

國立東華大學
電機工程學系
碩士論文

指導教授：謝欣然 博士

磁集成設計於主動箝位順向式轉換器

Integrated Magnetics for Active-Clamped
Forward Converters



研究生：王定宏

中華民國九十四年七月

誌謝

本論文得以順利完成，首先由衷感謝指導教授謝欣然老師的敦敦教誨與指導，以認真、用心的研究態度指導學生專業知識、思考能力及學理上的啟發，在此制上最誠摯的謝意。

其次感謝國立東華大學林法正教授、國立清華大學潘晴財教授、國立台灣大學陳秋麟教授及國立成功大學李嘉猷教授對本論文的指正與建議，使得本論文得以更加完善，在此至上最高的敬意與謝意。

再來感謝實驗室的學長堃峯、訓豪、慶志、裕弘、建名及同學明峰、啟明、君暉、建智、彥彰、陽暄在課業上與生活上給予我許多的幫助，還有學弟家祥、銘杰、尚育的加油與鼓舞，使得本論文得以順利付梓。

最後感謝我的父母在我研究所求學期間對我的關懷，使我得以順利完成學業，並將完成此論文的喜悅與家人、師長、朋友以及關心我的人一同分享。

王定宏 謹識於花蓮

2005年7月

中文摘要

本論文主要探討磁集成的方法運用於主動箝位順向式轉換器上的特性。探討主動箝位順向式轉換器上的電感元件，是利用磁通量的分佈比，使得轉換器的輸出電感可以與變壓器構成在一起。另一重點在於應用零電壓切換的技術應用於磁集成順向式轉換器上，降低功率開關上的切換損失。

在系統的小訊號分析方面，利用狀態空間平均法來推導出其狀態方程式，畫出其開迴路與閉迴路的波德圖，以驗證系統的穩定性。在此主動箝位順向式轉換器的動態分析是以 IsSpice 來模擬。根據預估的特性，提出主動箝位順向式轉換器的設計考量。規格為功率 $100W$ ，輸入 $DC160V$ ，輸出為 $DC12V$ 。依此設計，來將模擬與理論相互印證。

關鍵字：主動箝位順向式轉換器、磁集成

ABSTRACT

The objective of this thesis is to develop the integrated magnetics method design for the active-clamped forward converter. In general, additional inductances in the output stage of converters are needed for output current smoothing. This leads to the requirement of extra components placement in circuit layout. To release the use of the output inductances in converters, the integration design of the magnetic inductance into transformer is proposed. The design of the integrated magnetic inductance is based on the magnetic flux distribution in an E-type ferromagnetic core of transformers. By adding a set of windings in transformer, the additional output inductance is integrated and established. Moreover, the zero-voltage switching techniques are applied to the developed active-clamped forward converter to reduce the switching power loss in conversion.

A state-space averaging technique is used to drive the state equation of the converter. The Bode diagram of the open-loop and closed-loop system is given to analyze the system stability. The dynamic performance of the proposed converter is simulated by IsSpice. In this simulation, the specifications of the converter are given as follows: include: 160 V for input voltage, 12 V for output voltage, and the capability of the maximum power 100 W. Finally, the simulated illustrations are provided to validate the proposed converter design.

Keyword: Active-clamped forward converter, Integrated magnetics

目錄

中文摘要.....	
英文摘要.....	
目錄.....	
圖目錄.....	
表目錄.....	
第一章 緒論.....	1
1-1 研究背景.....	1
1-2 文獻回顧.....	2
1-3 論文架構.....	3
第二章 電磁感應.....	5
2-1 自感.....	5
2-2 互感.....	9
2-3 自感與互感間的關係.....	11
2-4 變壓器.....	13
第三章 主動箝位順向轉換器電感之集成.....	20
3-1 主動箝位順向式轉換器.....	20
3-2 主動箝位順向式轉換器的變形.....	23

3-3 鐵芯上的磁通量分佈設計.....	26
3-4 工作狀態推導.....	33
3-5 零件參數設計.....	43
第四章 控制方式與系統分析補償.....	47
4-1 控制方式.....	47
4-2 互補式開關控制電路.....	49
4-3 電流模式控制.....	52
4-4 系統小訊號分析.....	55
第五章 模擬結果.....	69
第六章 結論.....	91
參考文獻.....	92

圖目錄

圖 2-1 線圈所產生的磁場.....	5
圖 2-2 非磁性物質的磁化曲線.....	7
圖 2-3 磁性物質的磁化曲線.....	8
圖 2-4 線圈 I 對線圈 II 的互感現象.....	9
圖 2-5 線圈 II 亦對線圈 I 的互感現象.....	10
圖 2-6 理想變壓器其副次側不加負載.....	13
圖 2-7 雙繞組變壓器的等效電路.....	15
圖 2-8 量測互感值的方法.....	16
圖 3-1 基本的順向式轉換器.....	18
圖 3-2 升降壓主動箝位順向式轉換器.....	19
圖 3-3 主動箝位順向式轉換器電路.....	21
圖 3-4 主開關導通時的電路狀態.....	23
圖 3-5 輔助開關導通時的電路狀態.....	24
圖 3-6 符合輔助開關導通時的電路狀態.....	25
圖 3-7 重新設計過的主動箝位順向式轉換器.....	26
圖 3-8 雙 E 型鐵芯的尺寸與雙 E 型鐵芯的磁阻.....	27
圖 3-9 雙繞組於雙 E 型鐵芯.....	28

圖 3-10 設計出的變壓器.....	33
圖 3-11 狀態一之電路導通狀態.....	34
圖 3-12 狀態二之電路導通狀態.....	35
圖 3-13 狀態三之電路導通狀態.....	36
圖 3-14 狀態四的電路狀態.....	37
圖 3-15 各電感上的穩態電流波形.....	39
圖 3-16 主開關零電壓切換電壓對電流波形.....	40
圖 3-17 輔助開關上的電流 I_{ds2} 與 L_1 上的電流波形.....	42
圖 4-1 UC3842 的內部方塊圖.....	47
圖 4-2 工作頻率對 R_T	48
圖 4-3 工作週期對 R_T	49
圖 4-4 限制責任週期工作時序圖.....	50
圖 4-5 主開關與輔助開關的驅動訊號.....	51
圖 4-6 電流模式控制等效方塊圖.....	53
圖 4-7 電流模式控制達到電壓前饋.....	54
圖 4-8 輸出電感上的實際電流波形.....	55
圖 4-9 主開關導通, 輔助開關截止的等效電路.....	56
圖 4-10 主開關截止, 輔助開關導通的等效電路.....	56
圖 4-11 責任週期大於 0.5 電流擾動與誤差電壓的關係.....	60

圖 4-12	責任週期小於 0.5 電流擾動與誤差電壓的關係.....	60
圖 4-13	斜率補償穩定的條件.....	62
圖 4-14	電流模式控制電流與斜率補償的波形圖.....	63
圖 4-15	輸出負載上的電流與輸出電感上的電流的轉移函數.....	64
圖 4-16	系統的控制方塊.....	64
圖 4-17	已有斜率補償的迴路增益波德圖.....	66
圖 4-18	頻率補償的電路簡圖.....	67
圖 4-19	加入頻率補償的迴路增益波德圖.....	68
圖 5-1	主動箝位順向式轉換器電感集成之開迴路電路圖.....	74
圖 5-2	主開關與輔助開關的控制訊號.....	75
圖 5-3	主開關與輔助開關的驅動訊號.....	76
圖 5-4	開迴路滿載時各電感上的電流.....	77
圖 5-5	開迴路滿載時主開關的電流與電壓波形.....	78
圖 5-6	開迴路滿載時輔助開關的電流與電壓波形.....	79
圖 5-7	開迴路半載時各電感上的電流.....	80
圖 5-8	開迴路半載時主開關的電流與電壓波形.....	81
圖 5-9	開迴路半載時輔助開關的電流與電壓波形.....	82
圖 5-10	主動箝位順向轉換器電感集成之閉迴路電路圖.....	83
圖 5-11	閉迴路滿載時各電感上的電流.....	84

圖5-12 閉迴路滿載時主開關的電流與電壓波形.....	85
圖5-13 閉迴路滿載時輔助開關的電流與電壓波形.....	86
圖5-14 閉迴路半載時各電感上的電流.....	87
圖5-15 閉迴路半載時主開關上的電流與電壓波形.....	88
圖5-16 閉迴路半載時輔助開關上的電流與電壓波形.....	89
圖5-17 滿載與半載的輸出電流與電壓暫態響應波形.....	90

表目錄

表 3-1	耦合電感的設計值與實測值的比較.....	45
表 3-2	硬體電路規格參數表.....	46

第一章

緒論

1-1 研究背景

早期的電源供應器是線性電源供應器，線性電源供應器的優點為：電磁干擾小、電路簡單；而缺點為：重量較重，體積大、效率低。這也是讓研究人員不斷研究與改進的議題。交換式電源供應器因此應運而生。交換式電源供應器的優點為：重量輕、體積小、效率高、較寬廣的輸入電壓範圍。而缺點為：電磁干擾較嚴重、電路複雜、電路穩定度易受溫度的影響。

一般市面上的隔離型、中低功率的應用上，最常應用的轉換器為返馳式及順向式轉換器。其操作方式大多選擇傳統的 PWM 控制，使用硬切換的方式，使得切換雜訊大、效率差，然而其電路架構簡單，所以低價的電源供應器大都採用此種方式。本論文在轉換器的選擇上，選擇了主動箝位順向式轉換器來取代傳統的順向式轉換器，以抑制功率開關上的電壓突波，防止功率開關燒毀。並藉由探討主動箝位順向式轉換器上的電感元件，利用磁通量的分佈比，將兩獨立的電感

