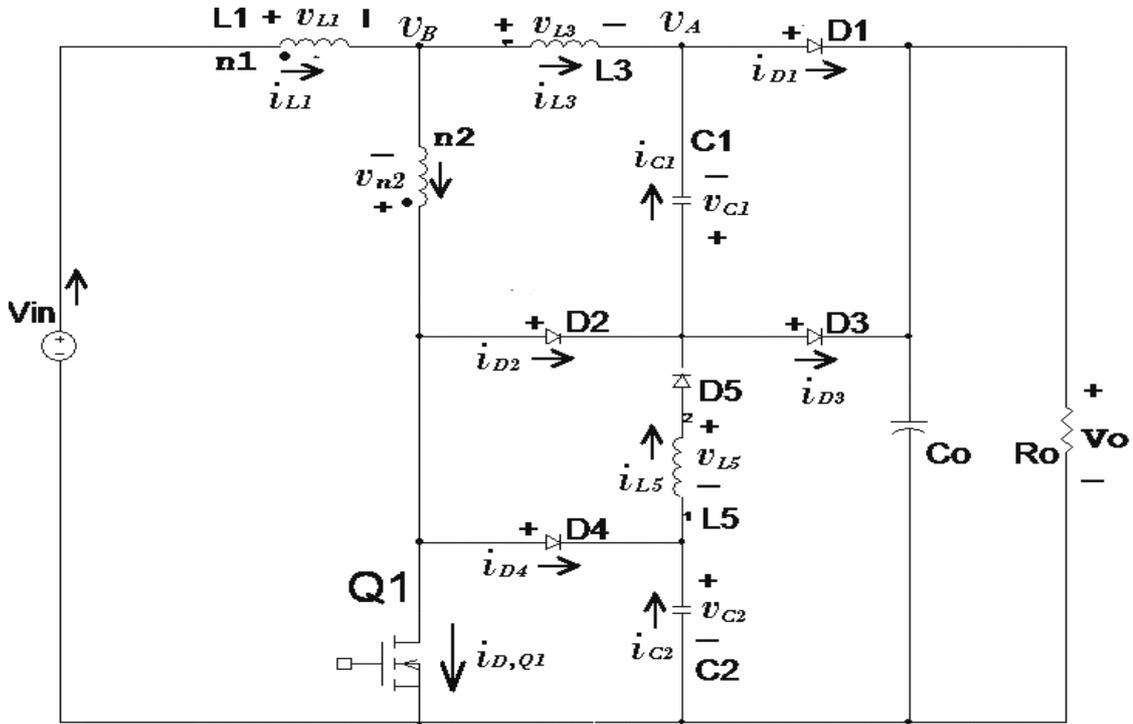


圖 3.10 被動式無損耗零電流切換線路

將圖 3.10 的一個工作週期分成 10 個動作時序觀察各個零件的波形，其中時序 1 到時序 5 為  $Q_1$  導通狀態的說明，時序 6 到時序 10 為  $Q_1$  截止狀態的說明。如圖 3.12、圖 3.13，與圖 3.14，下面就開始說明這 10 個動作時序。

在說明時序 1 前，首先說明在  $t_0$  時之前  $t_0^-$  各零件的狀態， $t_0^-$  的狀態即為圖 3.14 時序 10 的狀態，此時  $Q_1$  汲極電壓等於輸出電感  $L_1$  的電流，電感  $L_1$  的電流  $i_{L1}$  持續對輸出放電，電感  $L_3$  的電流  $i_{L3}(t_0^-) = 0$ ，電感  $L_5$  的電流  $i_{L5}(t_0^-) = 0$ ，電容  $C_1$  的電壓  $v_{C1}(t_0^-) = 0$ ，電容  $C_2$  電壓  $v_{C2}(t_0^-) = V_o$ ，二極體  $D_1$  電流  $i_{D1}(t_0^-) = i_{L1}(t_0^-)$ 。

說明圖 3.14 時序前，先決定一些重要零件的設計條件，首先忽略二極體  $D_1 \sim D_5$

的導通壓降與  $Q_1$  的導通壓降，令  $V_{f,D1}=V_{f,D2}=V_{f,D3}=V_{f,D4}=V_{f,D5}=V_{DS1\_ON}=0$  V。

並令  $n_1 \gg n_2$ ， $n_1=60$  圈， $n_2=3$  圈，各參數值如下：

$$L_{n1}=550 \mu H, L_{n2}=1.375 \mu H, L_3=6.2 \mu H, L_5=96 \mu H,$$

$$C_1=0.22 \mu f, C_2=1000 pF$$

$$\text{設 } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_5 C_2}}, \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_1}}, \omega_3 = \frac{1}{\sqrt{(L_3 + L_5) C_1}}$$

因為  $L_5 \gg L_3$ ， $C_1 \gg C_2$ ， $L_3 C_1 > L_5 C_2$ ，所以  $\omega_1 > \omega_2 \gg \omega_3$ 。

由於  $L_1$  實際為一個鐵芯繞了兩個極性相反的繞組  $n_1$ 、 $n_2$  線圈，假設兩個繞組線圈耦合非常好，其耦合係數等於一，則繞組  $n_1$ 、 $n_2$  串聯等效電感相當於  $(n_1 - n_2)$  圈數的電感值為  $496.4 \mu H$ ，如(3.18)計算：

$$L_1 = L_{n1} \times \left( \frac{n_1 - n_2}{n_1} \right)^2 = 496.4 \mu H \quad (3.18)$$

圖 3.10 的電感  $L_1$  的電流的漣波電流  $\Delta I_{L1}$  計算如(3.19)， $I_{L1,avg}$  為電感  $L_1$  的電流的平均值  $I_{L1,avg}$ ，則  $I_{L1,p}$  為電感  $L_1$  的電流的峯值計算如(3.20)、其谷底值計算如(3.21)，其中  $t_0-t_5$  為  $Q_1$  導通時間。

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{IN} \times DT_S}{L_1} = \frac{V_{IN} \times (t_5 - t_0) T_S}{L_1} \quad (3.19)$$

$$I_{L1,p} = I_{L1,avg} + \frac{V_{IN} \times (t_5 - t_0) T_S}{2L_1} \quad (3.20)$$

$$I_{L1,v} = I_{L1,avg} - \frac{V_{IN} \times (t_5 - t_0) T_S}{2L_1} \quad (3.21)$$

在  $t_0$  時， $Q_1$  開始要進入導通狀態，輸入電壓  $V_{IN}$  對電感  $L_1$  充電，直到  $t_5$  時，才停止充電，參考圖 3.2，在  $t_0 \sim t_5$  這段期間，電感  $L_1$  的電流值如(3.22)所示，這裡忽略緩衝器元件的對電感  $L_1$  的電流的影響。

$$i_{L1}(t-t_0) = I_{L1,V} + \frac{V_{IN}(t-t_0)}{L_1} \quad (3.22)$$

在  $t_5 \sim t_{10}$  這段期間， $i_{D,Q1}=0$  安培， $Q_1$  進入截止狀態，電感  $L_1$  的電流對輸出放電，電感  $L_1$  的放電電流如(3.23)所示：

$$i_{L1}(t-t_5) = I_{L1,P} - \frac{(V_O - V_{IN})(t-t_5)}{L_1} \quad (3.23)$$

**時序 1**， $[t_0 < t < t_1]$ ：

在  $t_0$  時，因為  $Q_1$  開始由截止狀態要進入導通狀態，二極體電流  $i_{D1}(t) > 0$ ，二極體  $D_1$  仍處於導通狀態，從圖 3.10 可知  $v_A(t_0) = V_O$ ，電感  $L_1$  的電流等於電感  $L_3$  的電流  $i_{L1}(t) = i_{L3}(t)$ ，因為電感  $L_1$  遠大於電感  $L_3$  值，忽略此時的電感  $L_3$  的電壓降，令  $v_B(t_0) = V_O$ ，可得  $v_A(t_0) = v_B(t_0) = V_O$ 。

當  $Q_1$  在  $t_{01}$  已完全導通  $V_{DS1}=0$  V，二極體電流  $i_{D1}(t) > 0$ ，二極體  $D_1$  仍處於導通狀態  $V_{f,D1}=0$  V，此時  $v_A(t_{01}) = V_O$ ，其中  $t_{01} = t_0 + t_{SWON}$ 。因為  $Q_1$  已導通，此時輸入電壓  $V_{IN}$  對電感  $L_1$  充電，根據 KVL 定律可得(3.24)，從(3.24)到(3.27)，可導得  $V_{n2\_ON}$  如(3.28)計算所示，所以在  $t_{01}$  時， $v_B(t_{01}) = V_{n2\_ON}$ ，在  $t_{01}$  時  $L_3$  的電壓差為  $v_{L3}(t_{01}) = v_A(t_{01}) - v_B(t_{01})$ 。(3.29)計算與 3.3 節所述一樣，取電感  $L_3$  的平均伏特時間積來求得  $\Delta i_{L3}$ 。

$$V_{IN} = V_{n1} - V_{n2} \quad (3.24)$$

$$V_{n2} = V_{n2\_ON} \quad (3.25)$$

$$V_{n1} = \frac{n_1}{n_2} V_{n2} = \frac{n_1}{n_2} V_{n2\_ON} \quad (3.26)$$

將(3.25)和(3.26)代入(3.24)可得(3.27)。

$$V_{IN} = V_{n2\_ON} \times \frac{n_1}{n_2} - V_{n2\_ON} \quad (3.27)$$

$$V_{n2\_ON} = V_{IN} \times \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{L3} &= \frac{[v_A(t_0) - v_B(t_0)] + [v_A(t_{01}) - v_B(t_{01})]}{2L_3} (t_{01} - t_0) \\ &= \frac{v_A(t_{01}) - v_B(t_{01})}{2L_3} (t_{01} - t_0) \\ &= -\frac{V_O + V_{n2\_ON}}{2L_3} t_{SWON} \end{aligned} \quad (3.29)$$

在  $t_0$  到  $t_{01}$  期間，電感  $L_3$  的電流降低量  $\Delta i_{L3}$  如前面 3.5 節估算，所以在  $t_{01}$  時， $i_{L3} = i_{L1} - \Delta i_{L3}$ 。

$$i_{L3} = i_{L1} - \Delta i_{L3} \quad (3.30)$$

在  $t_{01}$  時， $Q_1$  已完全導通， $v_B(t_{01}) = V_{n2\_ON}$ ，因為  $n_1 \gg n_2$ ，從(3.27)可得知  $V_{IN} > v_B(t_{01})$ ，所以電感  $L_1$  的電流流向  $Q_1$  汲極電流漸漸增加，因為電感  $L_3$  的電流持續向輸出放電，所以電感  $L_3$  的電流漸漸減少，直到  $Q_1$  汲極電流等於電感  $L_1$  的電流，電感  $L_3$  的電流與二極體  $D_1$  電流降到零安培。由於二極體  $D_1$  的少數載子無法立即移除，二極體  $D_1$  反向恢復電流經  $V_O$ 、 $D_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  迴路來移除二極體  $D_1$  的少數載子，當二極體  $D_1$  的少數載子移除完畢，二極體  $D_1$  進入截止狀態。

如 3.2 節所述，為了減少二極體  $D_1$  的少數載子，所以加入電感  $L_3$  如圖 2.9，在二極體  $D_1$  截止迴路上，圖 3.10 比圖 3.2 多了一個繞組  $n_2$ ，由  $V_O$ 、 $D_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  迴路知道，此時施加在電感  $L_3$  的電壓降等於  $V_O$  與  $V_{n2\_ON}$  之和，所以電感  $L_3$  可由(3.13)求得。

$$L_3 = (V_o + V_{n2\_ON}) / \frac{di_F}{dt} \quad (3.31)$$

因  $D_1$  二極體電壓開始反向時， $v_A(t)$  從電壓  $V_o$  降低，此時  $C_2$  電壓經  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  迴路開始放電，因二極體電壓反向到二極體反向恢復電流降到零安培時間  $t_b$  甚短，如圖 3.11 所示，假設  $t_b$  遠小於  $C_2$  電壓從放電時間如  $t_b \ll 2\pi\sqrt{L_5C_2}/4$ 。所以  $C_2$  電壓在這段時間可視為不變。

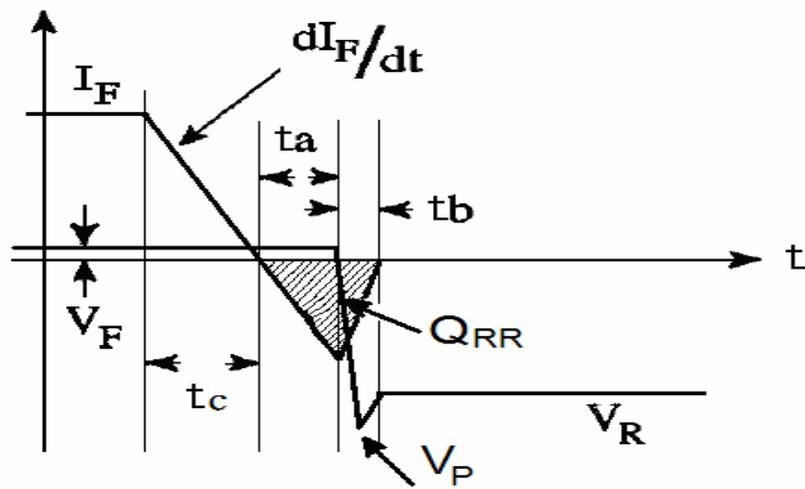


圖 3.11 二極體電壓與反向恢復電流波形

時序 2， $[t_1 < t < t_2]$ ：

在  $t_1$  時，二極體  $D_1$  的少數載子完全移除，二極體  $D_1$  截止，二極體  $D_1$  反向恢復電流  $I_{RR}$  降到零安培，則  $V_o$ 、 $D_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  迴路電流亦同時截止，此時電感  $L_3$  的電流  $I_{RR}$  從開始降低，根據楞次定律，電感  $L_3$  的電壓極性會反向，電感  $L_3$  的電流經  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$ 、 $n_2$  迴路開始放電。

在  $t_1$  時， $C_2$  電壓經  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  迴路放電，因為  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$ 、 $n_2$  迴路亦在工作， $D_2$  處於導通狀態，如圖 3.10 所示，所以  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  回路可等效  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $D_2$ 、 $Q_1$  迴路。根據 KVL 定律，利用 Laplace 計算  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $D_2$ 、 $Q_1$  迴路，可得 (3.32) 式，從 (3.32) 解得  $C_2$  的放電電流如 (3.33)

式。

$$V_{C_2}(0)/s - I_{C_2}(s) \times 1/sC_2 - I_{C_2}(s) \times sL_5 = 0 \quad (3.32)$$

$$i_{C_2}(t) = i_{C_1}(t) = \frac{V_o}{\sqrt{L_5/C_2}} \sin(\omega_1(t)) \quad (3.33)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_5C_2}} \quad (3.34)$$

在  $t_1 < t < t_2$  時，由重疊定律可知， $C_1$  的電流可由  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$ 、 $n_2$  迴路與  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $Q_1$  迴路分別計算  $C_1$  電流。 $C_1$  電流計算可參考附錄一，(A.26) 式，其中  $\omega = 1/\sqrt{L_3C_1}$ 。

$$i_{C_1}(t) = \frac{V_{IN}}{\sqrt{L_3/C_1}} \sin(\omega t) \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) + I_{RR} \cos(\omega t) \quad (A.26)$$

最後由(3.33)與(A.26)之和，可得  $C_1$  的電流如下式

$$i_{C_1}(t) = \frac{V_{IN}}{\sqrt{L_3/C_1}} \sin(\omega t) \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) + I_{RR} \cos(\omega t) + \frac{V_o}{\sqrt{L_5/C_2}} \sin(\omega_1(t)) \quad (3.35)$$

在  $t_2$  時， $C_2$  電壓經  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $D_2$ 、 $Q_1$  迴路放完電， $C_2$  電流降到零安培。

**時序 3**， $[t_2 < t < t_3]$ ：

在  $t_2 < t < t_3$  時，這段期間電感  $L_3$  的電流經  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$ 、 $n_2$  迴路持續對  $C_1$  充電， $C_1$  的充電電流(參考附錄一，(A.26)式)。

在  $t_3$  時，當  $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$ 、 $n_2$  迴路的  $D_2$  的電流  $i_{D_2}$  降到零安培，迴路不再對  $C_1$  充電，二極體  $D_2$  進入截止狀態， $L_3$ 、 $D_2$ 、 $C_1$ 、 $n_2$  迴路終止工作。

**時序 4**， $[t_3 < t < t_4]$ ：

因為二極體  $D_2$  截止，電感  $L_5$  的電流放電迴路，轉變成  $L_5$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $L_3$ 、 $n_2$ 、 $D_4$  迴路放電，電感  $L_5$  的電流持續對  $C_1$  充電，直到  $L_5$  放完電  $i_{L_5} = 0$ ， $C_1$  的電壓受到二極體  $D_2$ 、 $D_5$  阻斷， $C_1$  電壓因為沒有放電路徑，迴路停止動作， $C_1$  電壓被維持住不再變化(參考附錄三，(C.6) 式)，直到  $Q_1$  進入截止狀態才開始放電。

$$v_{C1}(t_4) = \sqrt{v_{C1}(t_2)^2 + C_2 \times v_{C2}(0)^2 / C_1} \quad (C.6)$$

在  $t_3 < t < t_4$  時，電感  $L_1$  的電流流向  $Q_1$  汲極電流漸漸增加，在  $t_4$  時電感  $L_1$  的電流等於  $Q_1$  汲極電流  $i_{L1} = i_{D,Q1}$ ， $C_1$  電流降到零安培。

**時序 5**， $[t_4 < t < t_5]$ ：

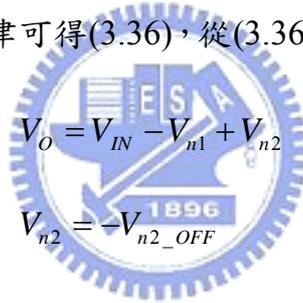
在  $t_4 < t < t_5$  期間，只有  $V_{IN}$ 、 $L_1$ 、 $Q_1$  充電迴路動作，電感  $L_1$  在這段期間持續被充電， $L_1$  充電電流如(3.22)式。

**時序 6**， $[t_5 < t < t_6]$ ：

在  $t_5$  時， $Q_1$  開始截止， $Q_1$  汲極電壓從導通狀態  $v_{DS1} = 0V$  升到

$v_{DS1} = V_O + V_{f,D2} + V_{f,D3} - V_{n2\_OFF}$  的截止電壓，其中設  $V_{f,D2} = V_{f,D3} = 0V$ ， $C_2$  充電電

流如(3.8)式。根據 KVL 定律可得(3.36)，從(3.36)到(3.39)，可導得  $V_{n2\_OFF}$  如(3.40)。



$$V_O = V_{IN} - V_{n1} + V_{n2} \quad (3.36)$$

$$V_{n2} = -V_{n2\_OFF} \quad (3.37)$$

$$V_{n1} = \frac{n_1}{n_2} V_{n2} = -\frac{n_1}{n_2} V_{n2\_OFF} \quad (3.38)$$

$$V_O - V_{IN} = V_{n2\_OFF} \times \frac{n_1}{n_2} - V_{n2\_OFF} \quad (3.39)$$

$$V_{n2\_OFF} = (V_O - V_{IN}) \times \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) \quad (3.40)$$

在  $t_5-t_6$  期間， $Q_1$  汲極電流從  $i_{D,Q1} = i_{L1}$  降到  $i_{D,Q1} = 0$  安培， $Q_1$  截止。

**時序 7**， $[t_6 < t < t_7]$ ：

在  $t_6 < t < t_7$  期間，二極體  $D_1$  被電容  $C_1$  的電壓反向阻止導通，二極體  $D_1$  仍維持截止狀態，所以在二極體  $D_1$  導通前，電感  $L_1$  的電流  $i_{L1}$  經由  $V_{IN}$ 、 $n_1$ 、 $n_2$ 、 $D_2$ 、

$D_3$ 、 $V_O$ 迴路與  $V_{IN}$ 、 $n_1$ 、 $L_3$ 、 $C_1$ 、 $D_3$ 、 $V_O$ 迴路對輸出放電。由 KCL 定律可知電感  $L_1$  的電流分經二極體  $D_2$  與  $C_1$  的電容匯流到  $D_3$  二極體流到輸出，所以

$$i_{L1} = i_{D2} + i_{C1} = i_{D3}。$$

根據 KVL 定律，從  $n_2$ 、 $L_3$ 、 $C_1$ 、 $D_2$ 迴路，可得  $V_{L3} = V_{n2\_OFF} + V_{f,D1} + V_{C1}$ ，因為加入  $L_1$  的繞組  $n_2$  電壓與電容  $C_1$  的電壓加速  $L_3$  電感電流充電。電感  $L_3$  的電流經  $V_{IN}$ 、 $n_1$ 、 $L_3$ 、 $C_1$ 、 $D_3$ 、 $V_O$ 迴路從零安培開始充電。在  $t_6 < t < t_7$  期間電感  $L_3$  的電流等於  $C_1$  的電流  $i_{L3} = i_{C1}$ ， $C_1$  的電容電流與電壓計算參考附錄 四，如(B.12)、(B.23)。

$$I_{C1}(t) = \frac{(V_O - V_{IN})}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) \sin(\omega t) + \frac{V_{C1}(0)}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \sin(\omega t) \quad (B.12)$$

$$V_{C1}(t) = \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) (V_O - V_{IN}) (1 - \cos(\omega t)) - V_{C1}(0) \cos(\omega t) \quad (B.23)$$

在  $t_7$  時，電感  $L_3$  的電流等於電感  $L_1$  的電流  $i_{L3} = i_{C1} = i_{L1}$ ，因為  $i_{L1} = i_{D2} + i_{C1}$ ，所以  $i_{D2} = 0$ ，電感  $L_1$  的電流不再從  $V_{IN}$ 、 $n_1$ 、 $n_2$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $V_O$ 迴路對輸出放電