集成在一起。而在效率的考慮上，由於傳統的操作方式大都採用硬切換的方式，使得功率開關上的切換損增加，因此本文的另一重點是將零電壓切換的技術運用於磁集成之主動箝位順向式轉換器上，降低功率開關上的損失。

1-2 文獻回顧

傳統的順向式轉換器[1]，功率開關往往因為主次側電感上的電流突然消失，而使得功率開關上的電壓驟升而燒毀。在此探討主動箝位的技術[2-5]，將功率開關上的電壓箝制住。在本文中，為了集成主動箝位順向式轉換器上兩獨立的電感，參考了 [6-11]所提出對於磁集成技術的探討與設計，將兩相互獨立的電感集成在一起。然而在繞製變壓器[11-12]時，磁通量的分布在鐵芯上的腳位上，其等效的磁通量往往皆不相同。而在當作儲能電感用的繞組，通常會有較大的電流，容易導致有磁飽和的現象發生，為此設計較大的磁阻，防止磁飽和的現象發生。而在系統的建模上，採用[13-14]所提出的狀態空間平均法，得到所需要的狀態方程式，並利用斜率補償的方法，使系統能更快達到穩定。而在主動箝位轉換器上的箝位電容[15-18]，其值將會導致轉

換器有不穩定的情形發生，因此選用適當的電容值，防止振盪現象的發生。

1-3 論文架構

本論文之研究內容在於探討主動箝位順向式轉換器上的工作原理，並探討雙 E 型鐵芯上磁通量分佈及其零電壓切換之理論分析，接著電路設計與模擬分析。

全文將分為六章，各章內容如下所示：

第一章：緒論，說明研究背景及論文的架構概述。

第二章：介紹電磁感應的基本概念。

第三章：介紹主動箝位順向式轉換器之原理及藉由調整雙 E 型鐵芯磁通量分佈，以達到將獨立電感集成在一起，並應用零電壓切換，降低功率開關的切換損。

第四章：藉由所設定的規格，計算出所需要零件參數並推導出其小訊號模型及頻率補償來設計此系統電路。

第五章：利用 IsSpice 來將理論所推出的系統參數作一模擬，以驗證

理論的架構。

第六章：結論，總結本論文的研究並提出建議。

第二章 電磁感應

2-1 自感

底下將介紹自感與互感之間的關係[19-20]，並且利用此觀念於設計上。當繞於一導體的線圈，通過一直流或是非時變的電流時，即在其周圍建立一磁場，且其值不變，如圖 2-1 所示：

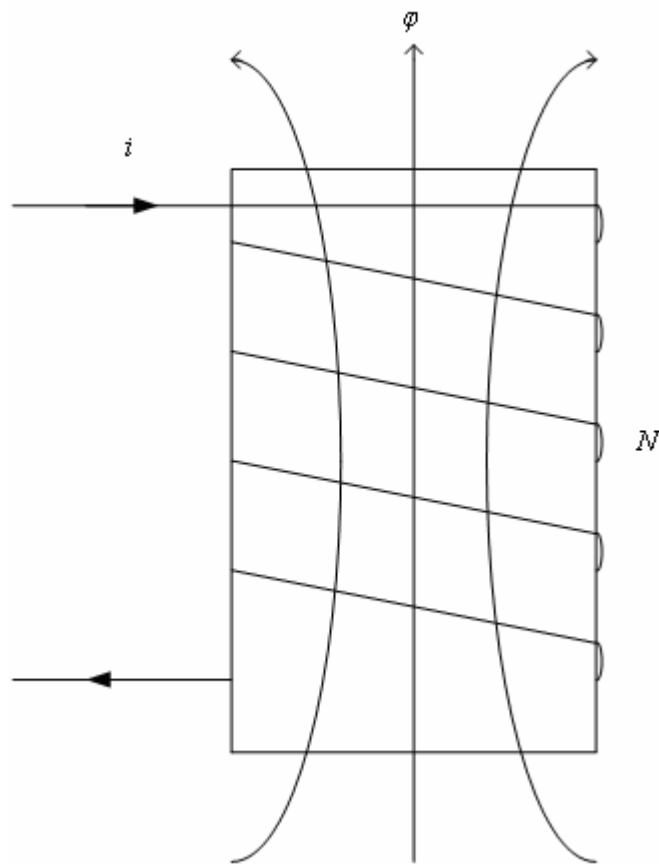


圖 2-1 線圈所產生的磁場

從楞次定律而知，當磁場不再變化，其導體不會產生感應電壓。即穩定的磁場對於產生該磁場的電路，並不會有任何的感應作用。所以當電流為時變，空間中的磁通量發生變化，導體會產生一感應電動勢 e 來阻止其改變。線圈中，由於電流的變化而感應出電動勢為 e

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} = -N \frac{d\phi}{di} \frac{di}{dt} = -L \frac{di}{dt} \quad (2-1)$$

線圈電流的變化會使線圈本身產生感應電動勢，稱為自感應電動勢。同樣的電流變化率對於不同線圈會產生不同的感應電動勢。因為線圈的匝數、幾何形狀及線圈中的磁性介質不同，會使得不同的線圈在相同的電流變化率之下，產生不同的感應電動勢。此種決定線圈特性的因素稱為線圈的自感，通常以 L 表示之。

$$L = N \frac{d\phi}{di} \quad (2-2)$$

圖 2-2 為非磁性物質的 $B-H$ 磁化曲線，為一直線，由 $\phi = BA$ ，所以可以將垂直軸磁通密度 B 改為 ϕ ；且 $H = \frac{NI}{l}$ ，可將水平軸 H 改為激磁電流 I ，就可以得到如 $\phi-I$ 的曲線。

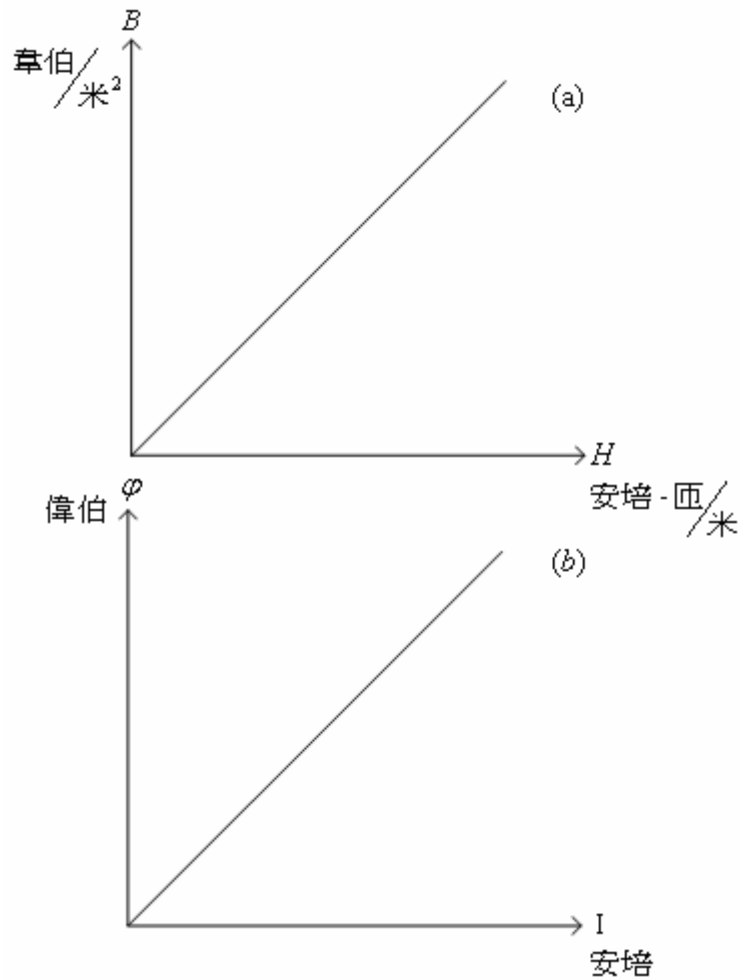


圖 2-2 非磁性物質的磁化曲線

其磁性物質的 $B-H$ 磁化曲線也可以用相同的方法，將其改為 $\phi-I$ 的曲線。通常磁性物質的 $\phi-I$ 的曲線，並非一直線，其 $\frac{\Delta\phi}{\Delta I}$ 是依據流經導線的電流而定，如圖 2-3 所示：

從圖 2-3 觀察可知，曲線上 a 點與 b 點的 $\frac{\Delta\phi}{\Delta I}$ 是不相等的。在求鐵芯上的電感值時，必須在曲線上找出工作點，以方便求出其增量電感。

從圖 2-3-(b)中可知，其曲線若一直往右延伸，則將趨近於平行於 I 軸的曲線，因此斜率 $\frac{\Delta\phi}{\Delta I}$ 為零，其電感值為零，此時的電感為飽和，不再具有電感的特性。

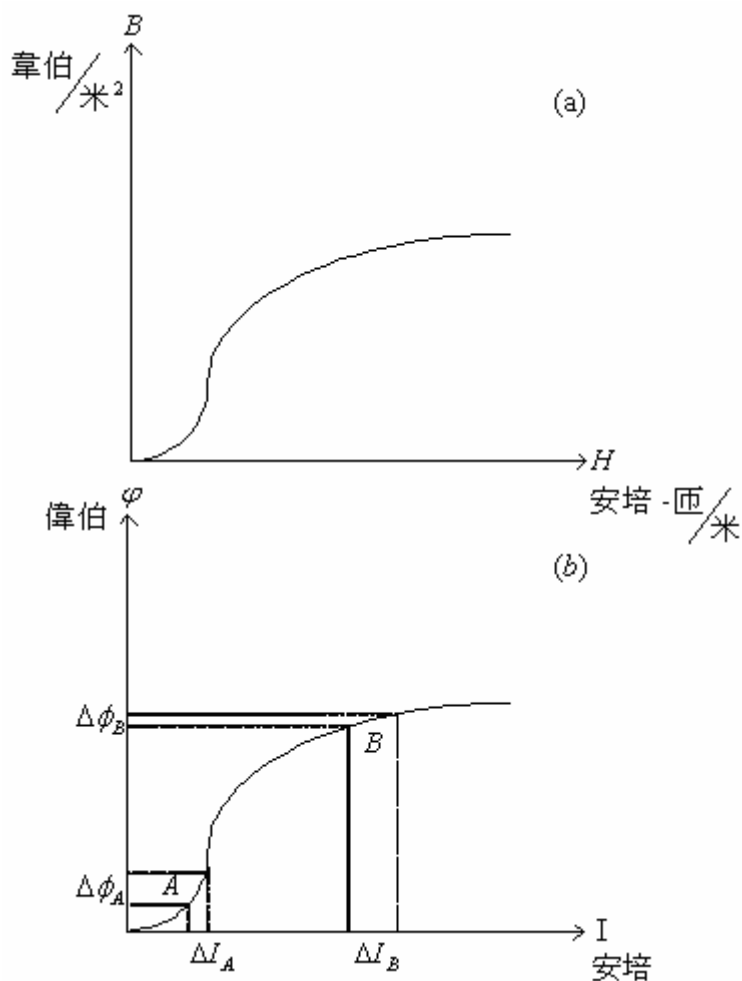


圖 2-3 磁性物質的磁化曲線

當通過線圈(圖 2-1)的電流 i 在增加時，其所產生的磁交鏈 $N\phi$ 必隨之加大，線圈立即感應一電動勢以反抗磁交鏈的增加，其作用為反

對電流的增加。即當電流增加時，反會被自己所產生的電動勢所阻礙，故線圈中的電流不能立即增加，此種由同一電路的電流變化所產生的電動勢，稱為自感電動勢。

2-2 互感

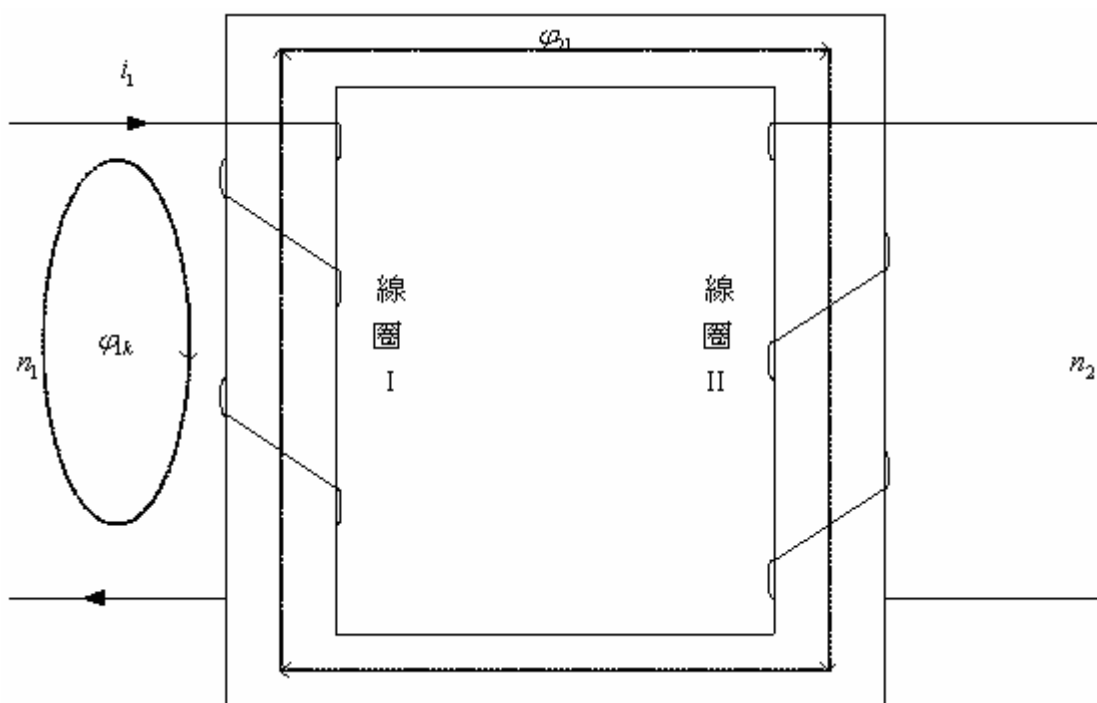


圖 2-4 線圈 I 對線圈 II 的互感現象

圖 2-4 兩線圈，繞在同一磁路，當線圈 I 通過 i_1 時，會產生 $\phi_1 = \phi_{1k} + \phi_{21}$ 的磁通量。其中 ϕ_{1k} 僅與線圈 I 本身交鏈，稱為漏磁通量，而 ϕ_{21} 則與線圈 II 交鏈，稱為互感磁通量。當 i_1 變化時， ϕ_{21} 在線圈 II

中也有變化，依照法拉第定律，線圈 II 也會產生一感應電動勢，此感應電動勢稱為互感電動勢，其在線圈 II 中所產生的感應電動勢為：

$$e_{21} = -n_2 \frac{d\phi_{21}}{dt} = -n_2 \frac{d\phi_{21}}{di_1} \frac{di_1}{dt} = -M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (2-3)$$

其中

$$M_{21} = n_2 \frac{d\phi_{21}}{di_1} \quad (2-4)$$

式中 M_{21} 稱為線圈 I 對線圈 II 的互感，單位為亨利。

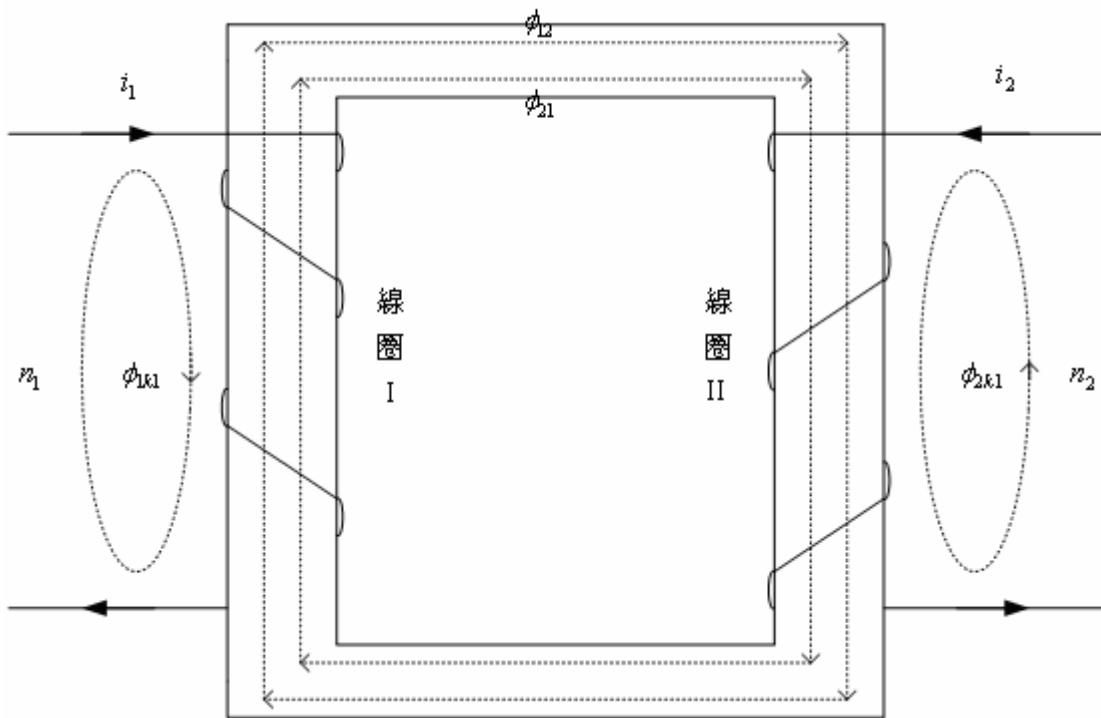


圖 2-5 線圈 II 亦對線圈 I 的互感現象

圖 2-5 中，當線圈 II 也有 i_2 電流通過時，此電流也會產生

$\varphi_2 = \varphi_{2k} + \varphi_{12}$ 磁通量，其中 φ_{21} 表示與線圈 I 的交鏈，故 i_2 變動時，在線

圈 I 中必定會感應一互感電動勢 e_{21}

$$e_{21} = -n_1 \frac{d\varphi_{12}}{dt} = -n_1 \frac{d\varphi_{12}}{di_2} \frac{di_2}{dt} = -M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (2-5)$$