**時序 8**， $[t_7 < t < t_8]$ ：

在  $t_7 < t < t_8$  時，電感  $L_1$  的電流  $i_{L1}$  從  $V_{IN}$ 、 $n_1$ 、 $L_3$ 、 $C_1$ 、 $D_3$ 、 $V_O$ 迴路繼續以  $i_{C1} = i_{L1}$  對  $C_1$  充電，直到  $t_8$  時， $C_1$  的電壓被充電到使電容  $C_1$  的電壓加上二極體  $D_3$  導通電壓大於二極體  $D_1$  導通電壓如  $V_{C1} + V_{f,D3} > V_{f,D1}$ ，二極體  $D_1$  進入導通狀態。

**時序 9**， $[t_8 < t < t_9]$ ：

在  $t_8 < t < t_9$  時，二極體  $D_1$  進入導通狀態， $D_1$  二極體電流開始從零安培上升，根據 KCL 定律，從圖 3.10 可得電感  $L_1$  的電流等於  $C_1$  的電流與二極體  $D_1$  的電流之和，所以  $C_1$  電容電流開始從  $i_{C1} = i_{L1}$  下降。

在  $t_8$  時，因為二極體  $D_1$  進入導通狀態， $C_1$  持續被  $i_{L1}$  充電，使得二極體  $D_1$  電壓與電流漸漸增大，直到  $t_9$  時， $C_1$  電壓加上  $D_3$  膝點截止電壓大於  $D_1$  導通電壓，二極體  $D_1$  電流等於電感  $L_1$  的電流  $i_{D1} = i_{L1}$ ，此時  $C_1$ 、 $D_3$  的電流降到零安培

$i_{C1} = i_{D3} = 0$ ，二極體  $D_3$  進入截止狀態。

**時序 10**， $[t_9 < t < t_0]$ ：

在  $t_9 < t < t_0$  時，進入  $V_{IN}$ 、 $L_1$ 、 $D_1$  到輸出負載放電迴路，所以電感  $L_1$  的電流持續對輸出放電，直到  $Q_1$  再進入導通狀態，電感  $L_1$  才由放電轉為充電如(3.23)。



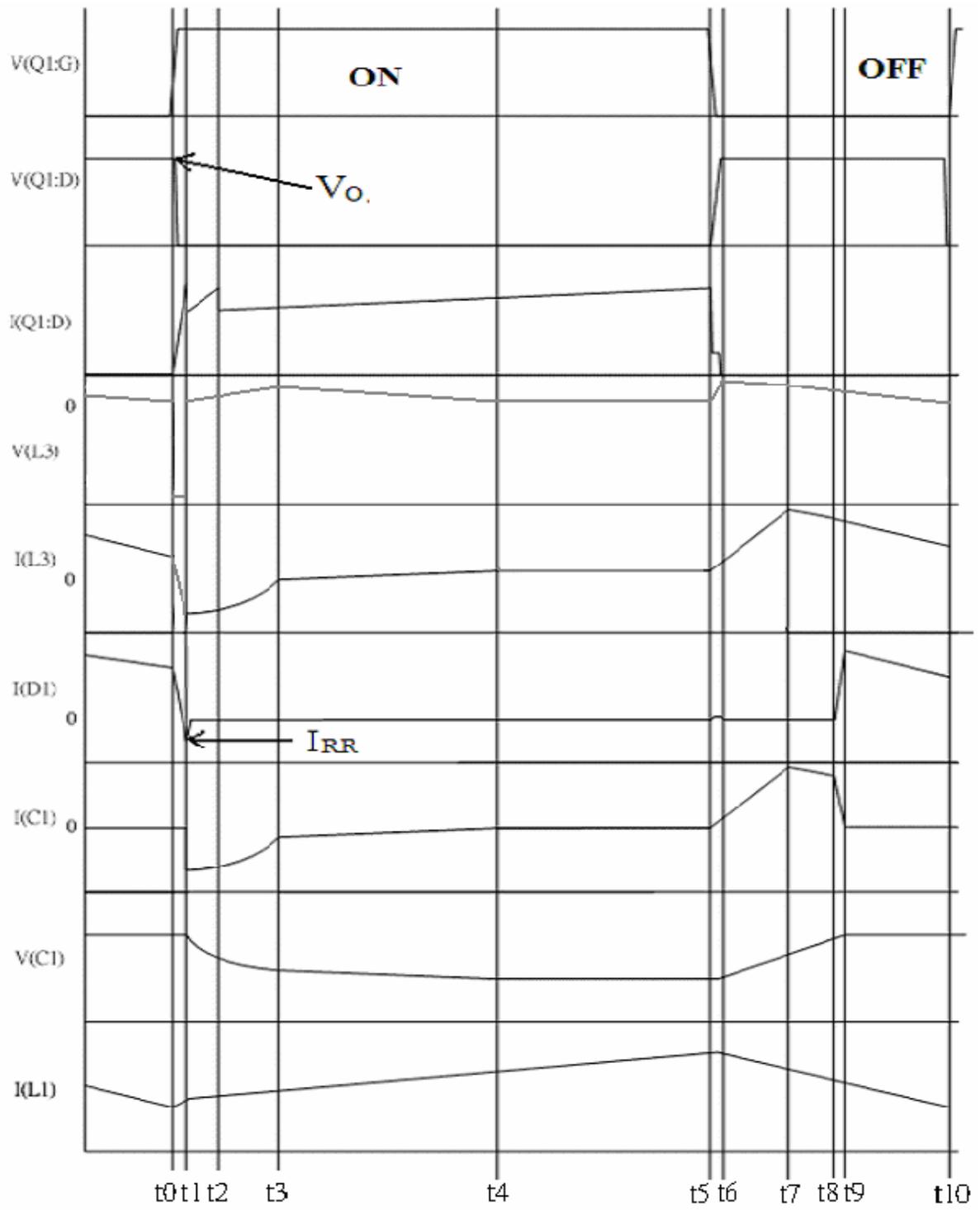


圖 3.12 零電流切換線路 時序圖 1

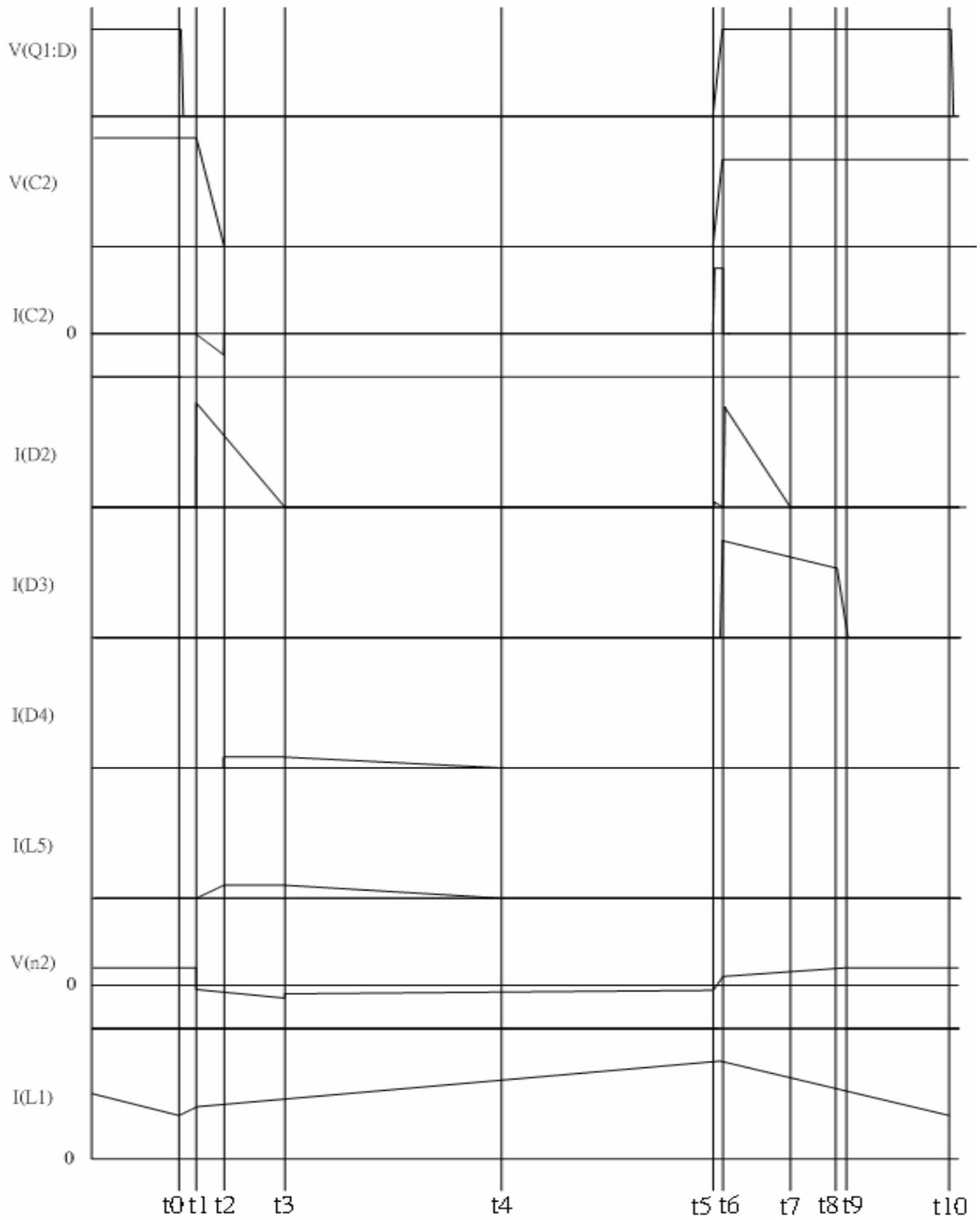
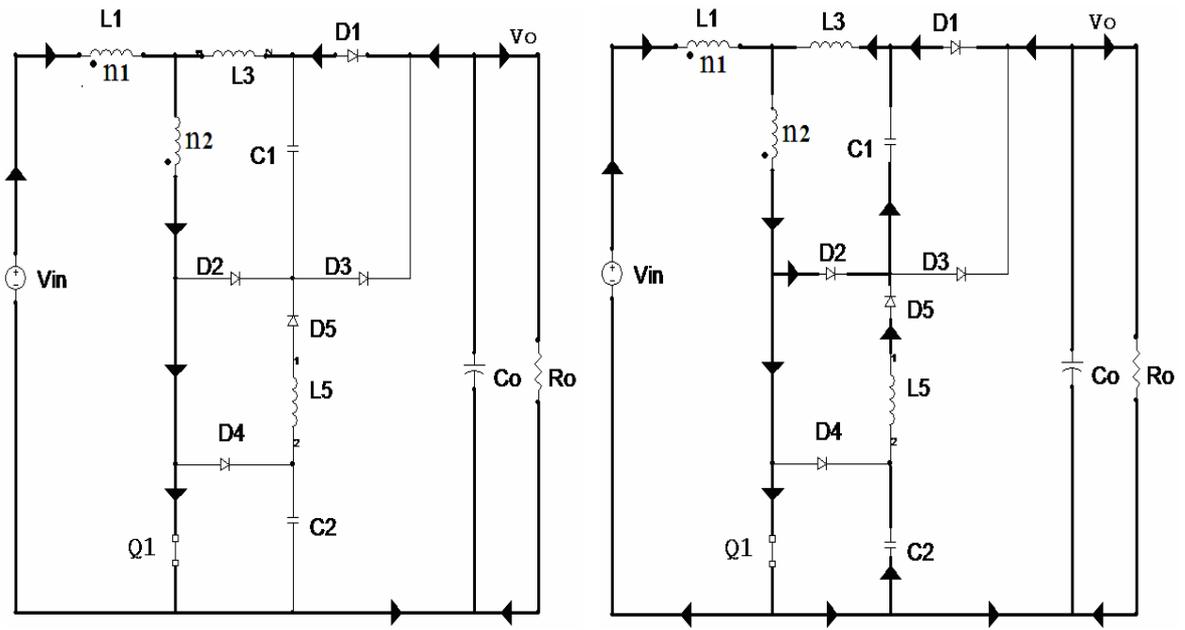
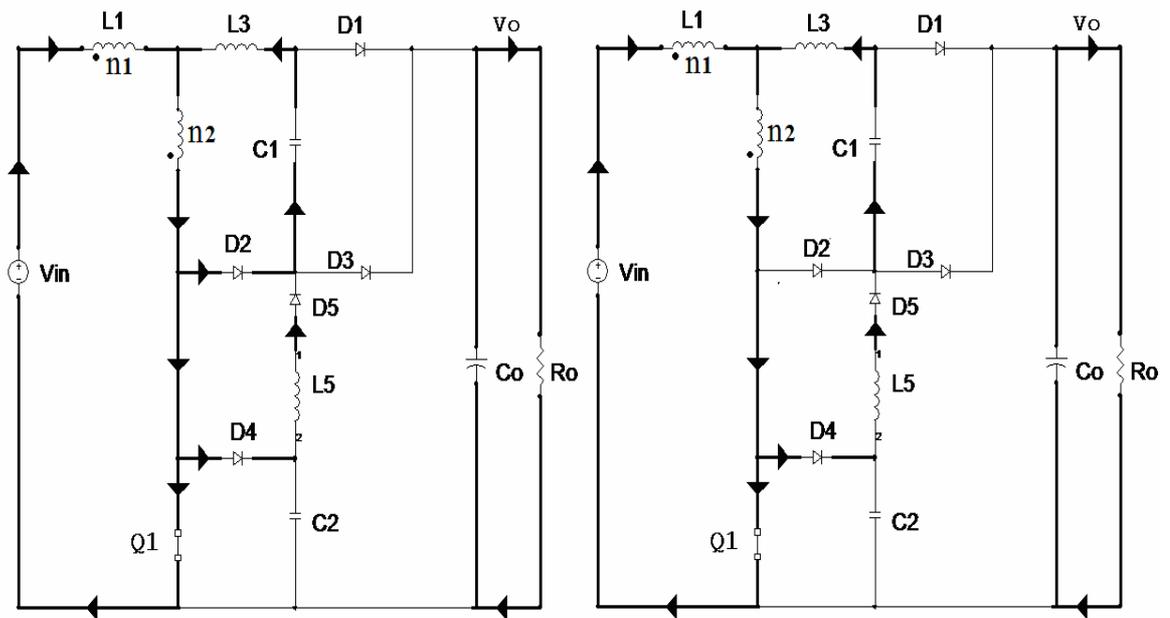


圖 3.13 零電流切換線路 時序圖 2



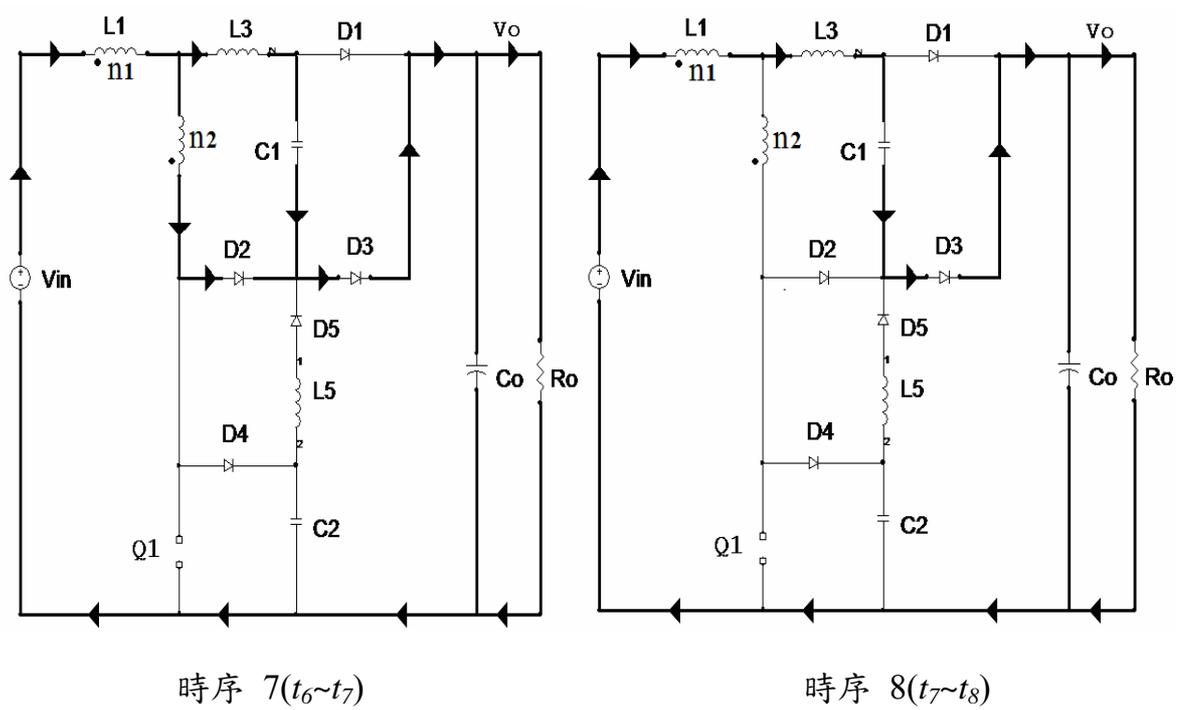
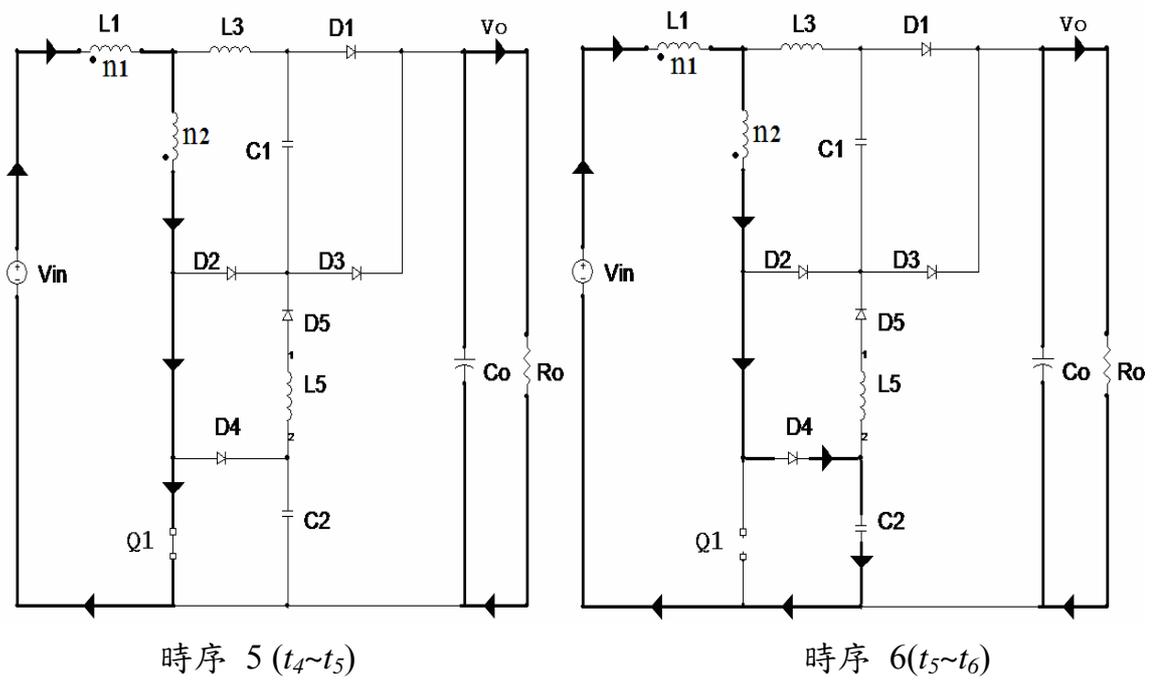
時序 1 ( $t_0 \sim t_1$ )

時序 2 ( $t_1 \sim t_2$ )



時序 3 ( $t_2 \sim t_3$ )

時序 4 ( $t_3 \sim t_4$ )



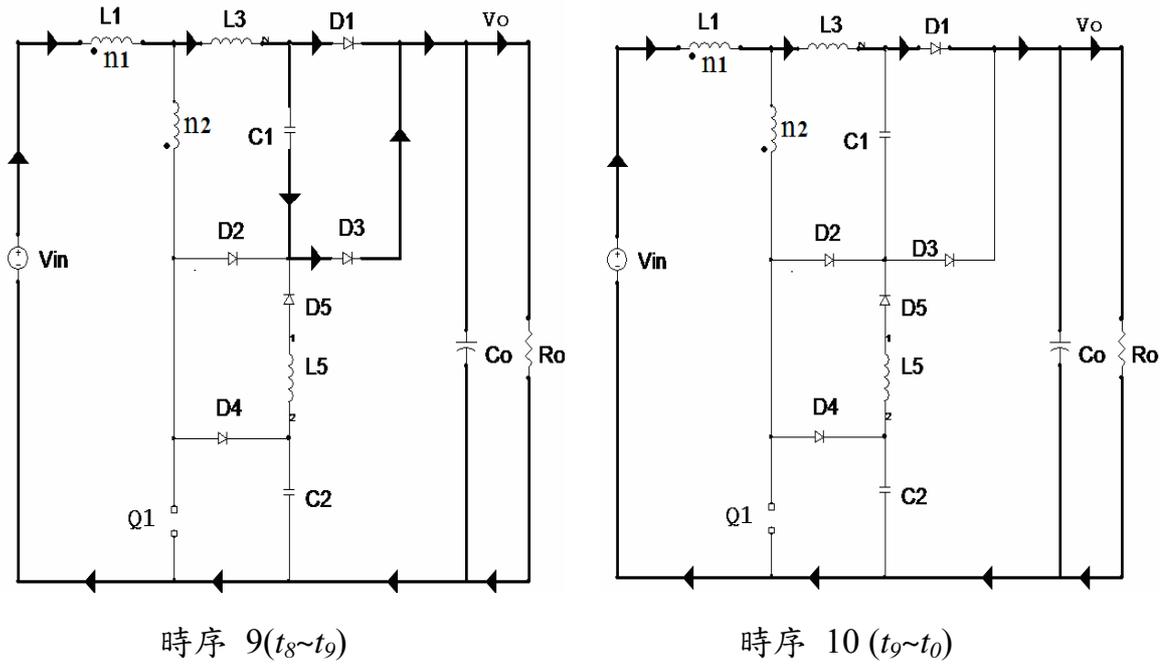


圖 3.14 無損耗緩衝器零電流切換線路的工作模式



# 第四章

## 電路系統模擬與實驗結果

第四章的實驗報告用來驗證零電流柔切換技術功能，圖 4.1 是該技術的方塊圖，圖 4.2 是 PFC 轉換器的零電流柔切換線路圖，PFC 輸出用 Croma 公司高壓負載做實驗，並觀察不同的設計值對零件的影響與輸入功率的差異。