而

$$M_{12} = n_1 \frac{d\varphi_{12}}{di_2} \quad (2-6)$$

M_{12} 為線圈 II 對線圈 I 的互感系數。

2-3 自感與互感間的關係

圖 2-5 中，設磁路的磁阻為 R ，且為定值，當電流 i_1 單獨流經線圈

I 時，互感 φ_{21} 為

$$\varphi_{21} = \frac{n_1 i_1}{R} \quad (2-7)$$

所以

$$M_{21} = \frac{n_2 \varphi_{21}}{i_1} = \frac{n_1 n_2}{R} \quad (2-8)$$

故

$$M_{12} = M_{21} \quad (2-9)$$

即在同一線圈中，兩線圈的互感係數相等。

令兩線圈的匝數比為 $\frac{n_1}{n_2} = n$ ，線圈 I 的漏磁係數為 $\sigma_1 = \frac{\varphi_{1k}}{\varphi_1}$ ，線圈

II 的漏磁係數為 $\sigma_2 = \frac{\varphi_{2k}}{\varphi_2}$ ，利用法拉第定律

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{n_1 \varphi_1}{i_1} = \frac{n_1 (\varphi_{1k} + \varphi_{21})}{i_1} = \frac{n_1 \varphi_{1k} + n_1 \varphi_{21}}{i_1} \\ &= \frac{n_1 \sigma_1 \varphi_1 + n_1 \varphi_{21}}{i_1} = \frac{n_1 \sigma_1 \varphi_1}{i_1} + \frac{n_1}{n_2} \frac{n_2 \varphi_{21}}{i_1} \\ &= \sigma_1 L_1 + n M_{21} = L_{1k} + n M_{21} \end{aligned} \quad (2-10)$$

整理可得

$$n M_{21} = L_1 (1 - \sigma_1) \quad (2-11)$$

同理

$$\begin{aligned} L_2 &= \frac{n_2 \varphi_2}{i_2} = \frac{n_2 (\varphi_{2k} + \varphi_{12})}{i_2} = \frac{n_2 \varphi_{2k} + n_2 \varphi_{12}}{i_2} \\ &= \frac{n_2 \sigma_2 \varphi_2 + n_2 \varphi_{12}}{i_2} = \frac{n_2 \sigma_2 \varphi_2}{i_2} + \frac{n_2}{n_1} \frac{n_1 \varphi_{12}}{i_2} \\ &= \sigma_2 L_2 + \frac{M_{12}}{n} = L_{2k} + \frac{M_{12}}{n} \end{aligned} \quad (2-12)$$

整理可得

$$\frac{M_{12}}{n} = L_2 (1 - \sigma_2) \quad (2-13)$$

由(2-9)、(2-11)、(2-13)式可得

$$M^2 = L_1 L_2 (1 - \sigma_1)(1 - \sigma_2) \quad (2-14)$$

$$M = \sqrt{L_1 L_2 (1 - \sigma_1)(1 - \sigma_2)} \quad (2-15)$$

所以

$$\begin{aligned} k &= \sqrt{(1 - \sigma_1)(1 - \sigma_2)} \\ &= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \end{aligned} \quad (2-16)$$

k 即為線圈 I 與線圈 II 的耦合係數。

2-4 變壓器

變壓器在繞製時，通常會繞製兩個線圈，繞於一閉合磁路的鐵芯上。其接受電能的線圈稱為初次側繞組；而送出電能的線圈則稱為副次側繞組。底下將藉由理想變壓器來說明變壓器的原理。假設初次側與副次側繞組的內阻極小，也沒有鐵損及渦流損的損失；鐵芯上的導磁係數趨近於無限大，即無漏磁通量，如圖 2-6 所示：

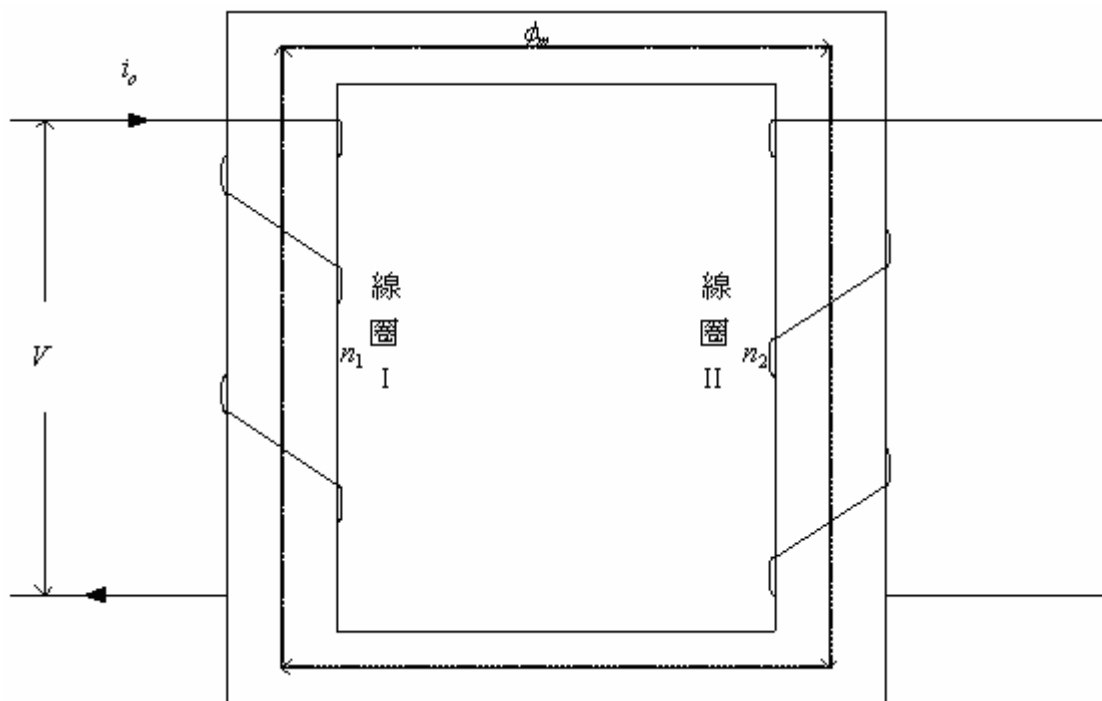


圖 2-6 理想變壓器其副次側不加負載

理想的變壓器，當副次側繞組開路，不接負載，主次側繞組外加電壓 V 時，因沒有送出負載電流，故副次側繞組是否存在，對主次側繞組並無影響。又因導磁係數趨近於無限大，故主次側只是一自感趨近於無限大的純電感線圈。所以主次側繞組上的電流 i_o ，將產生一同相的 ϕ_m ，因無漏磁通量，所以 ϕ_m 將全數地交鏈至副次側繞組。而 ϕ_m 由於同時交鏈至主次側與副次側，所以 ϕ_m 稱為互感磁通量。其中 ϕ_m 將感應出主次側繞組的電動勢 e_1 ；也會感應出副次側繞組的電動勢 e_2 ，其中 e_1 與 e_2 均落後 ϕ_m 90° 。其 e_1 、 e_2 的推導如下所示：

假定外加電壓 V 的波形為一正弦波，則 ϕ_m 、 e_1 、 e_2 亦必為正弦波，令 Φ_m 為 ϕ_m 的最大值，所以 ϕ_m 可寫成

$$\phi_m = \Phi_m \sin \omega t \quad (2-17)$$

依法拉第-楞次定律：

$$\begin{aligned} e_1 &= -n_1 \frac{d\phi_m}{dt} \\ &= -n_1 \frac{d}{dt} (\Phi_m \sin \omega t) \\ &= -n_1 \omega \Phi_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ &= n_1 \omega \Phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (2-18)$$

$$\begin{aligned}
e_2 &= -n_2 \frac{d\phi_m}{dt} \\
&= -n_2 \frac{d}{dt}(\Phi_m \sin \omega t) \\
&= -n_2 \omega \Phi_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\
&= n_2 \omega \Phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})
\end{aligned}
\tag{2-19}$$

可得

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{n_1}{n_2} = n
\tag{2-20}$$

即兩者的感應電動勢之比為繞組的匝數比。

實際的變壓器，其導磁係數並非趨近於無限大，必定會有洩漏的磁通量。因此在分析上，須考量漏磁通量。底下圖 2-7 為(2-10)式、(2-12)式所談到的雙繞組變壓器的等效電路。

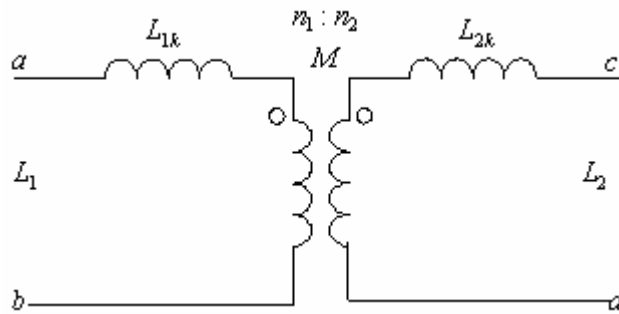


圖 2-7 雙繞組變壓器的等效電路

為了求出圖 2-7 的漏感值，先分別將主次側轉到副次側並把 c 點與 d 點相互連接，可得到如圖 2-8 的等效圖：

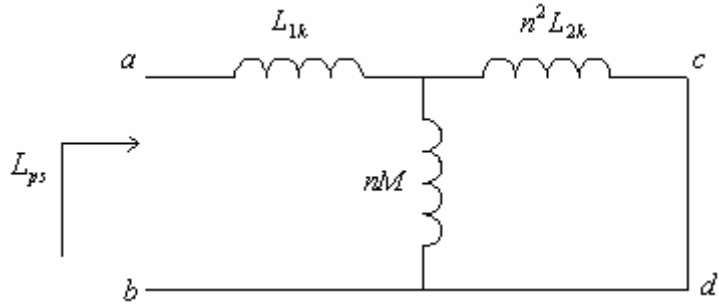


圖 2-8 量測漏感值的方法

根據圖 2-8 可量測出 L_{ps} ，將其簡化可得：

$$\begin{aligned}
 L_{ps} &= L_{1k} + \frac{n^2 L_{2k} M}{nL_{2k} + M} \\
 &= L_1 - nM + \frac{n^2 (L_2 - \frac{M}{n}) M}{n(L_2 - \frac{M}{n}) + M} \\
 &= L_1 - nM + \frac{n^2 L_2 M - nM^2}{nL_2 - M + M}
 \end{aligned} \tag{2-21}$$

整理可得

$$nL_2 L_{ps} = nL_1 L_2 - n^2 M L_2 + n^2 M L_2 - nM^2 \tag{2-22}$$

$$M^2 = L_1 L_2 - L_2 L_{ps} \tag{2-23}$$

將(2-23)式整理，其互感如(2-24)式所示：

$$M = \sqrt{L_1 L_2 - L_2 L_{ps}} \tag{2-24}$$

將(2-24)式分別代入(2-10)、(2-12)式

可得到主次側的漏感值及副次側的漏感值：

$$L_{1k} = L_1 - n\sqrt{L_1L_2 - L_2L_{ps}} \quad (2-25)$$

$$L_{2k} = \frac{-\sqrt{L_1L_2 - L_2L_{ps}} + nL_2}{n} \quad (2-26)$$

第三章

主動箝位順向轉換器電感之集成

3-1 主動箝位順向式轉換器

圖 3-1 為基本的順向式轉換器，主要由開關 S_m ，二極體 D_1 、 D_2 、 D_3 ，輸出電感 L_o ，負載電容 C_L 所組成。此轉換器的基本工作原理如下：開關 S_m 導通，變壓器的主次側因為輸入電壓 V_{in} 跨於變壓器的主次側兩端，激磁電流將會線性上升，其副次側由於和主次側有相同的極性，所以能量就會順向轉移至副次側繞組，透過整流二極體 D_1 及輸出電感 L_o 供電於負載，此時 D_2 則在逆向偏壓狀態。

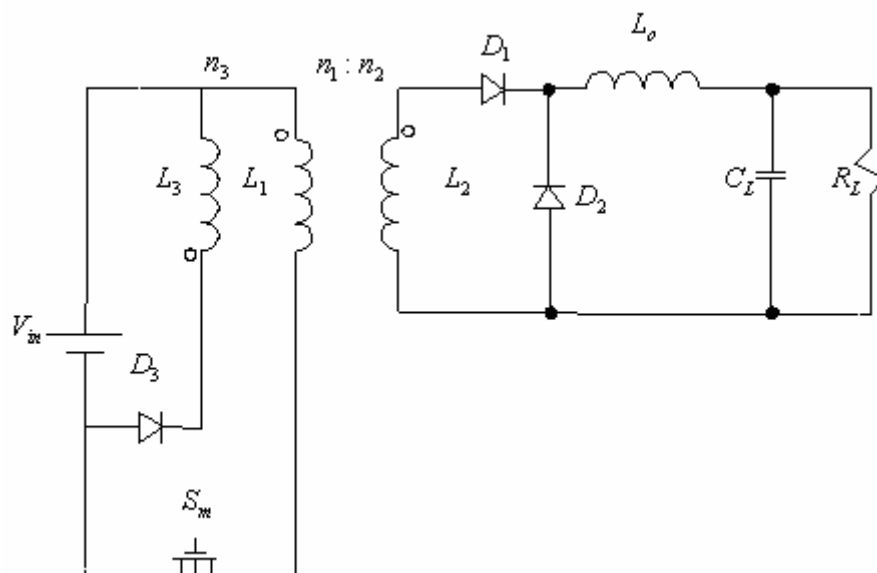


圖 3-1 基本的順向式轉換器

當開關 S_m 截止，其變壓器上的極性會反轉，使 D_1 不導通，而 D_2 導通，此時負載端的能量是由輸出電感 L_o 、負載電容 C_L 經由 D_2 來供給。 n_3 的繞組配合 D_3 ，則具有重置變壓器的作用，防止鐵芯飽和。而此順向式轉換器上開關的箝制依然不足，因此參考各主動箝位順向式轉換器 [2-5]，選來應用於磁集成的主動箝位順向式轉換器。考慮圖 3-2 升降壓主動箝位順向式轉換器，來將開關上的突波電壓箝制住。

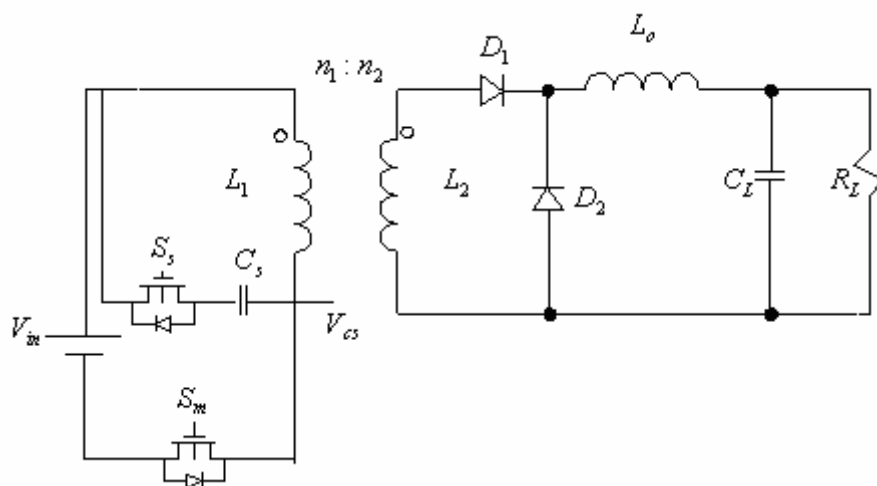


圖 3-2 升降壓主動箝位順向式轉換器

圖 3-2 中， S_m 為主開關， S_s 為輔助開關， C_s 為箝位電容，而 S_m 、 S_s 兩者互為反相動作。主次側電感上的伏-秒平衡式可以得到輸入電壓與箝位電容電壓之關係如下：

$$V_{in} t_c = V_{cs} (T - t_c) \quad (3-1)$$

$$V_{cs} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (3-2)$$

其中 T 為切換時間， t_c 為主開關導通的時間， D 為主開關導通之責任週期，箝位電容電壓 V_{cs} 。

介紹其工作情形，當 S_m 導通而 S_s 截止時，變壓器主次側因為輸入電壓 V_{in} 跨於變壓器的主次側兩端，其激磁電流將會線性上升，副次側之感應電壓透過整流二極體 D_1 以及輸出電感 L_o 供電於負載。而當 S_m 截止、 S_s 尚未完全導通之前，原本流經 S_m 上的激磁電流將經由 S_s 之寄生二極體對箝位電容 C_s 充電，接著 S_s 導通之後，激磁電流則經由 S_s 繼續對 C_s 充電直到激磁電流降至零，此激磁電流經由 S_s 對箝位電容 C_s 之動作，可將功率開關上的突波電壓箝制住，防止功率開關燒毀，且達到重置變壓器之目的。接著 S_s 截止，此時負載端的能量是由輸出電感 L_o 、負載電容 C_L 所提供。此時流經激磁電感之電流無法瞬間改變方向，將迫使儲存於激磁電感之能量透過 S_m 上的寄生二極體回到電源，之後 S_m 導通，和之前的工作敘述一樣，形成了一週期的連續變化。由於此主動箝位順向式轉換器上的箝位電壓會隨責任週期有升降壓的形式，在此為了能重置變壓器，其責任週期要調整在大於 0.5，將使得輸出電流有可能因擾動的現象發生而產生不穩定的情形，為了便於計算出所

需要的 dead time 及防止輸出電流因擾動的現象發生而產生不穩定的情形，因此選擇升壓型主動箝位順向式轉換器電路，來方便推出磁集成於主動箝位順向轉換器所需要的 dead time。如圖 3-3 所示：