### 4.1 電路設計

以下是 PFC 轉換器的零電流柔切換技術設計規格。

輸入電壓 : 90 Vac~264 Vac , 80 V<sub>DC</sub>

輸出功率 : 500 Watt

輸出電壓 : 400 V<sub>DC</sub>

PFC 控制器 : UCC3818DTR , PFC 工作頻率 : 66K Hz

$L_1 = 550 \mu H$  ,  $L_3 = 6.2 \mu H$  ,  $C_0 = 660 \mu F$  ,  $Q_{1A} = Q_{1B} = \text{SPA20N60C3}[19]$  ,

$C_{OSS} = C_{OSS(Q1A)} + C_{OSS(Q1B)} = 200 \text{ pF} + 200 \text{ pF} = 400 \text{ pF}$

$D_1 = D_2 = D_3 = \text{HFA15TB60}$  ,  $D_4 = D_5 = \text{BYM26C}$

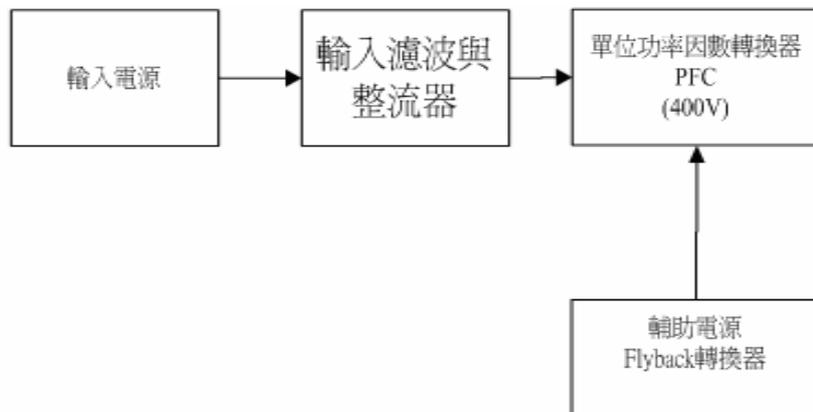


圖 4.1 PFC 轉換器的零電流柔切換線路方塊圖

本線路用在實際設計的線路上，由於編號與前三章的線路說明編號不同，為了說明方便另用括號標示線路板實際零件編號。

實際線路  $Q_1$  改成兩個金屬氧化半導體場效電晶體(MOSFET)  $Q_{1A}$  與  $Q_{1B}$  並聯， $C_0$  則等於  $C_{814}$  與  $C_{815}$  並聯， $C_1$  則等於  $C_{813}$  與  $C_{816}$  並聯， $C_2$  則等於  $C_{818}$ ， $L_1$  等於  $L_{801}$ ， $L_3$  等於  $L_{802}$ ， $L_5$  等於  $L_{803}$ ， $D_1$  等於  $D_{811}$ ， $D_2$  等於  $D_{814}$ ， $D_3$  等於  $D_{810}$ ， $D_4$  等於  $D_{812}$ ， $D_5$  等於  $D_{808}$ ，表 4.1 即是本文編號與實際線路編號對照表。

表 4.1 零件編碼對照表

本文編號	實際線路編號	本文編號	實際線路編號	本文編號	實際線路編號	本文編號	實際線路編號
$C_0$	$C_{814}$ 與 $C_{815}$ 並聯	$Q_1$	$Q_{1A}$ 與 $Q_{1B}$ 並聯	$D_3$	$D_{810}$	$L_1$	$L_{801}$
$C_1$	$C_{813}$ 與 $C_{816}$ 並聯	$D_1$	$D_{811}$	$D_4$	$D_{812}$	$L_3$	$L_{802}$
$C_2$	$C_{818}$	$D_2$	$D_{814}$	$D_5$	$D_{808}$	$L_5$	$L_{803}$



PFC Circuit

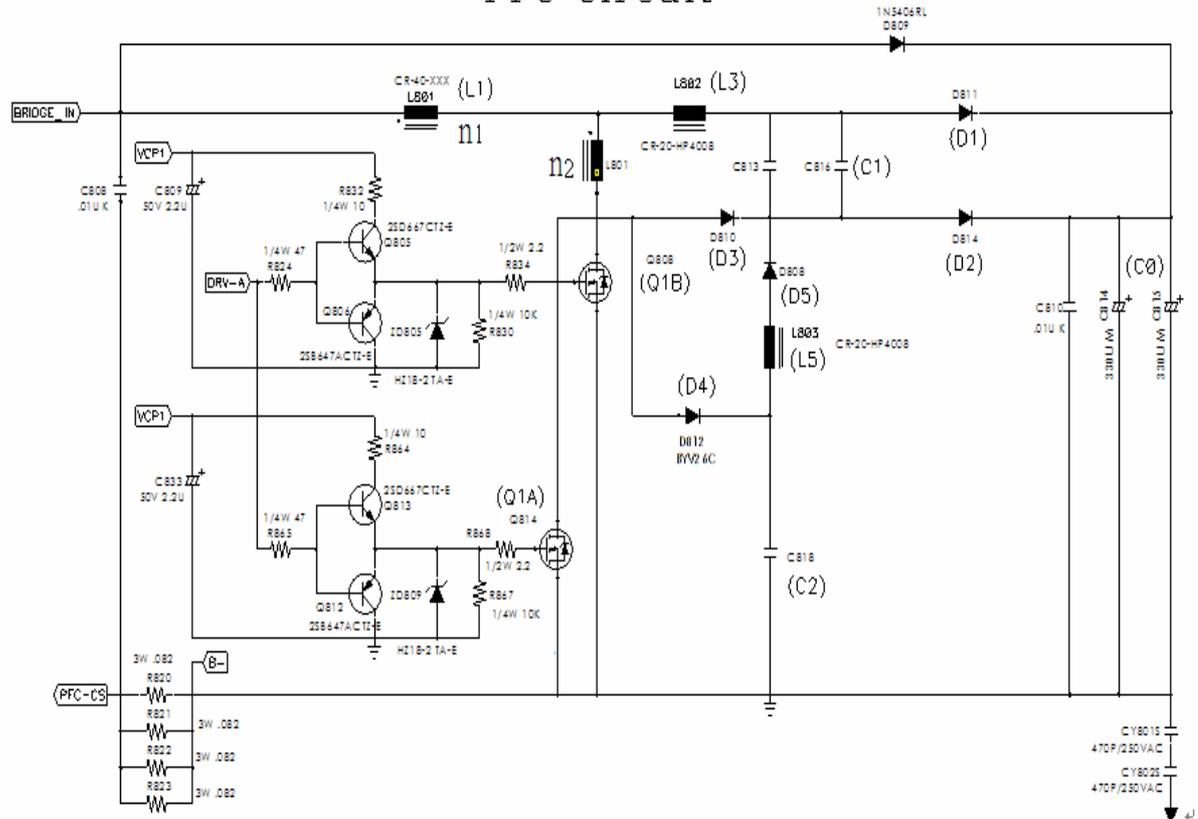


圖 4.2 PFC 轉換器的零電流柔切換線路圖

求  $L_3$  :

從(3.3)式和(3.4)式計算的結果，選擇其中較大的計算值，來作為電感  $L_3$  的設計值。

在計算(3.4)式時，必須先查出二極體  $D_1$ (HFA15TB60) 的  $Q_{RR}$  與  $di_F/dt$  資料，從 IR 公司製造的 HFA15TB60 零件規格資料來看(見圖 2.11)，在  $di_F/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$  可得較小的  $Q_{RR}$ ， $L_3$  可從下式求得。

$$L_3 \approx V_o / \frac{di_F}{dt} = \frac{400}{100} = 4 \mu H \quad (4.1)$$

在計算(3.12)式時，先決定  $Q_1$  從截止狀態電壓  $V_o$  到導通狀態電壓的期間  $t_{SWON}=30 \text{ ns}$ ，假設  $Q_1$  導通時電感  $L_3$  的電流上升的電流  $\Delta i_{L_3}=1 \text{ Amp}$  的大小， $V_{IN}=80 \text{ V}_{DC}$ ，也就是  $Q_1$  汲極電流從 0 安培上升的電流大小， $L_3$  可從下式求得。觀察圖 4.8 導通柔切換可得驗證。

$$\begin{aligned} L_3 &= \frac{0.5(V_o + V_{n_2\_ON}) \times t_{SWON}}{\Delta i_{L_3}} \\ &= \frac{0.5(V_o + V_{IN} \times \frac{n_2}{n_1 - n_2}) \times t_{SWON}}{\Delta i_{L_3}} \\ &= \frac{0.5 \times (400 + 80 \times 3/57) \times 30 \times 10^{-9}}{1} \\ &= 6.06 \mu H \end{aligned} \quad (4.2)$$

從(4.1)式和(4.2)式計算的結果，選擇其中較大的計算值  $6.06 \mu H$ ，來作為電感  $L_3$  的設計值。電感  $L_3$  選用 Koolu core A55355，1 $\psi$  14 圈，實際繞製電感值為  $6.2 \mu H$  來實驗，再用  $6.2 \mu H$  待入(3.4)式重新計算新的  $di_F/dt$  如下式。

$$\frac{di_F}{dt} = \frac{V_o}{L_3} = 400 \text{ V}/6.2 \mu H = 64.5 \text{ Amp}/\mu\text{s} \quad (4.3)$$

從圖 4.5 量測  $\frac{di_F}{dt} \approx 60 \text{ Amp}/\mu\text{s}$ ，可驗證之。

求  $C_2$  :

從圖 4.4 硬切換波形，量到  $Q_1$  汲極電流  $i_{D,Q1} = 8 \text{ Amp}$ ， $Q_1$  汲極電壓的上升時間  $t_r \approx 40 \text{ ns}$ ， $V_O = 400 \text{ V}_{DC}$ ， $C_{OSS} \approx 200 \text{ pF}$ ，將各參數值代入(4.4)式求得  $C_2 = 600 \text{ pF}$ ，考慮到 SPP20N60C3 的規格  $C_{OSS} \approx 200 \text{ pF}$  並不是最小值，故選用  $C_2 \approx 1000 \text{ pF}$ ，以確保  $Q_1$  截止零電流柔切換功能。從圖 4.13 量測在  $t_{r\_soft} \approx 40 \text{ ns}$ ， $V_{DS1} \approx 250 \text{ V}_{DC}$ ， $i_{L1} = 7.6 \text{ Amp}$ ，從(3.16)可推導求得  $C_2 + C_{OSS}$  如(4.4)，可驗證  $C_{OSS} \approx 200 \text{ pF}$ 。

$$C_2 + C_{OSS} = \frac{i_{L1} \times t_{r\_soft}}{\Delta V_{DS1}} = \frac{7.6 \text{ Amp} \times 40 \text{ ns}}{250 \text{ V}} = 1216 \text{ pf} \quad (4.4)$$

求  $C_1$  :

二極體導通前  $C_1$  的電壓  $V_{C1}(0) \approx 0$ ，及  $V_{C2}(0) = V_O$ ，所以可以求得  $C_1$  的電壓  $V_{C1}(t_4)$  的近似值如(4.6)式。

$I_{RR}$  : 從圖 2.12 的 HFA15TB60 零件規格資料只顯示到  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ ，在  $I_F = 15 \text{ Amp}$ ， $125 \text{ deg C}$ ， $I_{RR}$  約  $3 \text{ Amp}$ ， $25 \text{ deg C}$ ， $I_{RR}$  約  $2 \text{ Amp}$ ，設  $I_{RR} = 3 \text{ Amp}$ 。  
 $V_{IN} = 90 \times \sqrt{2} = 127 \text{ V}$ ， $V_O = 400 \text{ V}_{DC}$ ， $C_2 = 1000 \text{ pF}$ ， $L_1 = 550 \mu\text{H}$ ， $n_1 = 60$ ， $n_2 = 3$ ， $L_3 = 6.2 \mu\text{H}$ ， $i_{L3}(t_2) = I_{RR} = 2 \text{ Amp}$ ， $v_{C1}(t_4) = 30 \text{ V}_{DC}$ ， $Q_1$  導通前  $v_{C2}(t_0) = 400 \text{ V}_{DC}$ 。

參考附錄 1 如(A.40)式即為下面(4.5)式，升壓轉換器在低輸入電壓效率較差，在低輸入電壓情形，因為  $n_1 \gg n_2$ ，可忽略(A.40)式的  $(\frac{n_2}{n_1 - n_2})V_{IN}$ ，將(4.5)化簡可得(4.6)，其中  $i_{L3}(t_1)$  相當於二極體的  $I_{RR}$ (參考第 3.3 節說明)，。由附錄 3 (C.5)式，將(4.6)待入(C.5)，可得(4.7)，將上述參數值待入(4.7)式，可得  $C_1 = 0.24 \mu\text{F}$ ，如(4.8)計算，實際用  $C_1 = 0.22 \mu\text{F}$ 。將(4.6)式上述參數值待入(4.7)式

$$v_{C1}(t_2) = \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right)V_{IN} + \left\{ \left[ \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right)V_{IN} \right]^2 + \left[ \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \right]^2 \right\}^{0.5} \quad (4.5)$$

$$\frac{1}{2} C_1 v_{C1}(t_2)^2 \approx \frac{1}{2} L_3 \times i_{L3}(t_1)^2 = \frac{1}{2} L_3 I_{RR}^2 \quad (4.6)$$

$$\frac{1}{2} C_1 \times v_{C1}(t_4)^2 = \frac{1}{2} C_1 \times v_{C1}(t_2)^2 + \frac{1}{2} C_2 \times v_{C2}(t_0)^2 \quad (C.5)$$

$$\frac{1}{2} C_1 \times v_{C1}(t_4)^2 \approx \frac{1}{2} L_3 \times i_{L3}(t_1)^2 + \frac{1}{2} C_2 \times v_{C2}(t_0)^2 \quad (4.7)$$

$$C_1 \approx \frac{L_3 \times I_{RR}^2}{v_{C1}(t_4)^2} + \frac{C_2 \times v_{C2}(t_0)^2}{v_{C1}(t_4)^2} = 0.24 \mu F \quad (4.8)$$

求  $L_5$  :

$L_5$  的值為降低迴路共振電流的損耗， $L_5$  設計須滿足(3.17)及  $L_5 \gg L_3$  兩個限制條件。PFC 在輕載導通的時間較小，設定  $C_2$  電壓在  $Q_1$  最小導通時間  $t_{on\_min} = 0.5 \mu s$  能放完電，將(4.9)轉成(4.10)，將  $L_5$  及  $C_1$  代入(4.10)時來求得  $L_5 = 101 \mu H$  如(4.10)式計算，實際  $L_5 = 96 \mu H$ 。再從(4.11)式求得  $I_{L5\_PEAK}$ 。

$$t_{on\_min} = \frac{2\pi\sqrt{L_5 C_1}}{4} \quad (4.9)$$

$$L_5 = \left(\frac{2t_{on\_min}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{C_1} = \left(\frac{1\mu s}{\pi}\right)^2 \frac{1}{1000 pf} = 101 \mu H \quad (4.10)$$

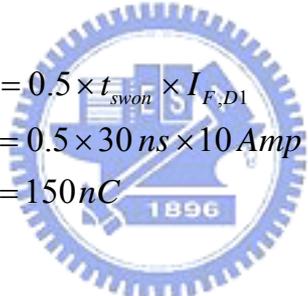
$$I_{L5\_PEAK} = \frac{V_o}{\sqrt{\frac{L_5}{C_1}}} = 1.26 Amp \quad (4.11)$$

## 4.2 實驗結果

在相同的線路與相同的零件做硬切換與導通柔切換，截止柔切換與結合導通，截止柔切換，才能做分析比較。

### 4.2.1 硬切換測試結果

在未測試導通與截止柔切換之前，先去掉  $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 、 $D_5$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ 、及  $L_3$ 、 $L_5$  短路來做硬切換實驗，觀察硬切換的波形。線路如圖 2.1，從圖 2.2 可知，導通時峰值電流甚大，對效率和電磁相容(EMC)影響不小，從圖 4.3 估算  $di_f/dt$  與  $Q_{RR}$ 。


$$\begin{aligned} Q_{RR} &= 0.5 \times t_{swon} \times I_{F,D1} \\ &= 0.5 \times 30 \text{ ns} \times 10 \text{ Amp} \\ &= 150 \text{ nC} \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$di_f/dt = 17 \text{ Amp} / 24 \text{ ns} = 708 \text{ Amp} / \mu\text{s} \quad (4.13)$$

硬切換測試結果在輸入電壓  $V_{IN} = 90 \text{ Vac}$ ，輸出功率  $P_o = 500 \text{ Watt}$ ，得到輸入功率  $P_{in} = 550 \text{ Watt}$ 。

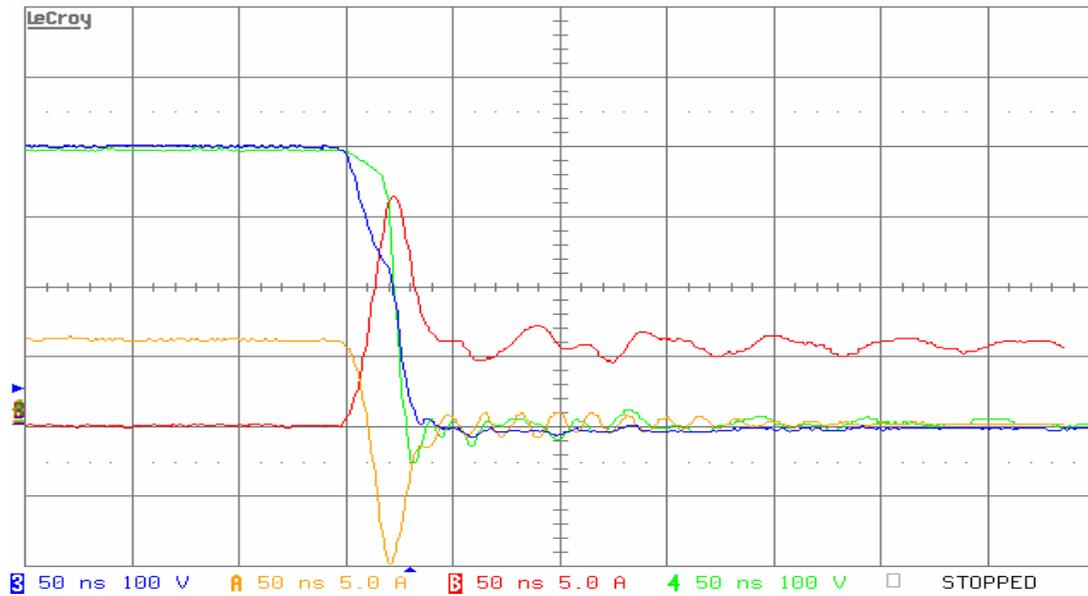


圖 4.3 升壓轉換器的導通硬切換

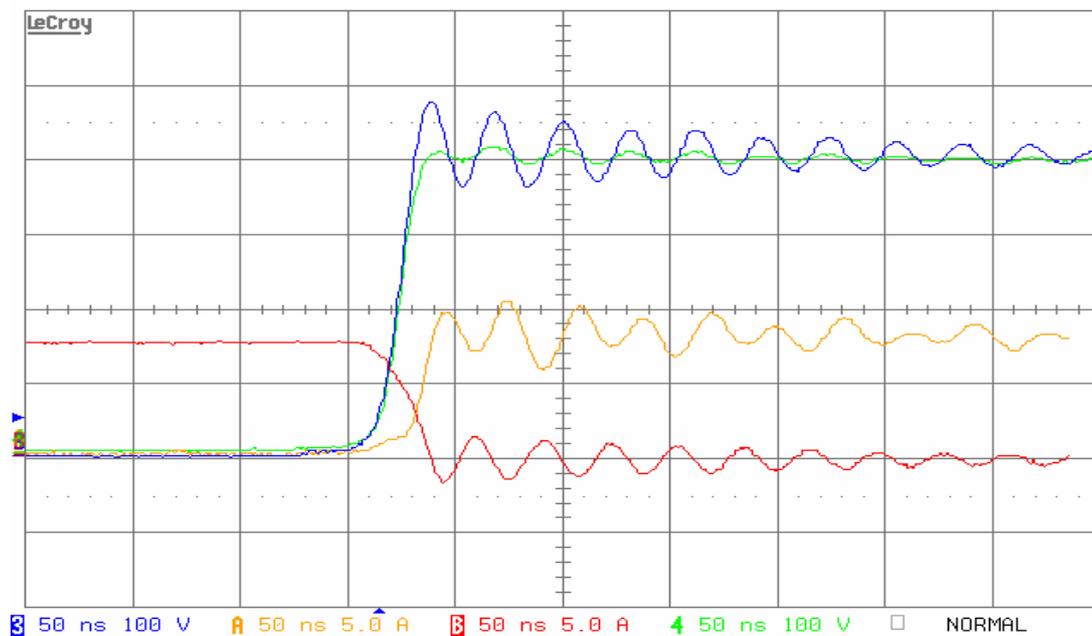


圖 4.4 升壓轉換器的截止硬切換

示波器 測試通道	A---> $i_{D1}$ (黃色波形)
	B---> $i_{D,Q1}$ (紅色波形)
	3---> $V_{DS1}$ (藍色波形)
	4---> $V_{D1}$ (二極體 $D_1$ 的 P 端對地) (綠色波形)