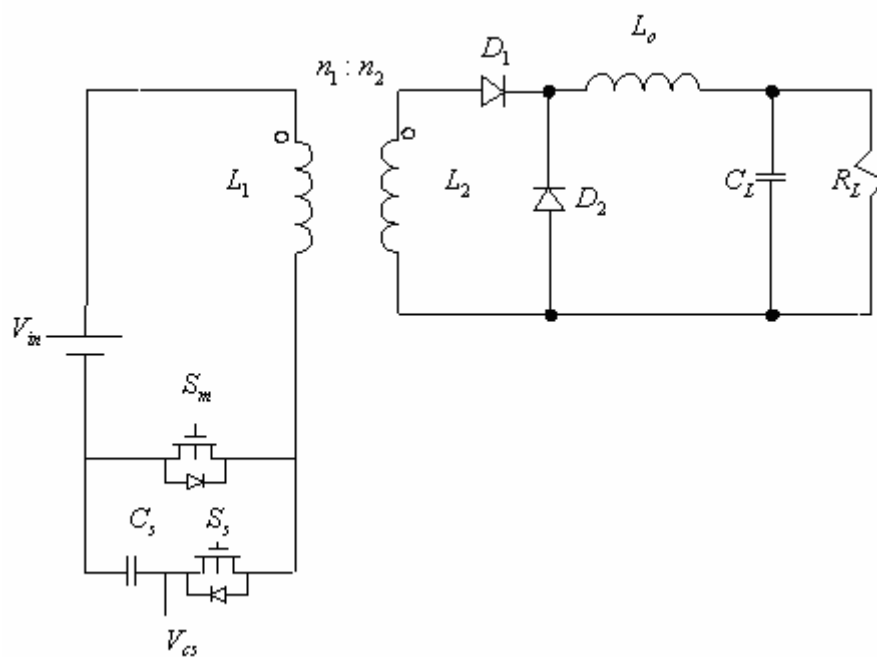


圖 3-3 升壓型主動箝位順向式轉換器電路

圖 3-3 中， S_m 為主開關， S_s 為輔助開關， C_s 為箝位電容，而 S_m 、 S_s 兩者互為反相動作。主次側電感上的伏-秒平衡式可以得到輸入電壓與箝位電容電壓之關係如下：

$$V_{in}t_c = (V_{cs} - V_{in})(T - t_c) \quad (3-3)$$

$$V_{cs} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (3-4)$$

其中 T 為切換時間， t_c 為主開關導通的時間， D 為主開關導通之責任週期，箝位電容電壓 V_{cs} 。

藉由輸出電感 L_o 的伏-秒平衡式，得到輸入電壓與輸出電壓之間的關係式；

$$\left(\frac{V_{in}}{n} - V_o\right)t_c = V_o(T - t_c) \quad (3-5)$$

$$V_o = \frac{DV_{in}}{n} \quad (3-6)$$

介紹其工作情形，當 S_m 導通而 S_s 截止時，變壓器主次側因為輸入電壓 V_{in} 跨於變壓器的主次側兩端，其激磁電流將會線性上升，副次側之感應電壓透過整流二極體 D_1 以及輸出電感 L_o 供電於負載。而當 S_m 截止、 S_s 尚未完全導通之前，原本流經 S_m 上的激磁電流將經由 S_s 之寄生二極體對箝位電容 C_s 充電，再令 S_s 導通，激磁電流則經由 S_s 繼續對 C_s 充電直到激磁電流降至零，此激磁電流經由 S_s 對箝位電容 C_s 充電之動作，可使得 C_s 將激磁電感上所儲存之能量吸收而有效地抑制功率開關之突波，防止功率開關會因高壓突波而燒毀，且達到重置變壓器之目的。接著 S_s 截止，因為流經激磁電感之電流無法瞬間改變方向，將迫使儲存於激磁電感之能量透過 S_m 寄生二極體回生至電源，之後 S_m 導通，和之前的工作敘述一樣，形成了一週期的連續變化。

3-2 主動箝位順向式轉換器的變形

在此把主動箝位順向式轉換器做一小小的變形，為的是能從磁迴路方程來探討，進而將磁集成運用於主動箝位順向式轉換器。在此的變形仍然要符合原本主動箝位順向式轉換器的工作原理，及電壓電流的工作狀態。在此探討的電路如圖 3-3 所示：

考慮主開關 S_m 導通，輔助開關 S_s 截止時，其 D_1 為導通， D_2 為截止，在其主開關 S_m 導通時，將 L_2 與 D_1 互換，其依然在主開關 S_m 導通的時候，電流的流向將迫使 D_1 導通，此電路成立，而為了能更清楚的和原本的架構有所小小區別，在此特地將原本的 L_2 改成 L_3 ，如圖 3-4 所示。

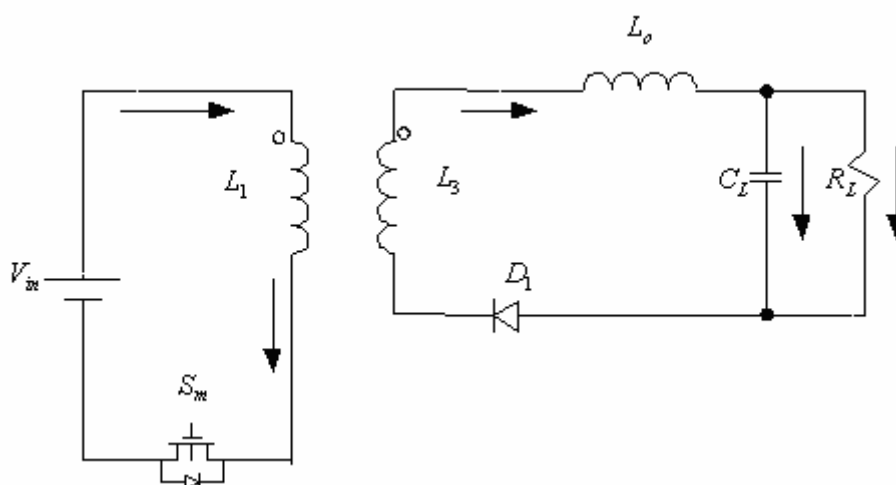


圖 3-4 主開關導通時的電路狀態

當考慮主開關 S_m 截止，輔助開關 S_s 導通時，其輸出電感上的能量會部份送至輸出，部份送至副次側而影響副次側的電壓值，而影響輸入電壓 V_{in} ，與原本的主動箝位順向式轉換器在主開關截止，輔住開關導通時，其輸出側由輸出電感所提供的工作狀態不合，如圖3-5所示。

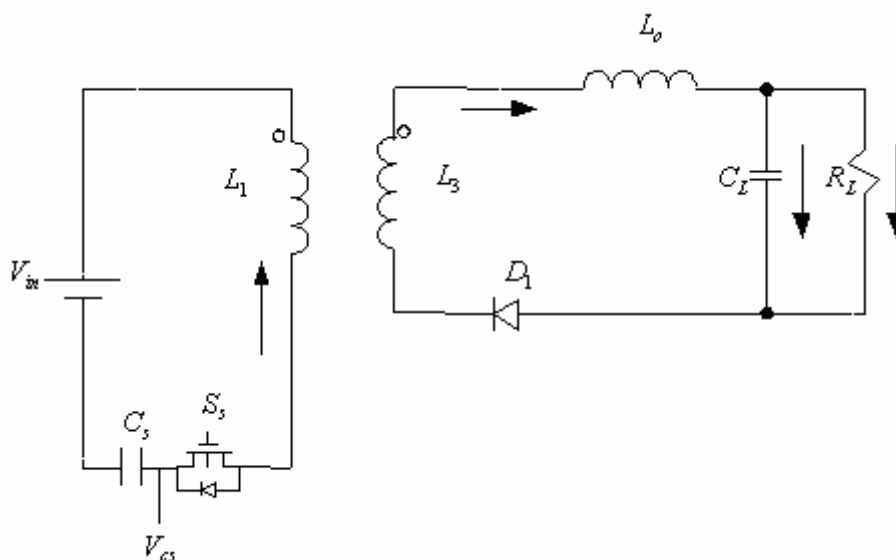


圖3-5 輔助開關導通時的電路狀態

為了避免此種情形的發生，所以多加了 L_2 與 D_2 。在此讓 L_2 與 L_3 的圈數相等，當主開關 S_m 截止，輔助開關 S_s 導通時，兩線圈所產生的感應電壓相同， D_1 因逆偏而截止，使的 L_b 能量只是放至輸出端上的負載，而不再返回主次側，而來影響輸入電壓，如圖 3-6 所示。

再考慮主開關 S_m 導通，輔助開關 S_s 截止時， D_2 因逆偏而截止，而 D_1 依然在導通的狀態，依然與原電路的動作等效，所以圖 3-7 所設計出來的電路架構符合主動箝位順向式轉換器的工作原理。根據圖 3-7 所提出的電路模型，來設計變壓器上的磁通量分佈，應用於主動箝位順向式轉換器上。