## 4.2.2 導通柔切換測試結果

首先只測試導通柔切換功能去掉截止柔切換功能  $D_4$ 、 $D_5$ 、 $C_2$ 、線路如圖 2.15，實驗  $C_1=1000\text{ pF}$ 、 $C_1=2200\text{ pF}$ 、 $C_1=0.022\text{ }\mu\text{F}$ 、 $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}$ ，4 個不同的  $C_1$ ，如圖 4.5~圖 4.8 及表 4.2。

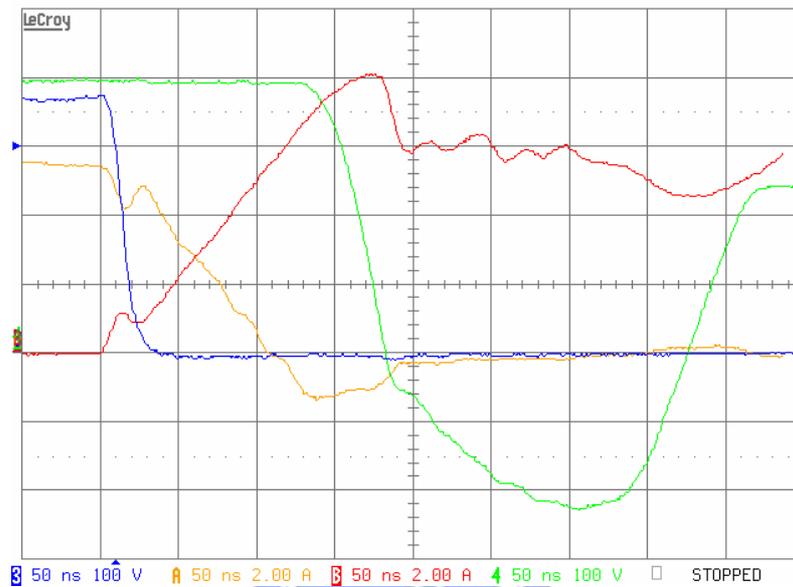


圖 4.5 導通柔切換， $C_1=1000\text{ pF}$

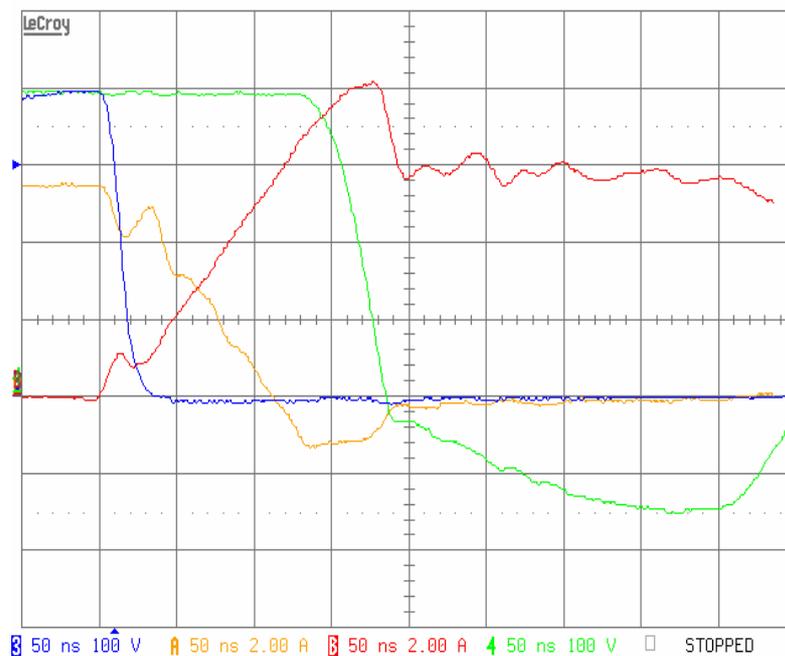


圖 4.6 導通柔切換， $C_1=2200\text{ pF}$

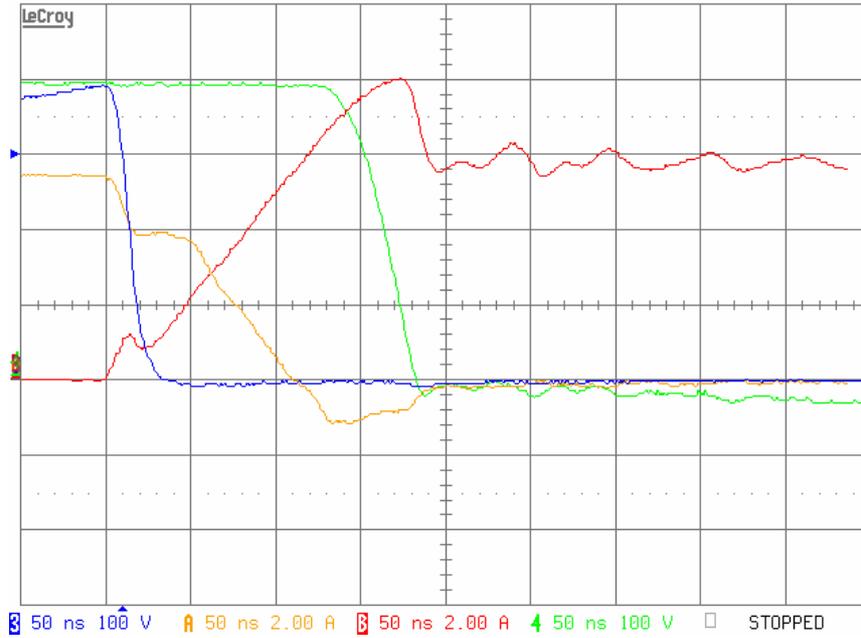


圖 4.7 導通柔切換， $C_1 = 0.022 \mu F$

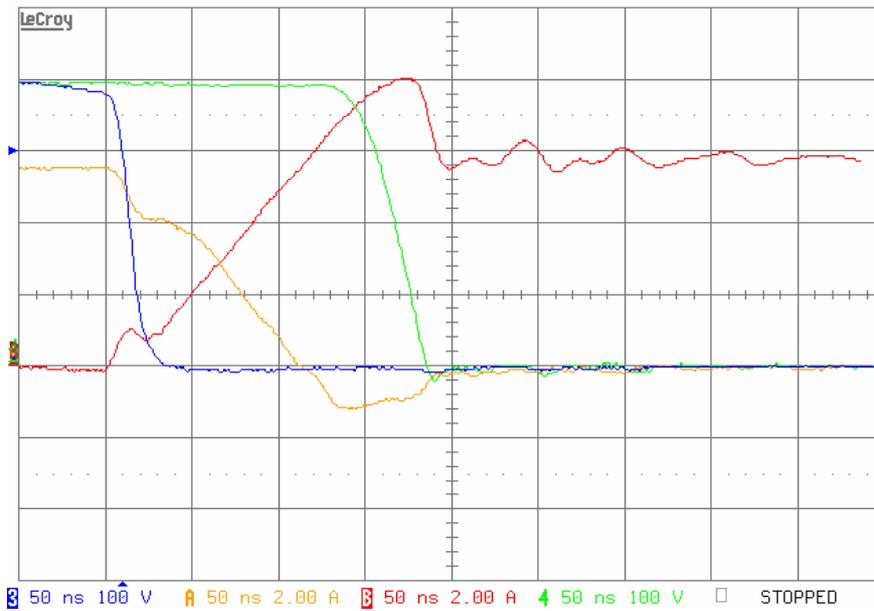


圖 4.8 導通柔切換， $C_1 = 0.22 \mu F$

示波器 測試通道	A---> $i_{D1}$ (黃色波形)
	B---> $i_{D,Q1}$ (紅色波形)
	3---> $V_{DS1}$ (藍色波形)
	4---> $V_{D1}$ (二極體 $D_1$ 的 P 端對地) (綠色波形)

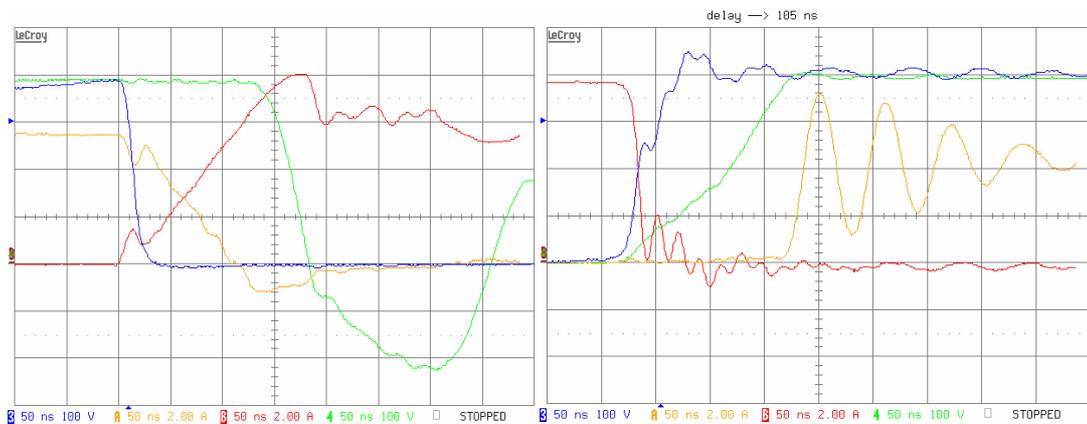
表 4.2 導通柔切換線路損耗列表  $V_{IN} = 90 \text{ Vac}$

$C_1 (C_{813})$	1000 pF	2200 pF	0.022 $\mu\text{F}$	0.22 $\mu\text{F}$
$P_o$	500 W	500 W	500 W	500 W
$P_{in}$	543.6 W	543.6 W	545	544.5
Voltage stress of $D_1(D_{811})$	720 V	550 V	545 V	544.5 V

從表 4.2 知導通柔切換比硬切換功率減少 5~6.4 Watt 的損耗，從前圖可知， $C_1$  電容從 1000 pF~0.22  $\mu\text{F}$  導通柔切換波形非常相似，差異在通道(channel 4)  $D_1$  的負電壓波形，從  $L_3$  吸收的  $D_1$  反向電流乘上輸出電壓的能量轉移到  $C_1$ ， $C_1$  愈小則  $V_{C1}$  愈高， $Q_1$  導通時反映到  $D_1$  的反向壓降就愈高，所以考慮  $Q_1$ 、 $D_1$  耐壓， $C_1$  電容宜設計在 0.022  $\mu\text{F}$  ~0.22  $\mu\text{F}$ 。

#### 4.2.3 結合導通柔切換線路與截止柔切換線路

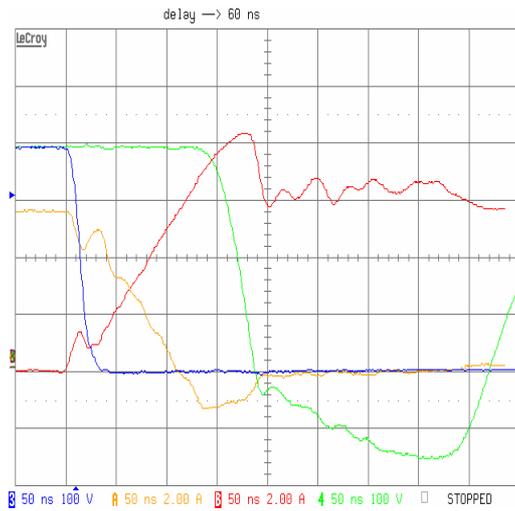
已測試導通柔切換功能，所以直接測試導通與截止柔切換如圖 4.2 線路，即可看出截止柔切換的效益，實驗的設計值如左： $L_3=6.2 \mu\text{H}$ ， $L_5 = 96 \mu\text{H}$ ， $C_1=1000 \text{ pF}$ ~0.22  $\mu\text{F}$ ， $C_2=470 \text{ pF}$ ~2200 pF，測試結果如圖 4.9~圖 4.14，表 4.3。



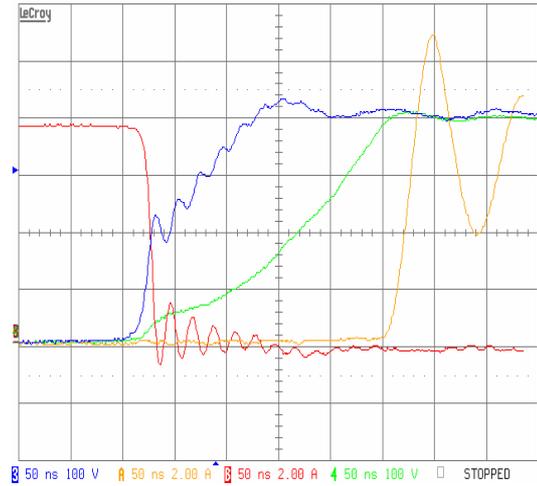
導通波形

截止波形

圖 4.9 零電流切換(1)  $C_1=1000 \text{ pF}$ ， $C_2 = 1000 \text{ pF}$

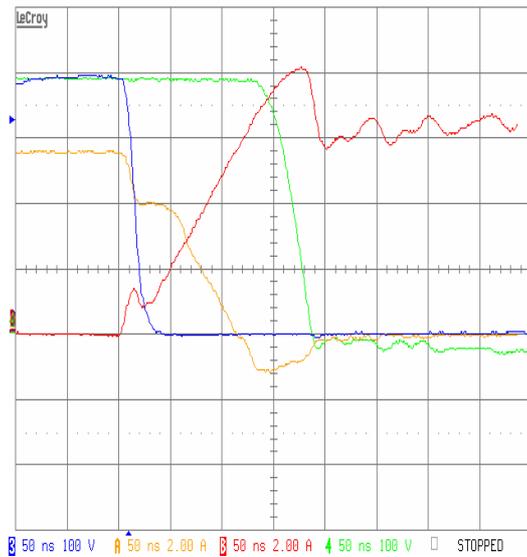


導通波形

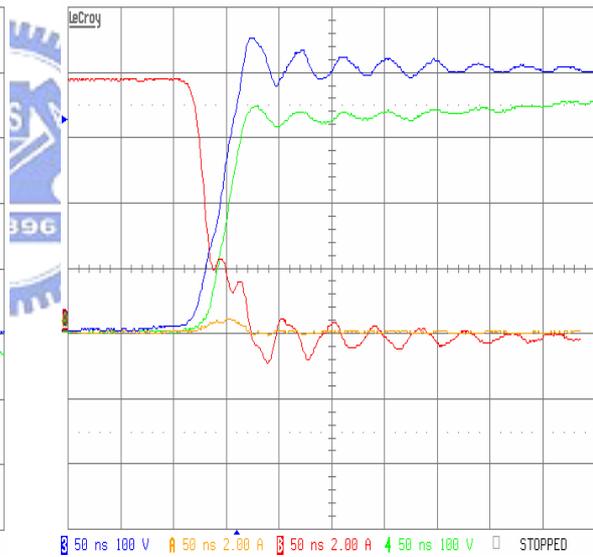


截止波形

圖 4.10 零電流切換 (2)  $C_1 = 2200 \text{ pF}$  ,  $C_2 = 2200 \text{ pF}$

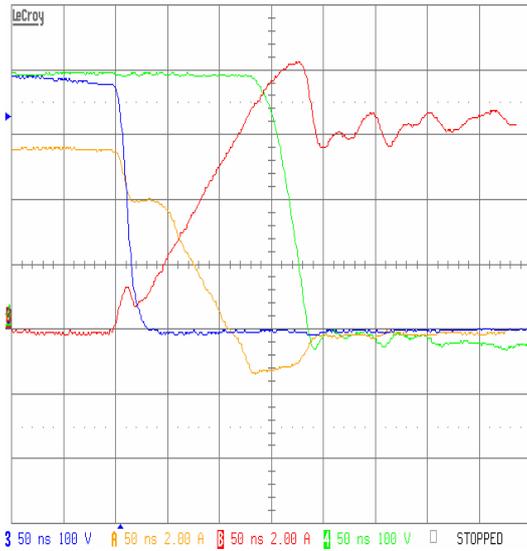


導通波形

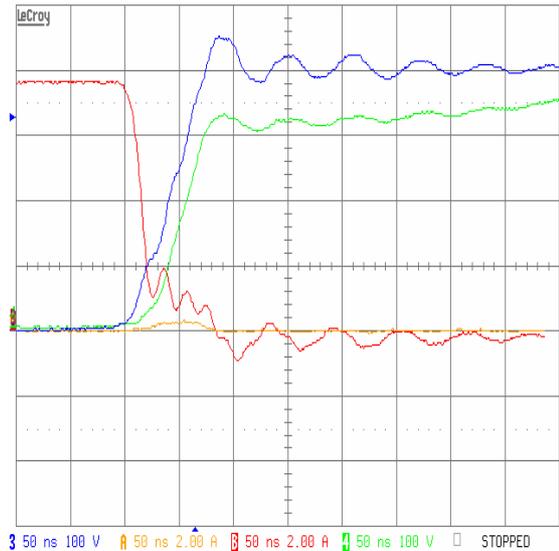


截止波形

圖 4.11 零電流切換 (3)  $C_1 = 0.022 \mu\text{F}$  ,  $C_2 = 470 \text{ pF}$

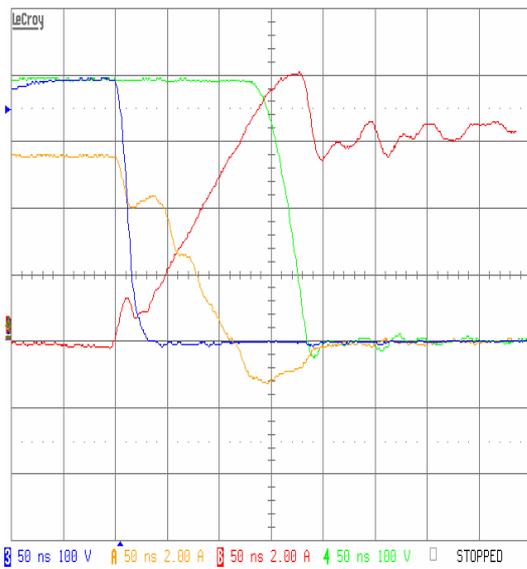


導通波形

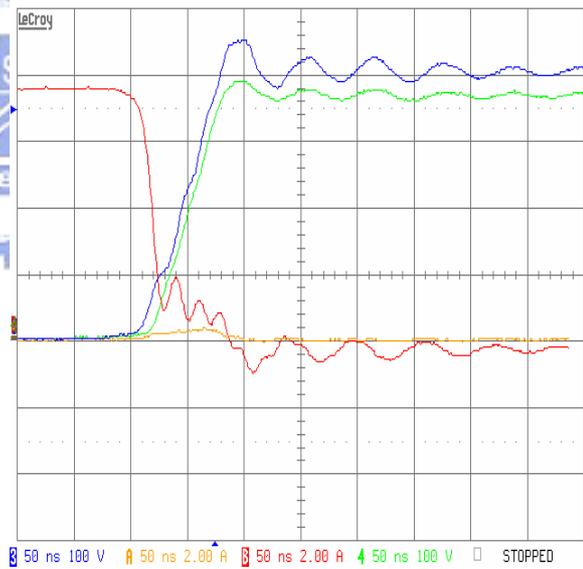


截止波形

圖 4.12 零電流切換 (4)  $C_1 = 0.022 \mu F$  ,  $C_2 = 1000 pF$

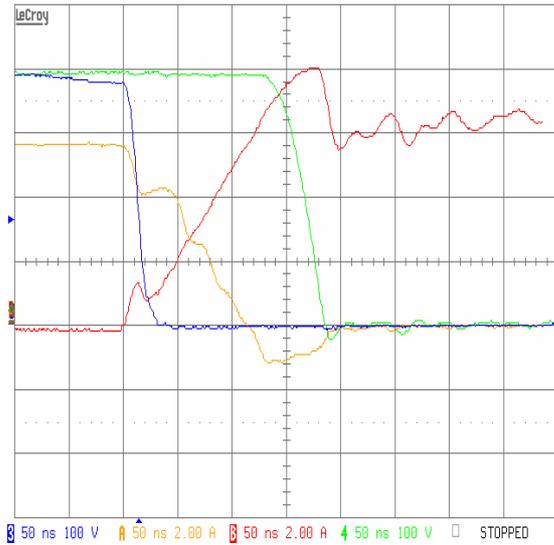


導通波形

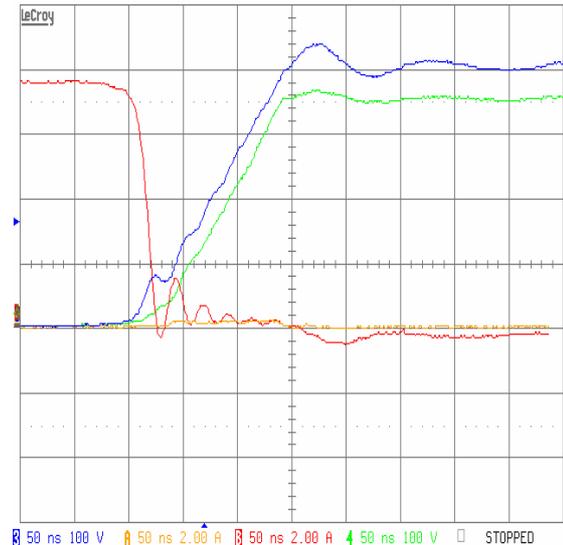


截止波形

圖 4.13 零電流切換 (5)  $C_1 = 0.22 \mu F$  ,  $C_2 = 1000 pF$



導通波形



截止波形

圖 4.14 零電流切換(6)  $C_1 = 0.22 \mu F$  ,  $C_2 = 2200 pF$

示波器 測試通道	A---> $i_{D1}$ (黃色波形)
	B---> $i_{D,Q1}$ (紅色波形)
	3---> $V_{DS1}$ (藍色波形)
	4---> $V_{D1}$ (二極體 $D_1$ 的 P 端對地) (綠色波形)

上面這些圖很明顯 都有達成柔切換功能，波形亦非常相似，與 4.2.2 節相似  $C_1$  電容宜設計在  $0.022 \mu F \sim 0.22 \mu F$ ，二極體  $D_1$  承受的反向電壓才會低。

表 4.3 零電流切換線路損耗列表

$C_1$	1000 pF	2200 pF	0.022 $\mu F$	0.22 $\mu F$	
輸出功率 $P_o$	500 W	500 W	500 W	500 W	
$P_{in}$ (導通柔切換)	543.6 W	543.6 W	545 W	544.5 W	$C_2=0 pF$
$P_{in}$ (導通/截止柔切換)	x	x	544.8 W	x	$C_2=470 pF$
$P_{in}$ (導通/截止柔切換)	543.7W	x	545.2 W	545.5 W	$C_2=1000 pF$
$P_{in}$ (導通/截止柔切換)	x	546W	x	546.7 W	$C_2=2200 pF$

從表 4.2 可看出截止柔切換改善了  $Q_1$  在截止的損耗與應力，但整體上在降低損耗方面，並未有明顯的助益，反而增加損耗，原因截止共振迴路的損耗大於截止切換的損耗，主要在共振迴路的零件過多，加起來的損耗也就多，從表 4.2 可看出  $C_2$  愈大，損耗反而增加，電容  $C_2$  若已足夠吸收截止的損耗，電容  $C_2$  愈大，共振迴路的電流也愈大，反而增加損耗。

### 4.3 電路模擬

圖 4.5、圖 4.6 是用 Pspice 模擬圖 3.5 線路的  $Q_1$  導通與截止結果，因為半導體的 Pspice 零件在導通瞬間與截止瞬間的模擬特性不能完全模擬，導致  $i_{D,Q1}$  波形在導通瞬間的 spike current 有些差異，模擬的結果如圖 3.6。

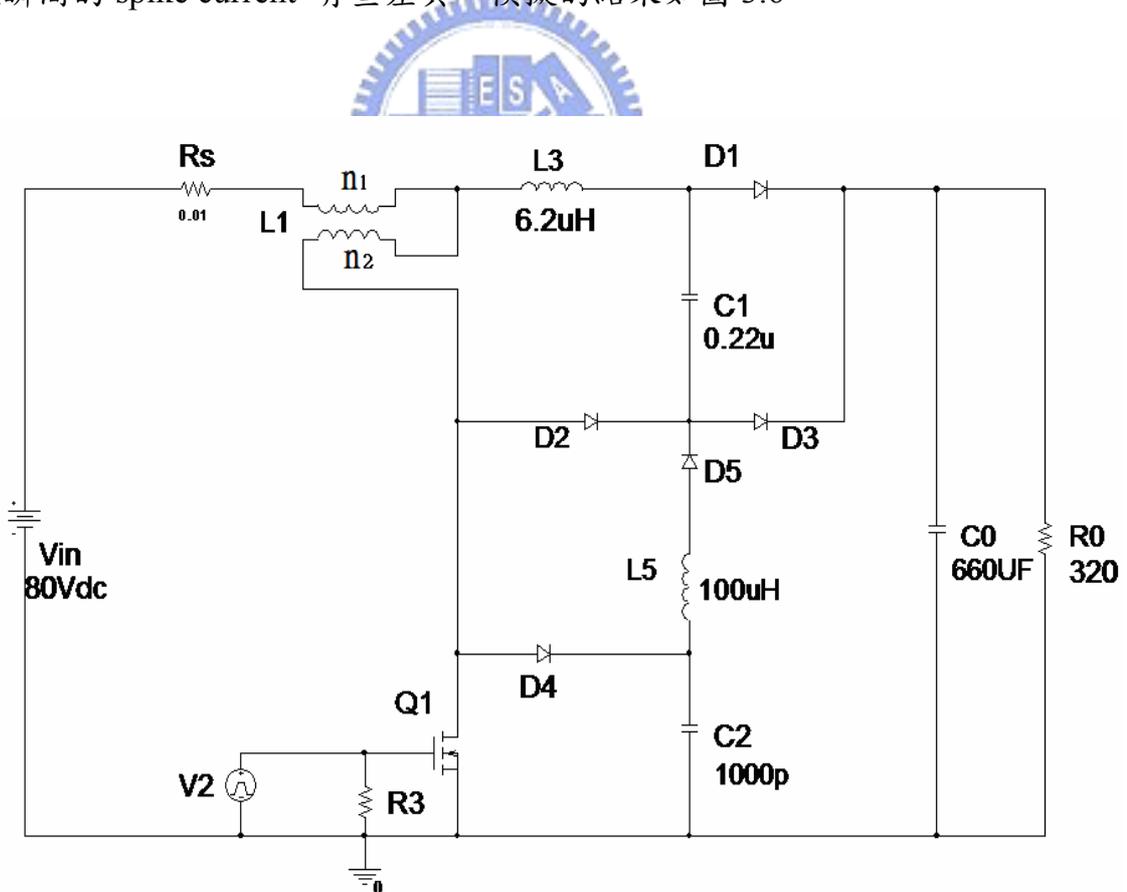


圖 4.15 升壓轉換器零電流切換的 Pspice 線路

設計值： $V_{IN}=80\text{ V}_{DC}$ ， $C_1=0.22\text{ }\mu\text{F}$ ， $C_2=1000\text{ pF}$ ， $L_1=550\text{ }\mu\text{H}$ ， $L_3=6.2\text{ }\mu\text{H}$

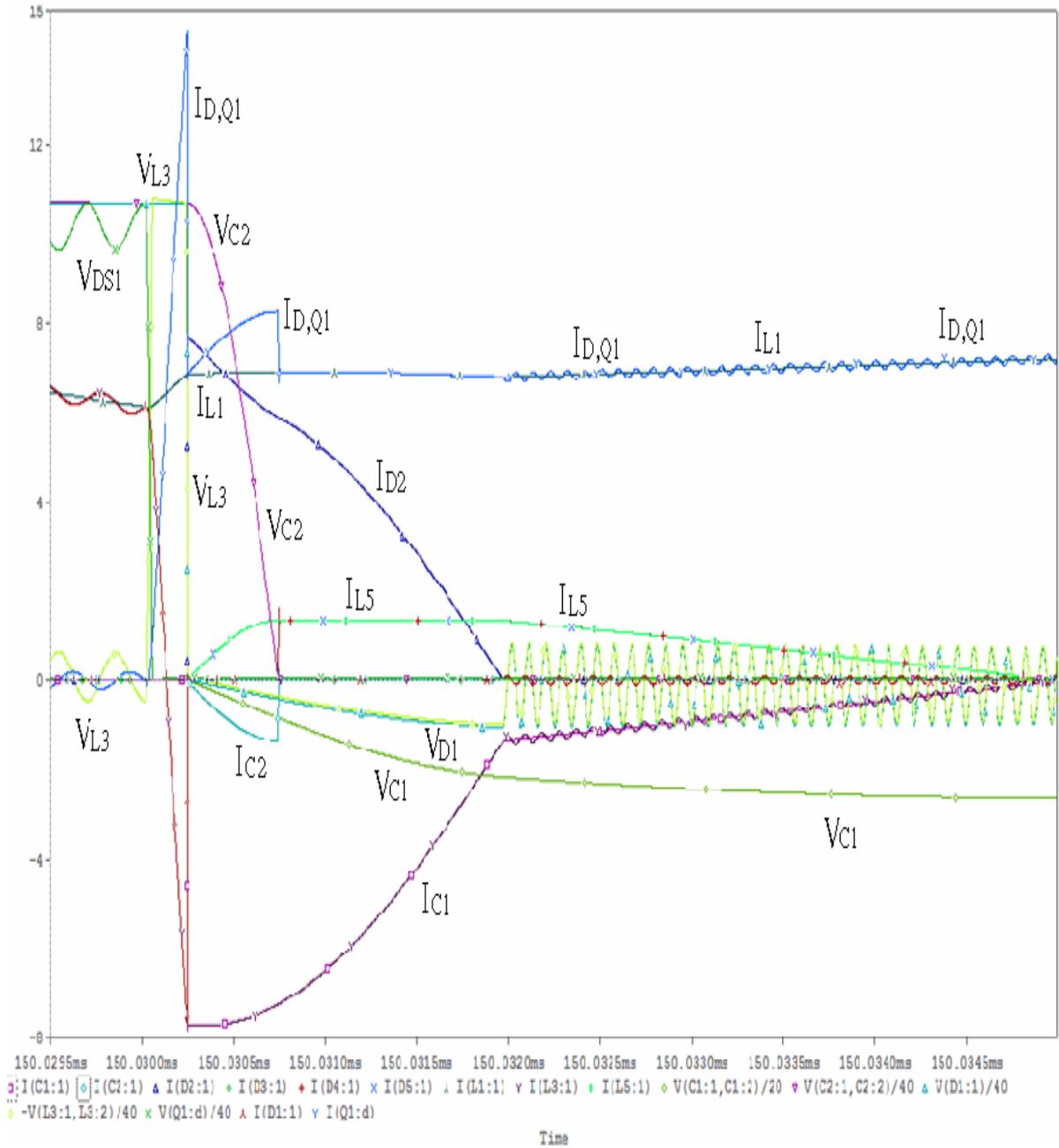


圖 4.16 Pspice 模擬圖 4.15 開關導通的結果

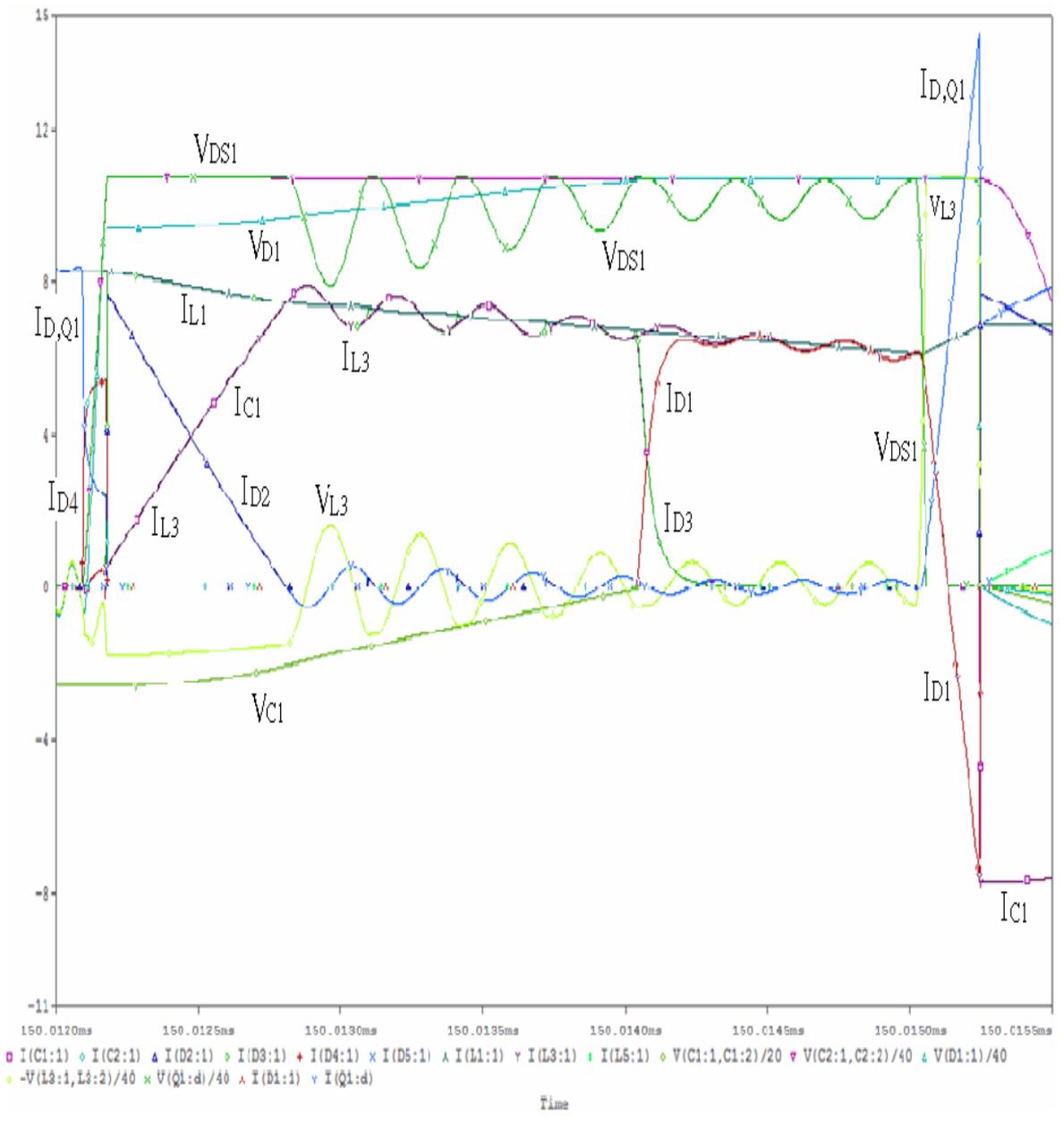


圖 4.17 Pspice 模擬圖 4.15 開關截止的結果

# 第五章

## 連接式電感零電流切換技術 應用於各種電源轉換器的構想

### 5.1 前言

本文將連接式電感零電流切換技術分成二種分析的方法，利用此分類的方法，應用於各種電源轉換器架構，可達到零電流切換線路。有些架構實際在[3]已有發表。



### 5.2 四種型式的連接式電感零電流切換技術

利用連接式電感  $n_2$ 、電感  $L_3$  的、 $C_1$  電容、二極體  $D_2$ 、二極體  $D_3$  等被動零件所組成零電流柔切換線路如圖 2.8，將零電流柔切換線路分成二種方法來分析，並利用此二種方法應用在降壓型(Buck Converter)/半橋式(Half-Bridge Converter)/順向型(Forward Converter)/全橋式(Full-bridge Converter)四種轉換器。

第一種方法：電感  $L_3$  與  $Q_1$  串聯

$Q_1$  導通時，電感  $L_3$  的電流等於  $Q_1$  汲極電流， $Q_1$  截止時利用連接式電感電壓將電感  $L_3$  的電流降為零安培，使得二極體  $D_2$  電流降為零安培。如圖 5.1、圖 5.2。當  $Q_1$  再度導通時，因為二極體  $D_2$  降為零安培，不會有二極體  $D_2$  的反向電流，造成  $Q_1$  導通的切換損耗，另外電感  $L_3$  的電流降為零安培， $Q_1$  導通開始的瞬間不會有電流流到  $Q_1$ ，造成  $Q_1$  導通的切換損耗，若  $L_3$  夠大能使  $Q_1$  導通近似零電流柔

切換。而連接式電感  $n_1$  與  $n_2$  的極性，若與  $L_3$  串聯則為反極性如圖 5.1，若放在與  $D_1$  串聯則為同極性圖如 5.2。

第二種方法：電感  $L_3$  與  $D_1$  串聯

$Q_1$  導通時，電感  $L_3$  的電流等於零安培， $Q_1$  截止時，利用連接式電感電壓加速提升電感  $L_3$  的電流，使得電感  $L_3$  的電流等於電感  $L_1$  的電流，亦使得二極體  $D_2$  電流降為零安培，如圖 5.3、圖 5.4。當  $Q_1$  再度導通時，因為二極體  $D_2$  降為零安培，不會有二極體  $D_2$  的反向電流造成  $Q_1$  導通的切換損耗，另外電感  $L_3$  的電流等於電感  $L_1$  的電流， $Q_1$  導通開始的瞬間不會有電流流到  $Q_1$ ，造成  $Q_1$  導通的切換損耗，若  $L_3$  夠大能使  $Q_1$  導通近似零電流柔切換。

連接式電感  $n_1$  與  $n_2$  的極性同上所述，若與  $L_3$  串聯則為反極性如圖 5.4，若放在與  $D_1$  串聯則為同極性如圖 5.3。

根據上述，圖 5.1~圖 5.4 可分類四種如下：

- (1) 電感  $L_3$  與  $Q_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  反極性，如圖 5.1。
- (2) 電感  $L_3$  與  $Q_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  同極性，如圖 5.2。
- (3) 電感  $L_3$  與  $D_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  反極性，如圖 5.3。
- (4) 電感  $L_3$  感與  $D_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  同極性，如圖 5.4。

利用此技術與分類的方法，可推廣到各種轉換器達到零電流切換線路功能，在其他文獻[3]亦有介紹。

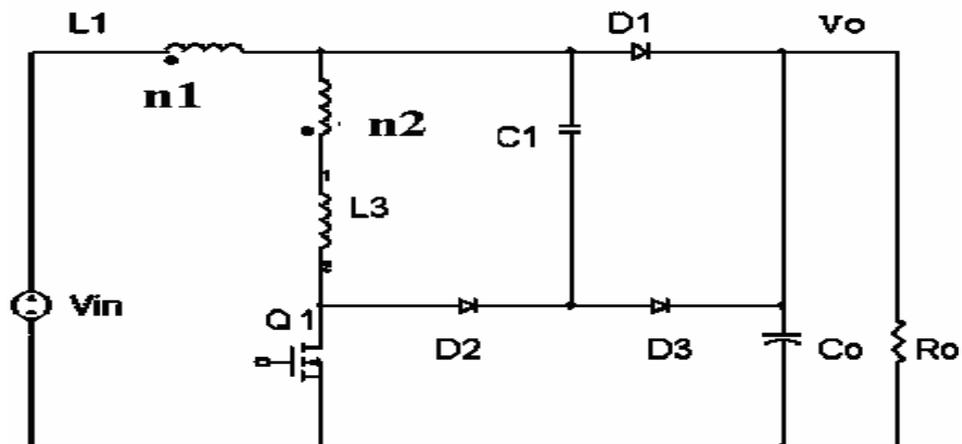


圖 5.1 連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器 (1)

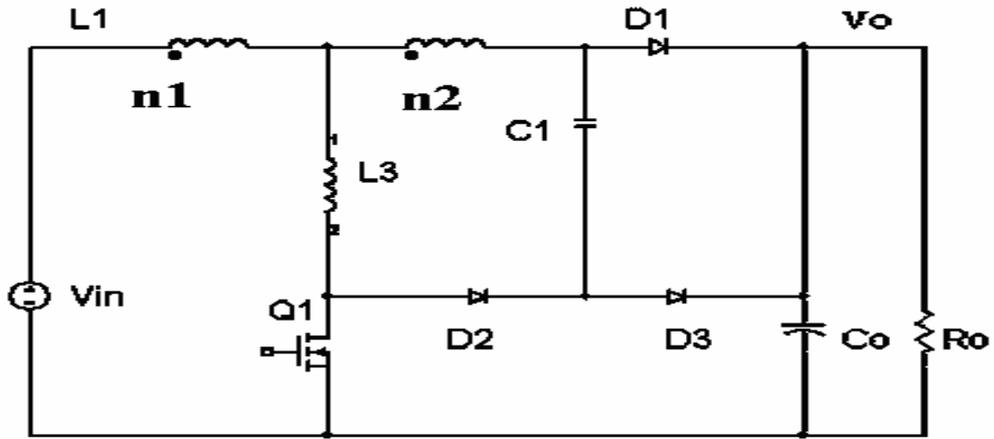


圖 5.2 連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器 (2)

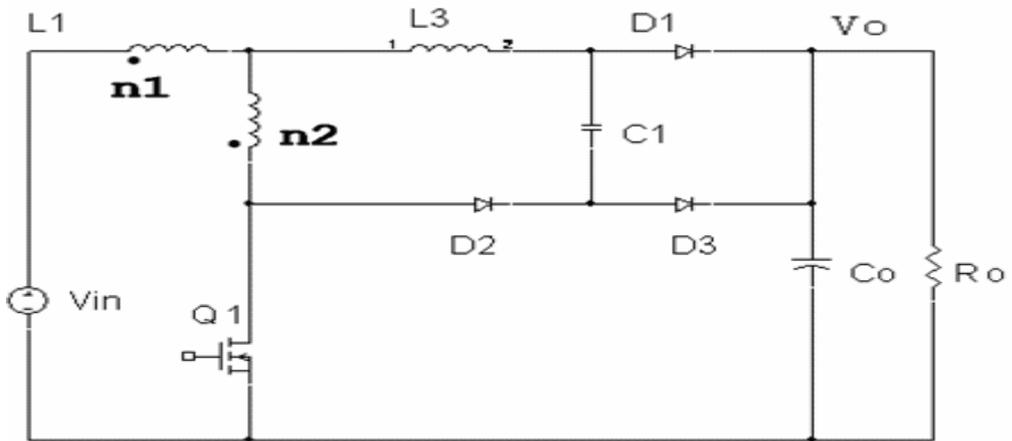


圖 5.3 連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器 (3)