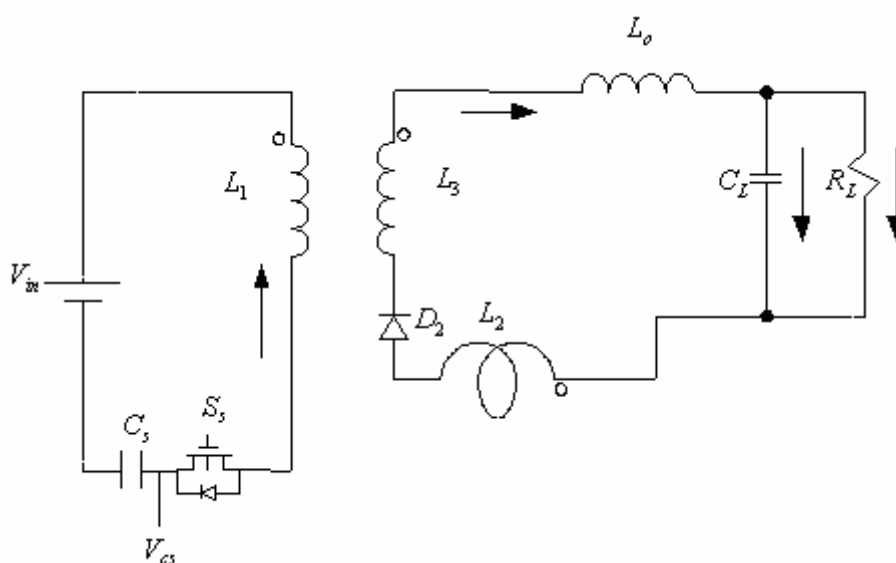


圖 3-6 符合輔助開關導通時的電路狀態

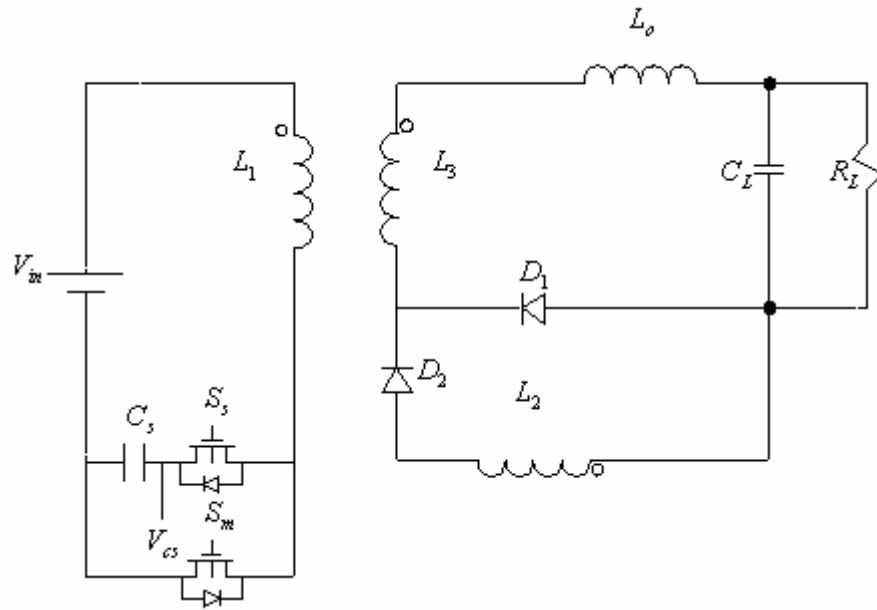


圖 3-7 重新設計過的主動箝位順向式轉換器

3-3 鐵芯上的磁通量分佈設計

順向式轉換器上的變壓器通常都使用兩組共鐵心的線圈。當主次側線圈有激磁電流通過時，則鐵芯磁路中就會產生一磁通量，此磁通量經過公共的磁迴路，副次側的線圈因而有電壓的變化。所以在此來討論的鐵芯是以雙 E 型鐵芯來討論[6-11]。

根據磁路的歐姆定律，畫出此雙 E 型鐵芯的磁阻，在此把上圖的各大小標示出來，如圖 3-8 所示。

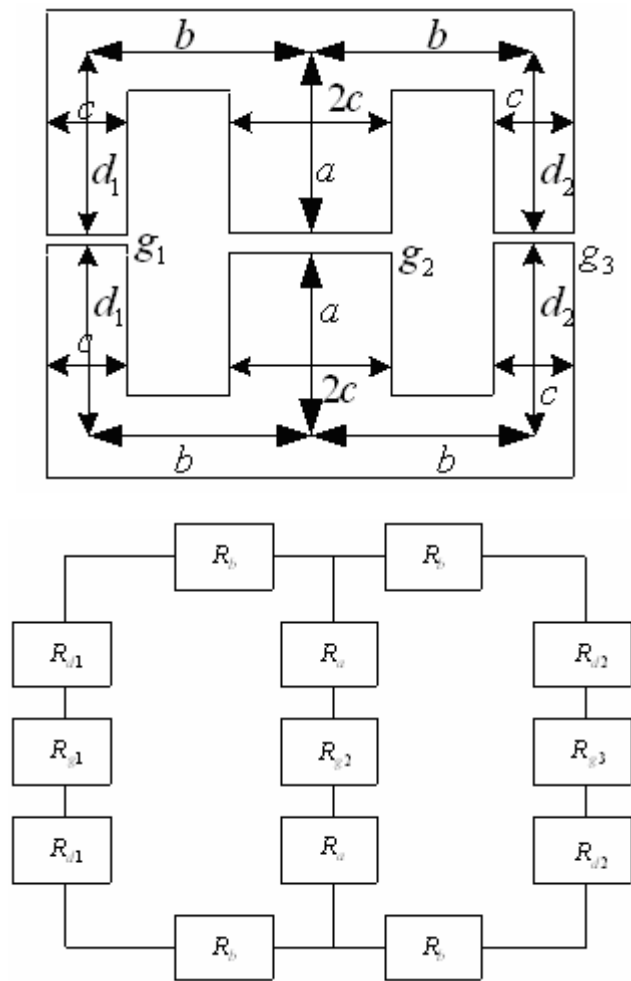


圖 3-8 雙 E 型鐵芯的尺寸與雙 E 型鐵芯的磁阻

定義 μ_0 為在空氣中的導磁率， μ_r 為鐵芯相對於空氣的導磁率， S

為鐵芯的截面積，而其相對應磁阻如下列各式：

$$R_a = \frac{a}{2\mu_r \mu_0 S} \quad (3-7)$$

$$R_b = \frac{b}{\mu_r \mu_0 S} \quad (3-8)$$

$$R_{d1} = \frac{d_1}{\mu_r \mu_0 S} \quad (3-9)$$

$$R_{d2} = \frac{d_2}{\mu_r \mu_0 S} \quad (3-10)$$

$$R_{g1} = \frac{g_1}{u_r u_0 S} \quad (3-11)$$

$$R_{g2} = \frac{g_2}{2u_r u_0 S} \quad (3-12)$$

$$R_{g3} = \frac{g_3}{u_r u_0 S} \quad (3-13)$$

把線圈套成如圖 3-9 所示，而來做分析。

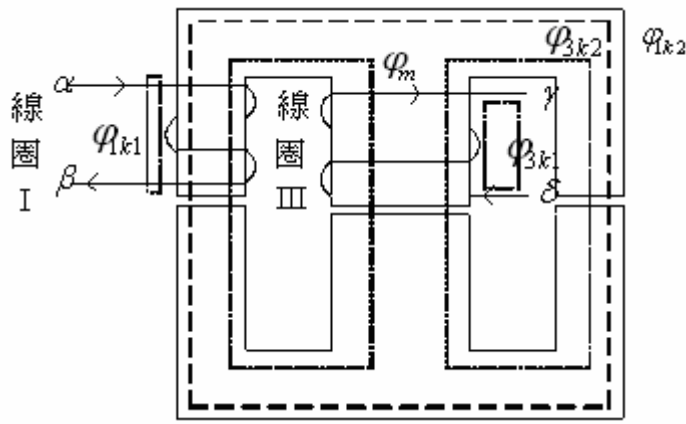


圖 3-9 雙繞組於雙 E 型鐵芯

各別在 α 、 β 端點及 γ 、 δ 端點上，個別加入磁動勢 F_1 、 F_3 來看磁通量的分佈比。其中 φ_{k1} 、 φ_{3k1} 為繞組個別洩露在空氣中的磁通量， φ_{k2} 、 φ_{3k2} 為繞組個別洩露在鐵芯右腳中的磁通量， φ_{m13} 、 φ_{m31} 為二繞組的互感磁通量，在圖 3-9 以 φ_m 替代。依照磁路的歐姆定律而知

$$\begin{aligned} F_1 &= \varphi_{1k2} \left(\frac{d_2}{u_0 u_r S} + \frac{b}{u_0 u_r S} + \frac{g_3}{u_0 S} + \frac{b}{u_0 u_r S} + \frac{d_2}{u_0 u_r S} \right) \\ &= \varphi_{m31} \left(\frac{a}{2u_0 u_r S} + \frac{a}{2u_0 u_r S} + \frac{g_2}{2u_0 S} \right) \end{aligned} \quad (3-14)$$

$$\frac{\varphi_{1k2}}{\varphi_{m31}} = \frac{2a + u_r g_2}{4d_2 + 4b + 2u_r g_3} \quad (3-15)$$

$$\begin{aligned}
F_3 &= \varphi_{3k2} \left(\frac{d_2}{u_0 u_r S} + \frac{b}{u_0 u_r S} + \frac{g_3}{u_0 S} + \frac{b}{u_0 u_r S} + \frac{d_2}{u_0 u_r S} \right) \\
&= \varphi_{m13} \left(\frac{d_1}{u_0 u_r S} + \frac{b}{u_0 u_r S} + \frac{g_1}{u_0 S} + \frac{b}{u_0 u_r S} + \frac{d_1}{u_0 u_r S} \right)
\end{aligned} \tag{3-16}$$

$$\frac{\varphi_{3k2}}{\varphi_{m13}} = \frac{2d_1 + 2b + u_r g_1}{2d_2 + 2b + u_r g_3} \tag{3-17}$$

再利用法拉第定律

$$L = \frac{N\varphi}{I} \tag{3-18}$$

將磁通量轉為感量，方便做分析，此轉換，將可以使用 LRC meter 做量測與設計。

$$L_1 = \frac{n_1 \varphi_1}{I_1} = \frac{n_1 \varphi_{1k1}}{I_1} + \frac{n_1 \varphi_{1k2}}{I_1} + \frac{n_1 \varphi_{m31}}{I_1} = L_{1k1} + L_{1k2} + \frac{n_1}{n_3} \times \frac{n_3 \varphi_{m31}}{I_1} \tag{3-19}$$