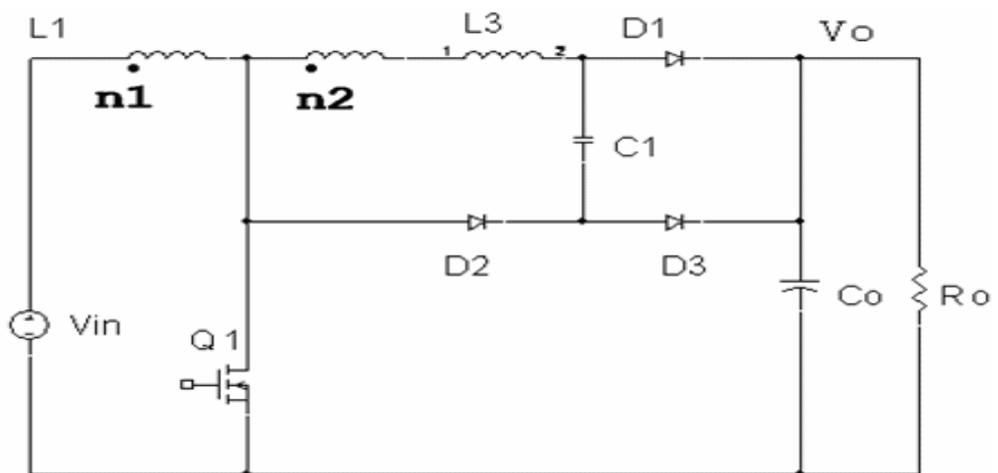


圖 5.4 連接式電感零電流柔切換技術應用在升壓轉換器(4) [3]

### 5.3 應用連接式電感零電流切換技術在降壓型轉換器

連接式電感零電流柔切換技術亦可應用在各種降壓型(Buck)轉換器，如降壓型轉換器/順向型轉換器/半橋式轉換器/全橋轉換器等四種轉換器，設計方法與升壓轉換器相同。並用 Pspice 來模擬降壓型轉換器的零電流切換線路功能。

應用 5.2 節的方法在典型降壓型轉換器如圖 5.5，會有圖 5.6~圖 5.9 四種設計架構如下：

- (1) 電感  $L_3$  與  $Q_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  反極性，如圖 5.6。
- (2) 電感  $L_3$  與  $Q_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  同極性，如圖 5.7。
- (3) 電感  $L_3$  與  $D_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  反極性，如圖 5.8。
- (4) 電感  $L_3$  與  $D_1$  串聯， $Q_1$  截止時， $n_1$  與  $n_2$  同極性，如圖 5.9。

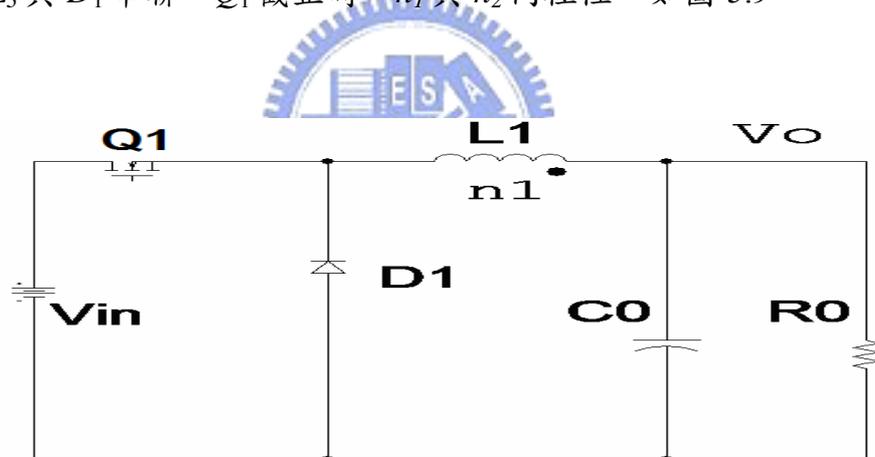


圖 5.5 典型降壓轉換器

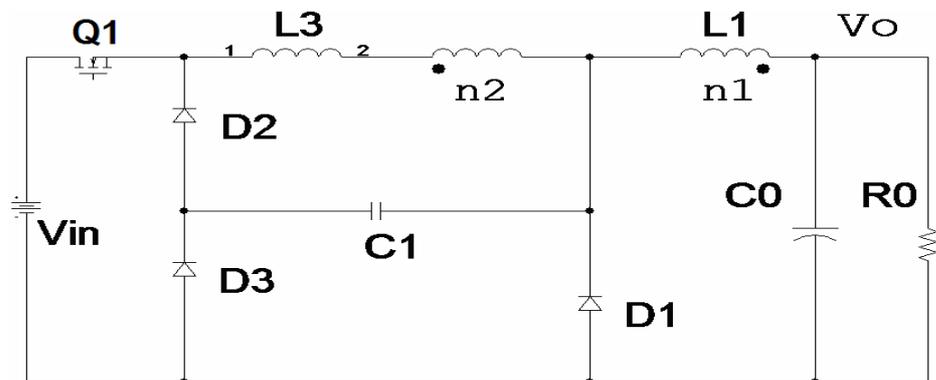


圖 5.6 連接式電感零電流柔切換技術應用在降壓轉換器(1)

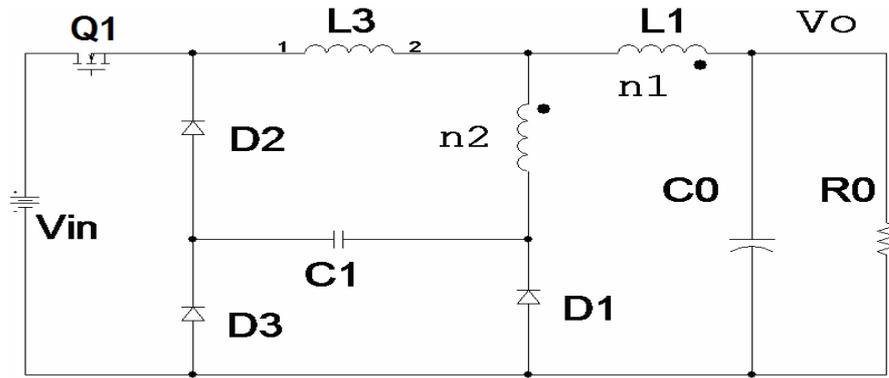


圖 5.7 連接式電感零電流柔切換技術應用在壓轉換器(2)

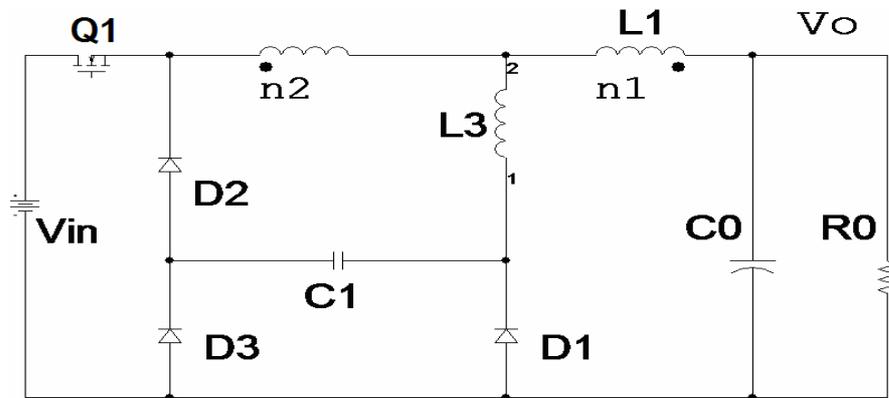


圖 5.8 連接式電感零電流柔切換技術應用在降壓轉換器(3)

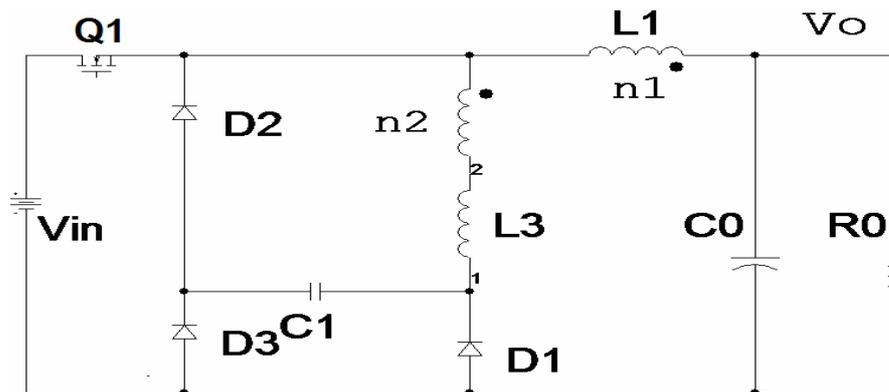


圖 5.9 連接式電感零電流柔切換技術應用在降壓轉換器(4)

圖 5.10 為典型降壓型轉換器硬切換用 Pspice 模擬的結果，圖 5.11 是圖 5.6 用 Pspice 模擬的結果，比較圖 5.10 與圖 5.11 可看出柔切換的損耗較小。

下圖是用 Pspice 模擬的結果，可看出圖 5.11 柔切換功能明顯，切換損耗小。  
 $V_{IN}=400\text{ V}$ ， $V_O=200\text{ V}$ ， $n_1=40$  圈， $n_2=3$  圈， $L_3=3\text{ }\mu\text{H}$ ， $C_2=0.1\text{ }\mu\text{F}$ ， $R_O=20\text{ ohm}$ ， $C_0=2200\text{ }\mu\text{F}$ 。

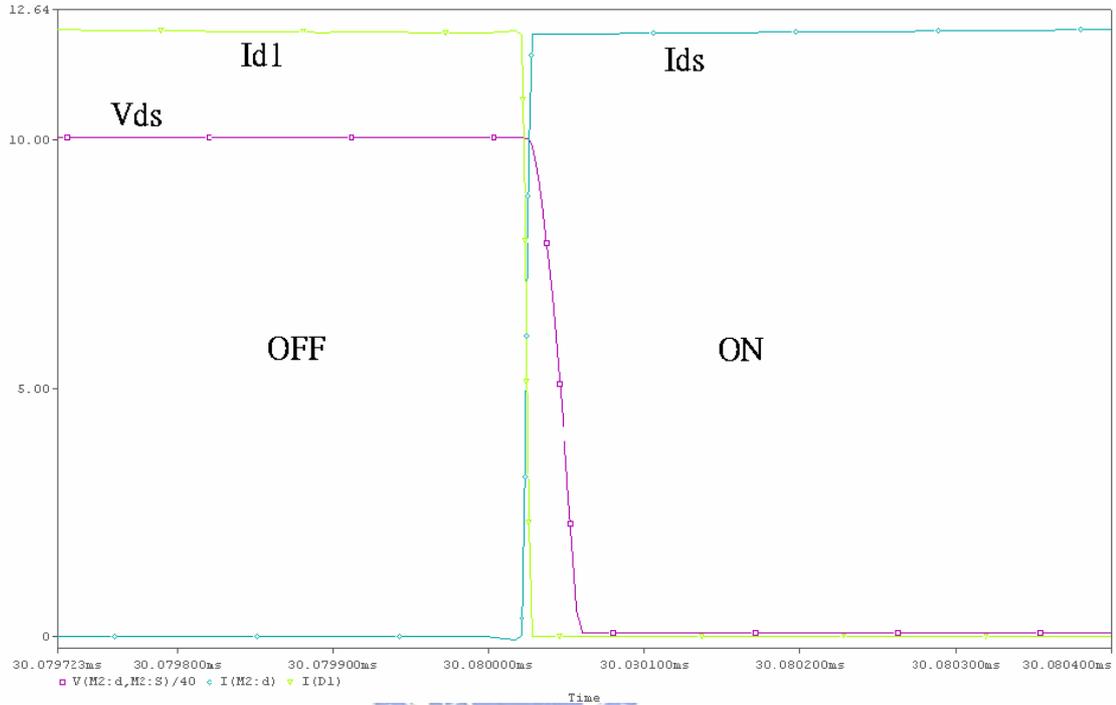


圖 5.10 用 Pspice 模擬圖 5.5 降壓型轉換器導通硬切換

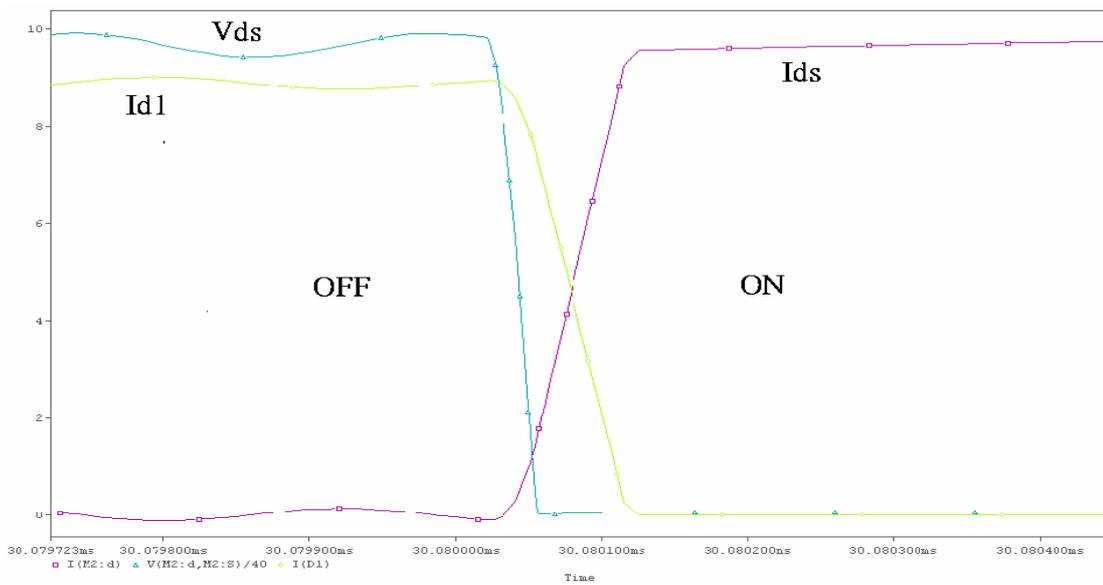


圖 5.11 用 Pspice 模擬圖 5.6 降壓型轉換器導通柔切換

## 5.4 並聯連接式電感零電流切換技術

本文針利用圖 2.15 或圖 2.16 的  $L_3$ 、 $C_1$ 、 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  當成一個基本單元(Cell)，然後作多個 Cell 並聯來設計大的輸出功率如圖 5.12、圖 5.13，一來可取代大功率二極體高單價與不易取得的情況，二來從 2.16 式、2.17 式、2.18 式，與 2.19 式可知圖 2.17 或圖 2.18 能解決二極體並聯不均流的問題。圖 2.17 或圖 2.18 的  $L_{31} \sim L_{3N}$  可考慮繞在同一個鐵芯，但須注意耦合的效果要好，以免各組耦合電壓差異過大。

從(5.1)式、(5.2)式可知圖 5.12、圖 5.13 能改善二極體並聯不均流的問題。

如圖 2.15、圖 3.3，設  $V_{n21} \approx V_{n22} \approx V_{n2N}$ ， $L_{31} \approx L_{32} \approx L_{3N}$

$$V_{n2k} \gg V_{f\_D1k}, \quad k=1, 2..N$$

$$V_{n21} - V_{f\_D11} \approx V_{n22} - V_{f\_D12} \approx V_{n2N} - V_{f\_D1N} \quad (5.1)$$

$$\frac{I_{L1}}{N} \approx \frac{V_{n21} - V_{f\_D11}}{L_{31}} \approx \frac{V_{n22} - V_{f\_D12}}{L_{32}} \approx \frac{V_{n2N} - V_{f\_D1N}}{L_{3N}} \quad (5.2)$$

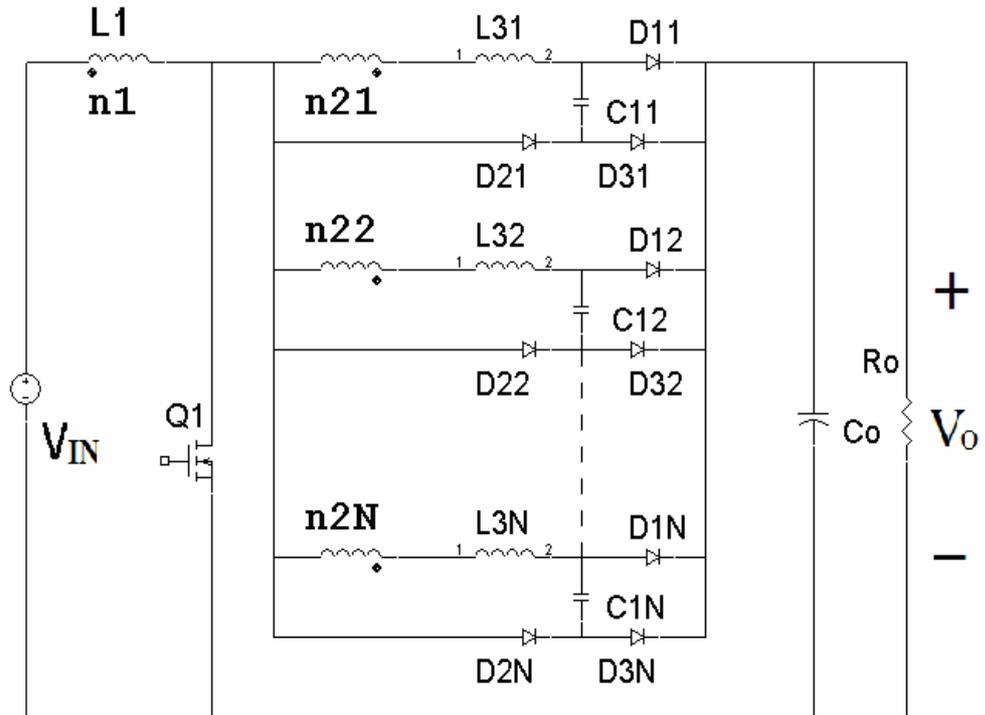


圖 5.12 多個連接式電感被動式無損耗緩衝器之 1

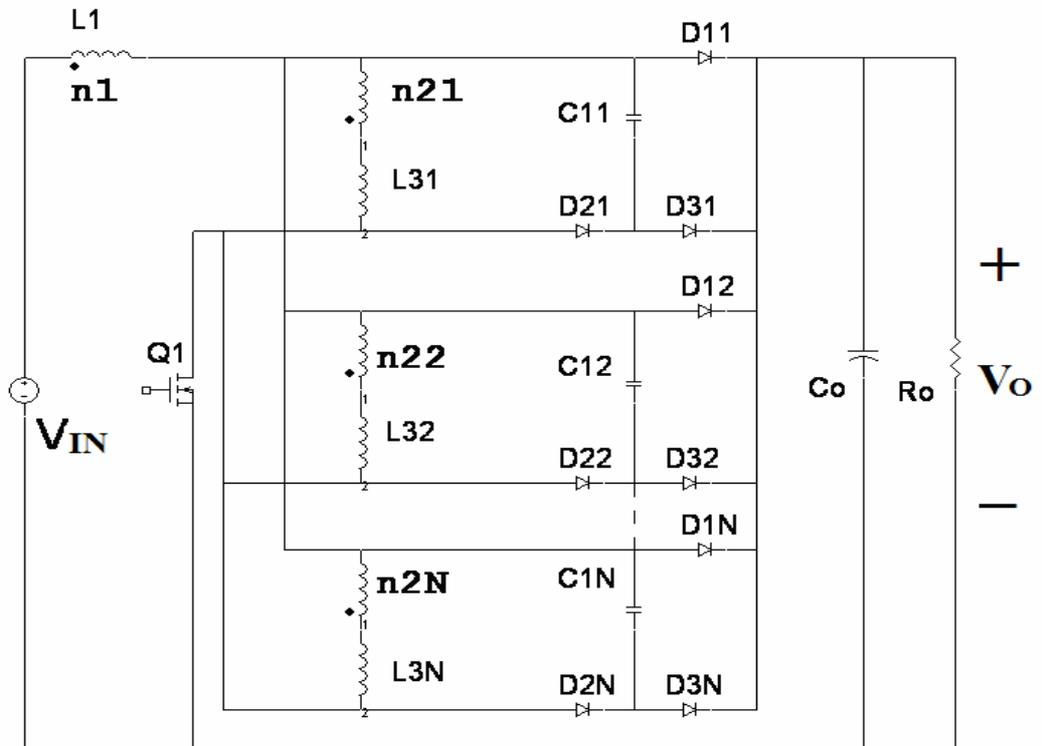


圖 5.13 多個連接式電感被動式無損耗緩衝器之 2

# 第六章

## 結論與展望

### 6.1 結論

被動式柔切換發展到現在雖然有很多年，實際應用上反而不多，如 PFC 升壓轉換器 500 Watt 以上大抵用主動式柔切換，效率並未比被動式柔切換高，主要是大家以為主動式柔切換效率一定比被動式柔切換效率較高，其實效率差異不大，反而增加時序控制線路與一個輔助的功率開關，導致零件過多，不易在線路板繪圖，希望本文的研究能對被動式柔切換設計與分析上有些貢獻。

本文連接式電感零電流柔切換技降低了功率開關的導通損耗與二極體反向恢復的峰值反向電流，並改善了轉換器的效率，此技術驅動線路簡單，不需時序控制線路，並較主動式柔切換線路少一個輔助開關，零件數目也少了很多，並可推展應用在其他型式的功率轉換器。本文另一個被動式截止柔切換技術，雖然未能改善轉換器的效率，但降低了功率開關截止的切換損耗。

雖然圖 3.10 達到了功率開關導通與截止零電流柔切換功能，但圖 3.10 柔切換線零件數目比圖 2.1 硬切換線路多了共 7 個零件，在線路板繪圖上會有些困難。

### 6.2 展望

針對上述，若能整合  $D_1$ 、 $D_3$  設計成一個 3 支腳包裝的二極體功率零件，及  $D_2$ 、 $D_5$  亦設計成一個 3 支腳包裝的二極體功率零件，如此減少繪圖的面積，繪圖

亦較容易，使用度也會相對提高。

結合交錯式(interleave)技術與邊界式(Boundary)技術來設計 300~600 Watt 升壓轉換器，亦可達到導通零電流切換功能，並能降低零件電流的有效值，改善邊界式(Boundary) 轉換器尖峰電流過高的缺點，損耗所發生的熱也可以分散，適用在無風扇散熱的環境，但是控制線路複雜必須開發成一個 ASIC，才能應用於實際的產品。



## 參考文獻

- [1] 李曜州, “以半橋式 LLC 串並聯共振轉換器設計個人電腦之電源供應器,” 逢甲大學電機工程系碩士論文, 2006.
- [2] 孫逸鈞, “共振開關式轉換器蓄電池充電器之研究,” 崑山科技大學電機工程系碩士論文, 2004.
- [3] H. Levy, I. Zafrany, G. Ivensky, and S. Ben-Yaakov, “Analysis and evaluation of a lossless turn-on snubber,” in *Proc. IEEE APEC*, 1996, pp. 757-763.
- [4] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, “Analysis, design, and performance evaluation of flying-capacitor passive lossless snubber applied to PFC boost converter,” in *Proc. IEEE APEC*, 2002, pp. 757-763.
- [5] K. M. Smith and K. M. Smedley, “Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters-Part I : with minimum voltage stress circuit cells,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.16, pp. 336-344, May 2001.
- [6] X. Wu, X. Jin, L. Huang, and G. Feng, “A lossless snubber for DC/DC converters and its application in PFC,” in *Proc. IEEE IPEDC*, 2000, pp. 1144-1149.
- [7] C. J. Tseng and C. L. Chen, “A passive lossless snubber cell for nonisolated PWM DC/DC converters,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.45, pp. 593-601, Aug.1998.
- [8] Q. Zhao, F. Tao, F. C. Lee, P. Xu, and J. Wei, “A simple and effective method to alleviate the rectifier reverse-recovery problem in continuous-current-mode boost converters,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.16, pp. 649-658, Sep. 2001.
- [9] J. H. Park and B. H.Cho, “The zero voltage switching (ZVS) critical conduction

- mode (CRM) buck converter with tapped-inductor,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, pp. 762-774, July 2005.
- [10] J. A. Correa Pinto, A. A. Perrira, V. J. Farias, L. C. De Ferrias, and J. B. Viertista Jr, “A new boost converter using a non-dissipative snubber,” in *Proc. IEEE PESC*, 1996, pp. 397-401.
- [11] Y. Jang and M. M. Jovanović, “A new, soft-switched, high-power-factor boost converter with IGBTs,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, Nov. 4 pp. 397-401, July 2002.
- [12] B. Feng and D. Xu, “1-kW PFC converter with compound active-clamping,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, pp. 324-331, Mar. 2005.
- [13] M. M. Jovanović and Y. Jang, “A novel active snubber for high-power boost converters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, pp. 278-284, Mar. 2000.
- [14] G. Moschopoulos, P. Jain, Y. F. Liu, and G. Joos, “A zero-voltage switched PWM boost converter with an energy feedforward auxiliary circuit,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, pp. 653-662, July 1999.
- [15] Y. Jang, D. L. Dillman, and M. M. Jovanović, “A new soft-switched PFC boost rectifier with integrated flyback converter for stand-by power,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, pp. 66-72, Jan. 2006.
- [16] I. Matsuura, K. M. Smith, and K. M. Smedley, “A comparison of active and passive soft switching methods for PWM converters,” in *Proc. IEEE. PESC*, 1998, pp. 94-100.
- [17] J. Y. Lee, Y. M. Chang, W. I. Tsai, and Y.Y. Sun, “A new soft switching transition PWM boost converter for power factor correction using parallel resonant tank,” in *Proc. IEEE IECON*, 1993, pp. 942-947.
- [18] A. Guerra, K. Andoh, and S. Fimiani, “Ultra-fast recovery diodes meet today’s requirements for high frequency operation and power ratings in SMPS

applications Applications,” International Rectifier technical library, 2000.

[19] Data Sheet for SPP20N60C3, Infineon Technologies, 2001.

[20] Data Sheet for HFA15TB60, International Rectifier, 2001.



# 附錄一

圖 A3 為圖 3.4 在開關  $Q_1$  導通切換期間的等效迴路。此地忽略二極體導通時的電壓對線路分析的影響，並令二極體導通時電壓為  $V_{f,D1} = V_{f,D2} = V_{f,D3} = 0\text{ V}$ ，以便分析。將圖 3.4 根據網路分析的 Laplace 轉換方法繪成如圖 A3。

這裏利用 Laplace 轉換方法將電感  $L$ 、電容  $C$  網路各繪成如圖 A1、圖 A2 的 Laplace 轉換電路。

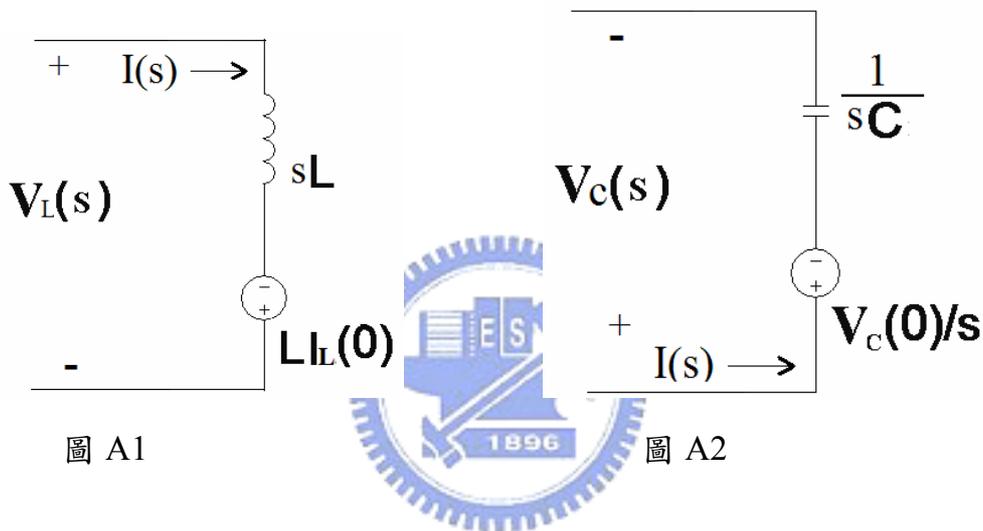
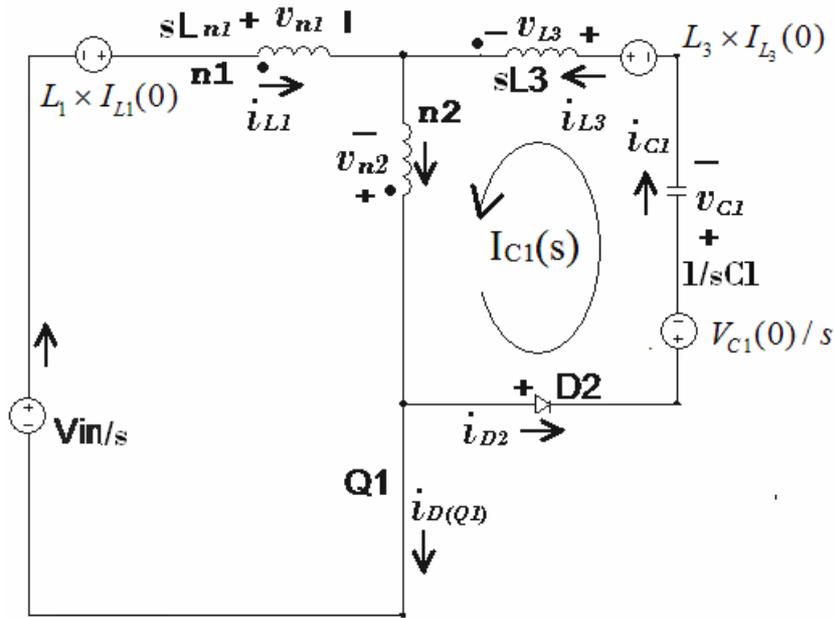


圖 A1：電感  $L$  含初始電流的 Laplace 轉換電路，轉換式如下

$$V_L(s) = sL \times I(s) - L \times I_L(0)$$

圖 A2：電容  $C$  含初始電壓的 Laplace 轉換電路，轉換式如下

$$V_C(s) = \frac{1}{sC} \times I_C(s) + \frac{V_C(0)}{s}$$



圖

A3: 圖 3.4  $Q_1$  導通的 Laplace 等效迴路

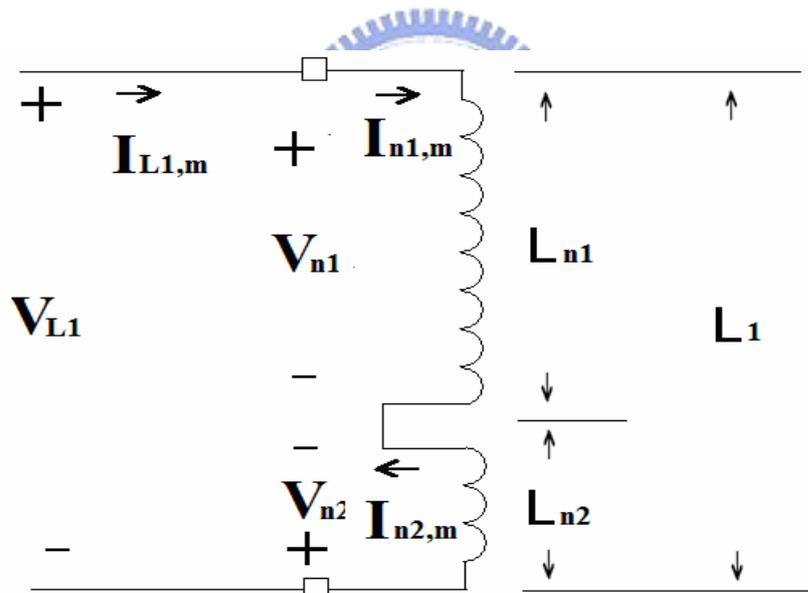


圖 A4: 耦合線圈串聯的結構

設  $n_1 \gg n_2$ ,  $L_{n1} \gg L_{n2}$ , 在  $Q_1$  導通時, 求  $L_1$ 、 $L_2$  電感的激磁電流  $I_{m,L1}(s)$ 、 $I_{m,L2}(s)$ 。

$$V_{n1}(s) = sn_1 \Phi_m(s) = sL_{n1} I_{m,n1}(s) + sL_{n2} \frac{n_1}{n_2} I_{m,n2}(s) \quad (\text{A.1})$$

$$V_{n2}(s) = sn_2 \Phi_m(s) = sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} I_{m,L1}(s) + sL_{n2} I_{m,n2}(s) \quad (\text{A.2})$$

$$L_{n2} = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_{n1} \quad (\text{A.3})$$

從圖 A4 可知耦合線圈串聯  $I_{m,n1}(s)$  等於  $(s) I_{m,n2}$  如下式：

$$I_{m,n1}(s) = -I_{m,n2}(s) \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{aligned} V_{IN} / s &= V_{n1}(s) - V_{n2}(s) \\ &= sL_{n1} I_{m,n1}(s) + sL_{n2} \frac{n_1}{n_2} I_{m,n2}(s) - sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} I_{m,L1}(s) - sL_{n2} I_{m,n2}(s) \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

$$V_{IN} / s = sL_{n1} I_{m,n1} - s\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_{n1} \frac{n_1}{n_2} I_{m,n1} - sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} I_{m,L1} + s\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_{n1} I_{m,n1} \quad (\text{A.6})$$

$$V_{IN} / s = \left[ sL_{n1} - s\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_{n1} \frac{n_1}{n_2} - sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} + s\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_{n1} \right] I_{m,n1}(s) \quad (\text{A.7})$$

$$V_{IN} / s = \left[ sL_{n1} - s\left(\frac{n_2}{n_1}\right) L_{n1} - sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} + s\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_{n1} \right] I_{m,n1}(s) \quad (\text{A.8})$$

$$V_{IN} / s = \left[ s \frac{(n_1 - n_2)^2}{n_1^2} L_{n1} \right] I_{m,n1}(s) \quad (\text{A.9})$$

$$I_{m,n1}(s) = \frac{V_{IN} / s}{\left[ s \frac{(n_1 - n_2)^2}{n_1^2} L_{n1} \right]} \quad (\text{A.10})$$

在  $Q_1$  截止時，求  $L_1$ 、 $L_2$  電感的激磁電流  $I_{m,L1}$ 、 $I_{m,L2}$ 。

$$\begin{aligned} V_o / s - V_{IN} / s &= -V_{n1}(s) - (-V_{n2}(s)) \\ &= -(sL_{n1} I_{m,n1}(s) + sL_{n2} \frac{n_1}{n_2} I_{m,n2}(s)) - (-sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} I_{m,L1}(s) + sL_{n2} I_{m,n2}(s)) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

$$V_O / s - V_{IN} / s = -(sL_{n1}I_{m,n1}(s) - s(\frac{n_2}{n_1})^2 L_{n1} \frac{n_1}{n_2} I_{m,n1}(s)) \\ - (-(sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} I_{m,L1}(s) - s(\frac{n_2}{n_1})^2 L_{n1} I_{m,n1}(s))) \quad (\text{A.12})$$

$$V_O / s - V_{IN} / s = -sL_{n1}I_{m,n1}(s) + s(\frac{n_2}{n_1})^2 L_{n1} \frac{n_1}{n_2} I_{m,n1}(s) + \\ sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} I_{m,L1}(s) - s(\frac{n_2}{n_1})^2 L_{n1} I_{m,n1}(s) \quad (\text{A.13})$$

$$V_O / s - V_{IN} / s = [-sL_{n1} + s(\frac{n_2}{n_1})L_{n1} + sL_{n1} \frac{n_2}{n_1} - s(\frac{n_2}{n_1})^2 L_{n1}]I_{m,n1}(s) \quad (\text{A.14})$$

$$V_O / s - V_{IN} / s = -[s \frac{(n_1 - n_2)^2}{n_1^2} L_{n1}]I_{m,n1}(s) \quad (\text{A.15})$$

$$I_{m,n1}(s) = \frac{-(V_O / s - V_{IN} / s)}{[s \frac{(n_1 - n_2)^2}{n_1^2} L_{n1}]} \quad (\text{A.16})$$

$$i_{m,n1}(t) = \frac{-(V_O - V_{IN}) \times t}{[\frac{(n_1 - n_2)^2}{n_1^2} L_{n1}]} \quad (\text{A.17})$$



求  $i_{C1}$  與  $V_{C1}$ ：在  $Q_1$  導通時，求  $I_{C1}$  的電流與  $V_{C1}$  的電壓。

在  $Q_1$  導通時，二極體  $D_1$  會截止，截止時二極體反向電流為  $I_{RR}$ ，此時電流流過電感  $L_3$ ，故可設  $Q_1$  導通時電感  $L_3$  的初時電流為  $I_{L3}(0) = I_{RR}$ 。而電容  $C_1$  在  $Q_1$  截止時，假設電容已被放完電，故可設  $Q_1$  導通時電容  $C_1$  的初時電壓  $V_{C1}(0)$  為零。

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_1} I_{C1}(s) \quad (\text{A.18})$$

$$V_{n2}(s) + L_3 I_{L3}(0) - sL_3 I_{C1}(s) - \frac{1}{sC_1} I_{C1}(s) - V_{C1}(0) / s = 0 \quad (\text{A.19})$$

$$\left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \frac{V_{IN}}{s} + L_3 I_{RR} - (sL_3 + \frac{1}{sC_1}) I_{C1}(s) = 0 \quad (\text{A.20})$$

$$\left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \frac{V_{IN}}{s} + L_3 I_{RR} - (sL_3 + \frac{1}{sC_1}) I_{C1}(s) = 0 \quad (\text{A.21})$$

$$I_{C1}(s) = \frac{1}{L_3(s^2 + \frac{1}{L_3 C_1})} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} + \frac{sI_{RR}}{(s^2 + \frac{1}{L_3 C_1})} \quad (\text{A.22})$$

$$I_{C1}(s) = \sqrt{L_3 C_1} \frac{1}{\sqrt{L_3 C_1} L_3(s^2 + \frac{1}{L_3 C_1})} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} + \frac{sI_{RR}}{(s^2 + \frac{1}{L_3 C_1})} \quad (\text{A.23})$$

$$i_{C1}(t) = \frac{1}{L_3} \sqrt{L_3 C_1} \sin(\omega t) \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} + I_{RR} \cos(\omega t) \quad (\text{A.24})$$

$$\omega = 1/\sqrt{L_3 C_1} \quad (\text{A.25})$$

$$i_{C1}(t) = \frac{V_{IN}}{\sqrt{L_3/C_1}} \sin(\omega t) \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) + I_{RR} \cos(\omega t) \quad (\text{A.26})$$

當  $Q_1$  導通時， $I_{C1}$  降到零安培時所須的時間，設  $I_{C1}(t_3)=0$  代入(A.27)可得下式。

$$0 = \frac{V_{IN}}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \sin(\omega t_3) + I_{RR} \cos(\omega t_3) \quad (\text{A.27})$$

$$t_3 = \frac{1}{\omega} \arctan\left(-\frac{I_{RR} \sqrt{\frac{L_3}{C_1}}}{\left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN}}\right) \quad (\text{A.28})$$

$$I_{C1\_PEAK} = \left\{ \left[ \frac{V_{IN}}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \right]^2 + I_{RR}^2 \right\}^{0.5} \quad (\text{A.29})$$

求  $V_{C1}$ ：將  $I_{C1}(s)$  結果(A.22)待入  $V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_1} I_{C1}(s)$  可得如下式：

$$\begin{aligned}
V_{C1}(s) &= \frac{1}{sC_1} I_{C1}(s) \\
&= \frac{1}{sC_1} \frac{1}{L_3(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} + \frac{1}{sC_1} \frac{sI_{RR}}{(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})}
\end{aligned} \tag{A.30}$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sL_3C_1} \frac{1}{(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} + \frac{1}{C_1} \frac{1}{(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} I_{RR} \tag{A.31}$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sL_3C_1} \sqrt{L_3C_1} \frac{1}{(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} + \frac{1}{C_1} \sqrt{L_3C_1} \frac{1}{(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} I_{RR} \tag{A.32}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_3C_1}}$$

$$\begin{aligned}
v_{C1}(t) &= \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} - \frac{1}{L_3C_1} \sqrt{L_3C_1} \frac{1}{\omega} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} \cos(\omega t) \\
&\quad + \frac{1}{C_1} \sqrt{L_3C_1} I_{RR} \sin(\omega t)
\end{aligned} \tag{A.33}$$

$$v_{C1}(t) = \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} - \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) V_{IN} \cos(\omega t) + \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \sin(\omega t) \tag{A.34}$$

在(A.27)各乘  $\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}$  可得下式。

$$0 = V_{IN} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \sin(\omega t_3) + \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \cos(\omega t_3) \tag{A.35}$$

將(A.35)平方可得下式

$$\begin{aligned}
0 &= \left[ V_{IN} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \sin(\omega t_3) \right]^2 + \left[ \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \cos(\omega t_3) \right]^2 + \\
&\quad 2 \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \times V_{IN} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \sin(\omega t_3) \cos(\omega t_3)
\end{aligned} \tag{A.36}$$

將(A.34)左右兩邊各減  $(\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN}$  可得下式

$$v_{C1}(t) - (\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN} = -(\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN} \cos(\omega t) + \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \sin(\omega t) \quad (A.37)$$

將(A.37)平方得下式

$$\begin{aligned} [v_{C1}(t) - (\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN}]^2 &= [(\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN} \cos(\omega t)]^2 + [\sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \sin(\omega t)]^2 \\ &\quad - 2\sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} V_{IN} (\frac{n_2}{n_1-n_2}) \sin(\omega t) \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (A.38)$$

在  $t_3$  時，將(A.36)加(A.38)得(A.39)，由(A.39)可求得  $V_{C1}(t_3)$  如(A.40)，因為此時  $I_{C1}$  降到零安培， $C_1$  停止充電， $C_1$  電壓又被  $D_2$ 、 $D_5$  二極體阻擋， $C_1$  的電壓無法放電，所以  $V_{C1}$  最大電壓可(A.40)求得。

$$[v_{C1}(t_3) - (\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN}]^2 = [(\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN}]^2 + [\sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR}]^2 \quad (A.39)$$

$$v_{C1}(t_3) = (\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN} + \{[(\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN}]^2 + [\sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR}]^2\}^{0.5} \quad (A.40)$$

因為  $V_{n2} = (\frac{n_2}{n_1-n_2})V_{IN}$ ，將  $Q_1$  導通時的  $V_{n2}$  改成  $V_{n2\_ON}$  (參考第三章的(3.28))，待

入(A.40)可得下式；

$$v_{C1}(t_3) = V_{n2\_ON} + \{V_{n2\_ON}^2 + \frac{L_3}{C_1} \times I_{RR}^2\}^{0.5} \quad (A.41)$$

## 附錄二

圖 B1 為圖 3.4 在開關  $Q_1$  截止切換期間時的等效迴路，並假設

$$V_{f,D1}=V_{f,D2}=V_{f,D3}=0 \text{ V}。$$

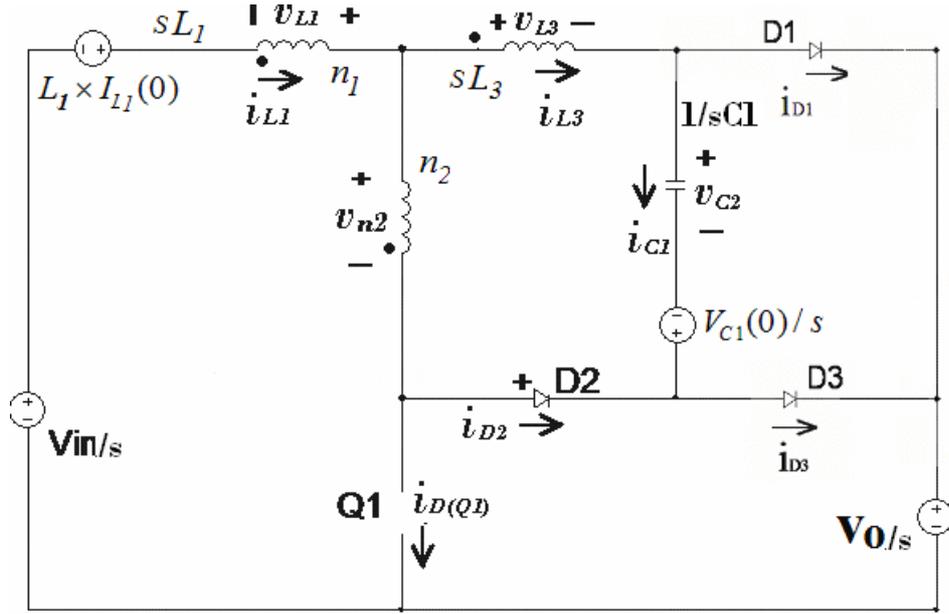


圖 B1: 圖 3.4  $Q_1$  開關截止時的 Laplace 等效迴路

計算圖 B1 中的 KVL 迴路，以求得開關  $Q_1$  截止時的  $V_{C1}(t)$  與  $I_{L3}(t)$ ，KVL 如 (B.4) 式。在  $Q_1$  截止時，求  $I_{C1}$  的電流與  $V_{C1}$  的電壓。迴路電流  $I_{L3}(s)=I_{C1}(s)$ ，在  $Q_1$  截止前，二極體  $D_1$  已截止，故可設電感  $L_3$  的初時電流為  $I_{L3}(0)=0$ 。而電容  $C_1$  已被停止充電，故可設  $Q_1$  截止前電容  $C_1$  的初時電壓  $V_{C1}(0)$  如 (A.41)。從第三章 (3-40) 可得  $Q_1$  截止時  $V_{n2}$  的電壓振幅如 (B.1)。

$$V_{n2\_OFF} = \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) \frac{V_O - V_{IN}}{s} \quad (\text{B.1})$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sC_1} I_{C1}(s) + V_{C1}(0)/s \quad (\text{B.2})$$

$$V_{L3}(s) = sL_3 I_{L3}(s) + L_3 I_{L3}(0) \quad (\text{B.3})$$

從 KVL 定律可得圖 B1 的  $n_2$ 、 $C_1$ 、 $L_3$  迴路的方程式如(B.4)。

$$V_{n_2}(s) = V_{C_1}(s) + V_{L_3}(s) - V_{C_1}(0)/s \quad (\text{B.4})$$

$$\left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \frac{V_O - V_{IN}}{s} = \frac{1}{sC_1} I_{C_1}(s) + sL_3 I_{C_1}(s) - V_{C_1}(0)/s \quad (\text{B.5})$$

$$\left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \frac{V_O - V_{IN}}{s} + V_{C_1}(0)/s = \left(sL_3 + \frac{1}{sC_1}\right) I_{C_1}(s) \quad (\text{B.6})$$

$$I_{C_1}(s) = \frac{1}{\left(sL_3 + \frac{1}{sC_1}\right)} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \frac{V_O - V_{IN}}{s} + \frac{V_{C_1}(0)/s}{\left(sL_3 + \frac{1}{sC_1}\right)} \quad (\text{B.7})$$

$$I_{C_1}(s) = \frac{1}{L_3\left(s^2 + \frac{1}{L_3C_1}\right)} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) (V_O - V_{IN}) + \frac{V_{C_1}(0)}{L_3\left(s^2 + \frac{1}{L_3C_1}\right)} \quad (\text{B.8})$$

$$I_{C_1}(s) = \sqrt{L_3C_1} \frac{1}{L_3\left(s^2 + \frac{1}{L_3C_1}\right)} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) (V_O - V_{IN}) + \sqrt{L_3C_1} \frac{1}{L_3\left(s^2 + \frac{1}{L_3C_1}\right)} V_{C_1}(0) \quad (\text{B.9})$$

$$i_{C_1}(s) = \frac{1}{L_3} \sqrt{L_3C_1} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) (V_O - V_{IN}) \sin(\omega t) + \frac{1}{L_3} \sqrt{L_3C_1} V_{C_1}(0) \sin(\omega t) \quad (\text{B.10})$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_3C_1}} \quad (\text{B.11})$$

$$i_{C_1}(t) = \frac{(V_O - V_{IN})}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right) \sin(\omega t) + \frac{V_{C_1}(0)}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \sin(\omega t) \quad (\text{B.12})$$

$$I_{C_1}(t) = \frac{V_{n_2\_OFF} + V_{C_1}(0)}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \sin(\omega t) \quad (\text{B.13})$$

根據 KCL 定律， $I_{L_1} = I_{C_1} + I_{D_2}$ ，在  $I_{C_1} = I_{L_1}$  時， $i_{D_2} = 0$ ，因為  $i_{D_2} = 0$ ，使得  $Q_1$

再度導通時，沒有二極體  $D_2$  的少數載子對  $Q_1$  造成切換損耗。

設  $I_{C1} = I_{L1}$  代入(B.13)可得(B.14)與(B.15)。(參考第三章說明)

$$t_7 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left( \frac{I_{L1}}{(V_O - V_{IN}) \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) + V_{C1}(0)} \times \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} \right) \quad (\text{B.14})$$

$$t_7 = \sqrt{L_3 C_1} \sin^{-1} \left( \frac{I_{L1}}{(V_O - V_{IN}) \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) + V_{C1}(0)} \times \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} \right) \quad (\text{B.15})$$

$$\sin(\omega t_7) = \frac{I_{L1}}{\frac{(V_O - V_{IN}) \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) + V_{C1}(0)}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}}} \leq 1 \quad (\text{B.16})$$

$$I_{L1} \leq \frac{(V_O - V_{IN}) \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) + V_{C1}(0)}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \quad (\text{B.17})$$

當滿足(B.17)式，可使得開關  $Q_1$  截止時，二極體  $D_2$  的電流降到零安培。

因為  $V_{n2\_OFF} = \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) (V_O - V_{IN})$  從 (B.14) 可知  $V_{n2\_OFF}$  的電壓振幅愈大，則二極體

$D_2$  的電流降到零安培的時間愈短。其中  $V_{C1}$  即為  $Q_1$  截止前  $C_1$  的電壓如(A.40)。

$$V_{C1}(0) = \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) V_{IN} + \left\{ \left[ \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) V_{IN} \right]^2 + \left[ \sqrt{\frac{L_3}{C_1}} I_{RR} \right]^2 \right\}^{0.5} \quad (\text{A.40})$$

若將繞組  $n_2$  取消，設  $n_2=0$ ，將(A.40)待入(B.17)可以得到  $I_{RR} \geq I_{L1}$  成立時，

會使得  $I_{C1} = I_{L1}$ ，意即開關  $Q_1$  截止時，二極體  $D_2$  的電流降到零安培，結論與[3]

相同， $Q_1$  截止切換瞬間甚短，電感  $L_1$  的電流可視為定電流源來分析。

將  $Q_1$  截止時的  $V_{n2}$  改成  $V_{n2\_OFF}$ ，(B.17) 可以化簡如下式；

$$I_{L1} \leq \frac{V_{n2\_OFF} + V_{C1}(0)}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \quad (\text{B.18})$$

另外  $V_{C1}(0)$  即為  $Q_1$  截止前  $C_1$  的電壓如附錄一(A.41)，代入(B.18)可得(B.19)。

從(B.19)可知，電感  $L_1$  的繞組  $n_2$  與  $D_1$  二極體電流二極體的反向電流決定了二極體  $D_2$  的電流是否可以降到零安培。

$$v_{C1}(t_3) = V_{n2\_ON} + \left\{ V_{n2\_ON}^2 + \frac{L_3}{C_1} \times I_{RR}^2 \right\}^{0.5} \quad (\text{A.41})$$

$$I_{L1} \leq \frac{V_{n2\_OFF} + V_{n2\_ON} + \left\{ V_{n2\_ON}^2 + \frac{L_3}{C_1} \times I_{RR}^2 \right\}^{0.5}}{\sqrt{\frac{L_3}{C_1}}} \quad (\text{B.19})$$

如果沒有繞組  $n_2$ ， $V_{n2\_OFF} = V_{n2\_ON} = 0$ ，則(B.17)可化簡成如下式，與圖 2.6[3]、的參考結論相同，當  $I_{L1} \leq I_{RR}$ ，二極體  $D_2$  的電流才可以在  $Q_1$  截止前降到零安培。

$$I_{L1} \leq I_{RR} \quad (\text{B.20})$$

求  $V_{C1}$ ：

$$\begin{aligned} V_{C1}(s) &= \frac{1}{sC_1} I_{C1} \\ &= \frac{1}{sC_1} \frac{1}{L_3(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) (V_O - V_{IN}) + \frac{1}{sC_1} \frac{V_{C1}(0)}{L_3(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

$$V_{C1}(s) = \frac{1}{sL_3C_1} \sqrt{L_3C_1} \frac{1}{(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} \left( \frac{n_2}{n_1 - n_2} \right) (V_O - V_{IN}) + \frac{1}{sL_3C_1} \sqrt{L_3C_1} \frac{1}{(s^2 + \frac{1}{L_3C_1})} V_{C1}(0) \quad (\text{B.22})$$

$$v_{C1}(t) = \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right)(V_O - V_{IN})(1 - \cos(\omega t)) - V_{C1}(0) \cos(\omega t) \quad (\text{B.23})$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_1}}$$

因為  $V_{n2} = \left(\frac{n_2}{n_1 - n_2}\right)(V_O - V_{IN})$  代入(B.21)可得下式

$$v_{C1}(t) = V_{n2\_OFF}(1 - \cos(\omega t)) - V_{C1}(0) \cos(\omega t) \quad (\text{B.24})$$

$C_1$  的電壓降到零伏特時  $v_{C1}(t_9) = 0$ ，所需的時間，由(B.24)可得下式

$$t_9 = \frac{1}{\omega} \cos^{-1} \left( \frac{V_{n2\_OFF}}{V_{n2\_OFF} + V_{C1}(0)} \right) \quad (\text{B.25})$$



### 附錄三

圖 C<sub>1</sub> 為圖 3.10 在開關  $Q_1$  導通切換期間的等效迴路。

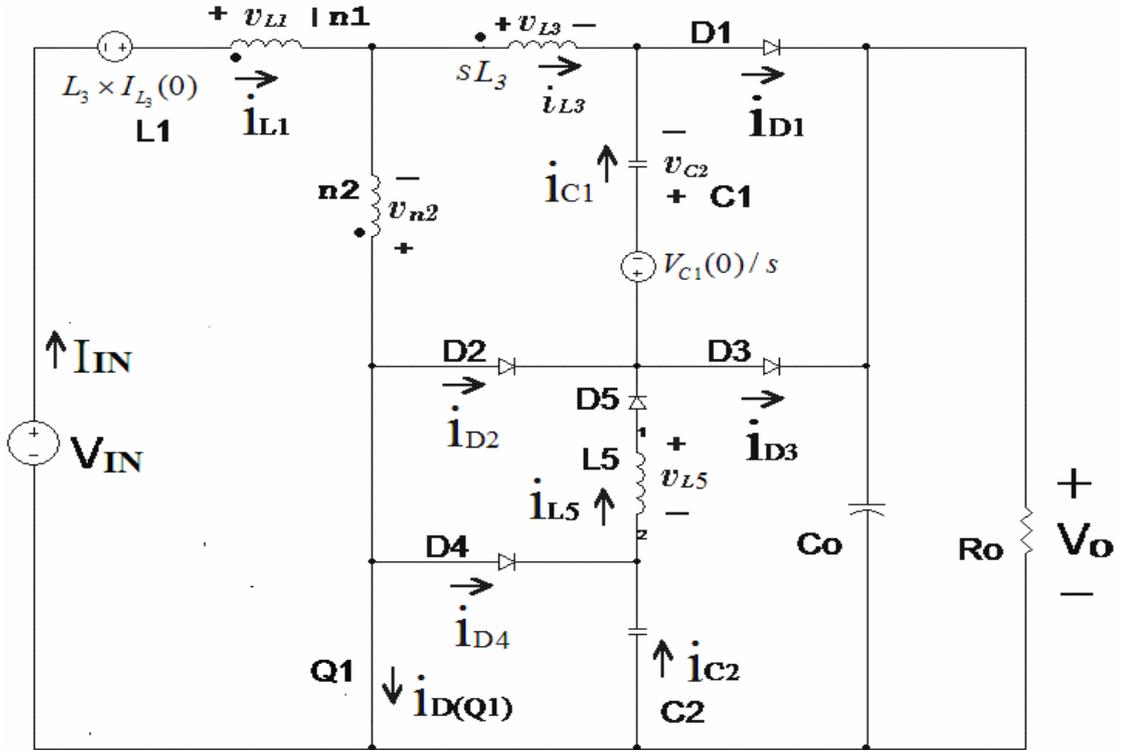


圖 C<sub>1</sub>: 圖 3.10 中  $Q_1$  開關導通時  $L_3$ 、 $C_1$  的等效迴路

在  $Q_1$  導通時， $C_2$  透過諧振迴路  $C_2$ 、 $L_5$ 、 $D_5$ 、 $D_2$ 、 $Q_1$  放電如(C.1)式。

$$V_{C_2}(0)/s = I_{C_2}(s) \times (1/sC_2 + sL_5) \quad (C.1)$$

因為  $V_{C_2}(0) = V_o$

$$V_o/s = I_{C_2}(s) \times (1/sC_2 + sL_5) \quad (C.2)$$

$$I_{C_2}(s) = (V_o/L_5)/(s^2 + 1/L_5C_2) \quad (C.3)$$

$$i_{C_2}(t) = \frac{V_o}{\sqrt{L_5/C_2}} \sin(\omega_1 t) \quad (C.4)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_5C_2}}$$

如圖 C<sub>1</sub> 中的電容 C<sub>2</sub> 在 Q<sub>1</sub> 導通前的電壓等於輸出電壓 V<sub>C2</sub>=V<sub>O</sub>，在 Q<sub>1</sub> 導通切換期間，C<sub>2</sub> 的電壓 V<sub>C2</sub> 透過 C<sub>2</sub> 電壓經 C<sub>2</sub>、L<sub>5</sub>、D<sub>5</sub>、C<sub>1</sub>、L<sub>3</sub>、n<sub>2</sub>、Q<sub>1</sub> 迴路對 L<sub>5</sub>、C<sub>1</sub>、L<sub>3</sub> 充電，直到 C<sub>2</sub> 降到零伏特左右 V<sub>C2</sub> ≈ 0，此時電容 C<sub>2</sub> 電壓被 Q<sub>1</sub> 導通的電壓 V<sub>DS1\_ON</sub> 與 D<sub>4</sub> 導通的電壓 V<sub>f,D4</sub> 箝位住如 V<sub>DS1\_ON</sub> = V<sub>f,D4</sub> + V<sub>C2</sub>，所以 C<sub>2</sub> 不再參于迴路動作。

而 L<sub>5</sub>、L<sub>3</sub> 的電流再經 L<sub>5</sub>、D<sub>5</sub>、C<sub>1</sub>、L<sub>3</sub>、n<sub>2</sub>、D<sub>4</sub> 迴路諧振對 C<sub>1</sub> 充電，因為 D<sub>2</sub>、D<sub>5</sub> 的阻擋，迴路停止動作，設迴路動作期間，忽略二極體導通的損耗與寄生於電感電容的電阻損耗，所以 C<sub>2</sub> 的能量 E<sub>C2</sub> =  $\frac{C_2 \times V_{C2}(0)^2}{2} = \frac{C_2 \times V_O^2}{2}$ ，可以假設完全轉移到 C<sub>1</sub>。

再從不含電容 C<sub>2</sub> 的線路附錄 1，計算 Q<sub>1</sub> 導通時 C<sub>1</sub> 的電壓 v<sub>C1</sub>(t<sub>2</sub>) 如(A.40)

式。其儲存能量 E<sub>C1</sub> =  $\frac{1}{2} C_1 \times v_{C1}(t_2)^2$ 。

由於能量是純量而非向量，可個別計算，再加總起來，得到 C<sub>1</sub> 在 Q<sub>1</sub> 導通的最終值如(C.5)，再由(C.5)可得 C<sub>1</sub> 的電壓 V<sub>C1</sub>(t<sub>4</sub>) 如(C.6)。也可先設定 C<sub>1</sub> 的電壓倒求 C<sub>1</sub> 的電容值如(C.7)。

$$\frac{1}{2} C_1 \times v_{C1}(t_4)^2 = \frac{1}{2} C_1 \times v_{C1}(t_2)^2 + \frac{1}{2} C_2 \times V_{C2}(0)^2 \quad (C.5)$$

$$v_{C1}(t_4) = \sqrt{v_{C1}(t_2)^2 + C_2 \times v_{C2}(0)^2 / C_1} \quad (C.6)$$

$$C_1 = \frac{C_2 \times V_{C2}(0)^2}{[v_{C1}(t_4)^2 - v_{C1}(t_2)^2]} \quad (C.7)$$

## 附錄 4

圖 D1 為圖 3.10 在開關  $Q_1$  截止切換期間時的等效迴路，在二極體  $D_2$  導通前，從圖 D1 可知輸入電流  $I_{IN}$  等於電感  $L_1$  的電流，因為  $Q_1$  在導通切換過程與截止切換過程時間短暫， $I_{IN}$  輸入電流值變動不大，分析時可將輸入電流  $I_{IN}$  視為定電流源。在  $Q_1$  導通狀態結束，進入  $Q_1$  截止前時， $L_3$  的電感電流等於電感  $L_1$  的電流。所以  $L_3$  的初始電流為  $i_{L3}(0) = I_{IN}$ ， $C_1$  的初始電壓  $V_{C1}(0)$ ，即為開關  $Q_1$  截止前的  $C_1$  的電壓，可參考附錄 3 (C.6) 式。 $Q_1$  截止前的  $C_2$  的初始電壓  $V_{C2}(0) = 0$ 。此地假設  $V_{C1}(0) \gg V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $V_{D3}$ ，並令二極體導通時電壓為  $V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = 0$  V，在開關

$Q_1$  截止切換期間  $V_{n2} = (V_O - V_{IN}) \times \frac{n_2}{n_1 - n_2}$ 。

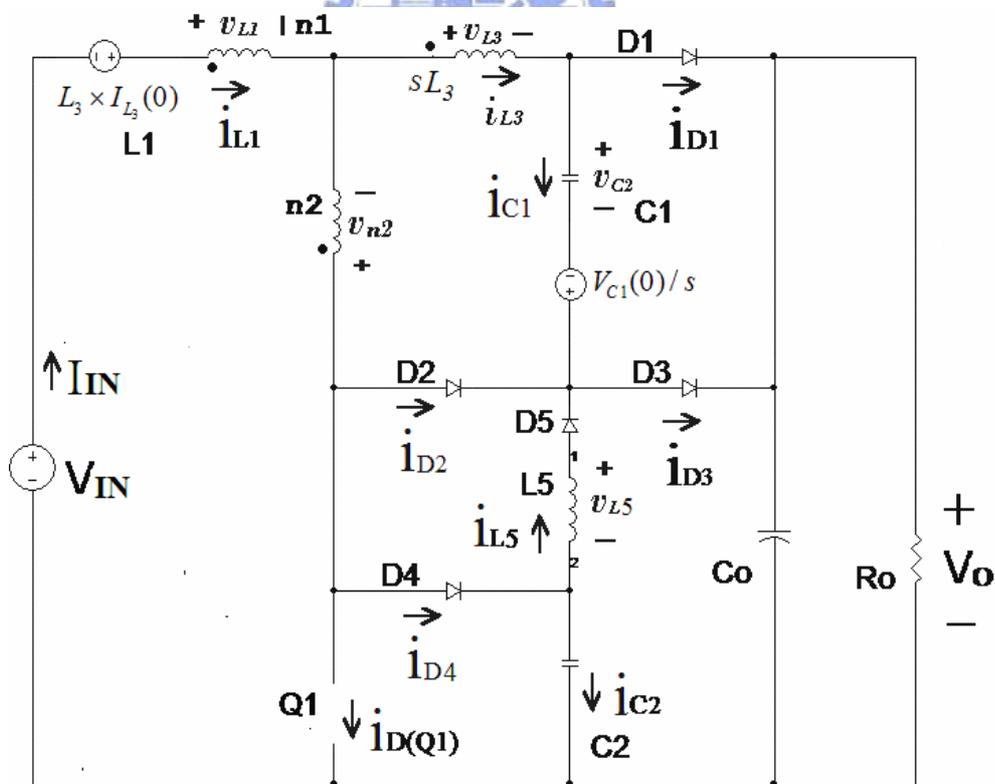


圖 D1: 圖 3.10 中  $Q_1$  開關導通時  $L_3$ 、 $C_1$  的等效迴路

圖 3.10 可分成兩個迴路來分析，其中一個迴路，由  $I_{IN}$ 、 $V_{n2}$ 、 $D_2$ ，與  $C_2$  構成，

此迴路在開關  $Q_1$  截止開始時，主要  $I_{IN}$  以幾近定電流源對  $C_2$  充電，由於充電時間甚短，所以  $I_{IN}$  電流變化甚小，所以可以把  $I_{IN}$  當作定電流源。當  $C_2$  充電到與輸出電壓  $V_O$  相同時， $I_{IN}$  改由  $D_2$ 、 $D_3$  流到輸出不再對  $C_2$  充電， $C_2$  電壓如(D.1)。

$$v_{C_2}(t) = \frac{I_{IN} \times t}{C_2} \quad (D.1)$$

另一個迴路不含  $L_5$ 、 $D_4$ 、 $D_5$ ，與  $C_2$  的零件如圖 3.4 線路，分析與附錄 2 亦相同，這裡就不在分析。