而 φ_{m31} 的磁通量為

$$\varphi_{m31} = \frac{n_1 I_1}{(2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d2} + R_{g3}) + (2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d1} + R_g) + (2R_b + 2R_{d2} + R_{g3})(2R_b + 2R_{d1} + R_g)} \tag{3-20}$$

轉成互感

$$M_{31} = \frac{n_3 n_1}{(2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d2} + R_{g3}) + (2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d1} + R_g) + (2R_b + 2R_{d2} + R_{g3})(2R_b + 2R_{d1} + R_g)} \tag{3-21}$$

可得

$$L_1 = L_{1k1} + L_{1k2} + \frac{n_1}{n_3} \times M_{31} \tag{3-22}$$

其中 L_{1k1} 為線圈 I 洩漏在空氣中的漏感， L_{1k2} 為線圈 I 洩漏在鐵芯右腳的漏感、 M_{31} 為線圈 I 對線圈 III 的互感。

同理

$$L_3 = \frac{n_3 \phi_3}{I_3} = \frac{n_1 \phi_{3k1}}{I_3} + \frac{n_1 \phi_{3k2}}{I_3} + \frac{n_1 \phi_{m13}}{I_3} = L_{3k1} + L_{3k2} + \frac{n_3}{n_1} \times \frac{n_1 \phi_{m13}}{I_3} \quad (3-23)$$

而 ϕ_{m13} 的磁通量為

$$\phi_{m31} = \frac{n_3 I_3}{(2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d2} + R_{g3}) + (2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d1} + R_{g1}) + (2R_b + 2R_{d2} + R_{g3})(2R_b + 2R_{d1} + R_{g1})} \quad (3-24)$$

轉成互感

$$M_{13} = \frac{n_3 n_1}{(2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d2} + R_{g3}) + (2R_a + R_{g2})(2R_b + 2R_{d1} + R_{g1}) + (2R_b + 2R_{d2} + R_{g3})(2R_b + 2R_{d1} + R_{g1})} \quad (3-25)$$

整理可得

$$L_3 = L_{3k1} + L_{3k2} + \frac{n_3}{n_1} \times M_{13} \quad (3-26)$$

其中 L_{3k1} 為線圈 III 洩漏在空氣中的漏感， L_{3k2} 為線圈 III 洩漏在鐵芯右腳的漏感、 M_{13} 為線圈 III 對線圈 I 的互感。

將(3-22)式及(3-26)式式整理得下列的方程式：

$$L_1 = L_{1k} + \frac{n_1}{n_3} M_{31} \quad (3-27)$$

$$L_3 = L_{3k} + \frac{n_3}{n_1} M_{13} \quad (3-28)$$

其中

$$L_{1k} = L_{1k1} + L_{1k2} \quad (3-29)$$

$$L_{3k} = L_{3k1} + L_{3k2} \quad (3-30)$$

所以可將(3-15)式及(3-17)式以感量的方式寫出

$$\frac{L_{1k2}}{\frac{n_1}{n_3} M} = \frac{\varphi_{1k2}}{\varphi_{m31}} = \frac{2a + u_r g_2}{4d_2 + 4b + 2u_r g_3} \quad (3-31)$$

$$\frac{L_{3k2}}{\frac{n_3}{n_1} M} = \frac{\varphi_{3k2}}{\varphi_{m13}} = \frac{2d_1 + 2b + u_r g_1}{2d_2 + 2b + u_r g_3} \quad (3-32)$$

根據 EPCOS 的參考手冊，將其規格及參數代入，在此令 g_1 、 g_2 、 g_3

均為 1mm，分別代到(3-31)式及(3-32)式可得到下列的比值，

$$\frac{L_{1k2}}{\frac{n_1}{n_3} M_{31}} = \frac{\varphi_{1k2}}{\varphi_{m31}} = \frac{2a + u_r g_2}{4d_2 + 4b + 2u_r g_3} = 0.49 \quad (3-33)$$

$$\frac{L_{3k2}}{\frac{n_3}{n_1} M_{13}} = \frac{\varphi_{3k2}}{\varphi_{m13}} = \frac{2d_1 + 2b + u_r g_1}{2d_2 + 2b + u_r g_3} = 1 \quad (3-34)$$

由於所製造出來的漏感值，會有兩個變數在影響，會導致所要製造出的感量會有兩個變數需要考量，然而由於在之前所推出的主動箝位順向式轉換器電路模型，有一隻腳必須也要繞制在此鐵芯上，其所推出來的方程式和上式類似。考慮將 g_2 設定為零，得到副次側的漏感磁通量可從鐵芯的架構所得。其磁通量的比值如下所示：

$$\frac{L_{1k2}}{\frac{n_1}{n_3} M_{31}} = \frac{\varphi_{1k2}}{\varphi_{m31}} = \frac{2a}{4d_2 + 4b + 2u_r g_3} = 0.007 \quad (3-35)$$

$$\frac{L_{3k2}}{\frac{n_3}{n_1} M_{13}} = \frac{\varphi_{3k2}}{\varphi_{m13}} = \frac{2d_1 + 2b + u_r g_1}{2d_2 + 2b + u_r g_3} = 1 \quad (3-36)$$

從(3-36)式可看出，漏感量主要由 g_1 所提供，只要令 g_2 的間隙為零，再來調整其 g_1 及線圈 III 上線圈的疏密，就可以利用 L_3 繞組上的漏感為輸出電感。其中 g_3 的考量是為了防止磁飽和的現象發生，因 L_3 上的漏感來取代輸出電感，其流過電流通常會很大，而導致磁飽和的現象發生，會導致 L_3 燒毀，在此將 g_3 的間隙需要大一點。

增加一繞組 L_2 於 L_1 的下半部如圖 3-10，再根據法拉第定律，可得下式

$$L_2 = L_{2k} + \frac{n_2}{n_3} M_{32} \quad (3-37)$$

$$\text{其中 } L_{2k} = L_{2k1} + L_{2k2} \quad (3-38)$$

其中 L_{2k1} 為線圈 II 洩漏在空氣中的漏感， L_{2k2} 為線圈 II 洩漏在鐵芯右腳的漏感、 M_{32} 為線圈 II 對線圈 III 的互感。其分析和之前的推導相同。

由圖 3-10 所設計出來的變壓器，可藉由調整中間腳的線圈的疏密，可使得 L_3 上的漏感值較大，滿足圖 3-7 的電路架構，即可將各自獨立的電感元件做在一起。

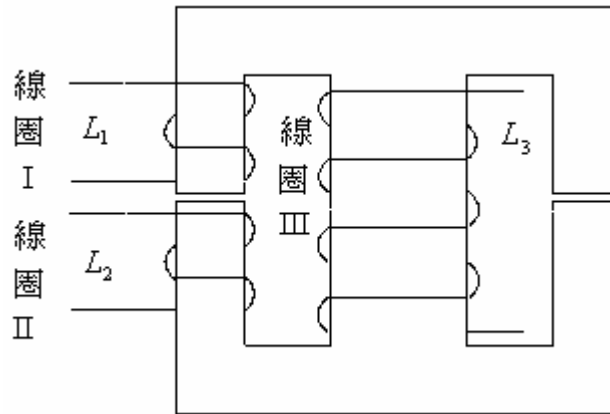


圖 3-10 所設計出的變壓器

3-4 工作狀態推導

由 3-3 節所談到，可利用繞於中間腳線圈的疏密，來決定輸出電感。在此把零電壓的切換技術代入，求得在輔助開關截止，主開關尚未導通前，所需的 dead time。為此將分析不同工作區間的電路運作，我們將以四種工作狀態進行探討，並把變壓器上殘存電感電流也考慮進去。

狀態一：

假設在主開關 S_m 導通，輔助開關 S_s 截止，其電感 L_1 、 L_2 、 L_3 上還有電流存在，使得 D_2 無法立即截止，此時如圖 3-11 所示：

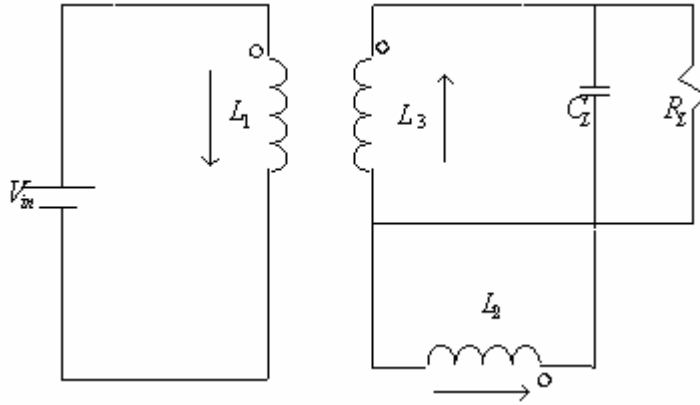


圖 3-11 狀態一之電路導通狀態

根據圖 3-11，我們可以推導出下列的關係式：

$$V_{in} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - M_{12} \frac{di_{L2}}{dt} - M_{13} \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-39)$$

$$0 = M_{21} \frac{di_{L1}}{dt} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - M_{23} \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-40)$$

$$V_o = M_{31} \frac{di_{L1}}{dt} - M_{32} \frac{di_{L2}}{dt} - L_3 \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-41)$$

其中 M_{ij} 表示第 i 個電感與第 j 個電感相互之間的互感。

再利用上述關係式，可以整理出各電感上的電流變化率如下列式子：

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{(L_3 - \frac{M_{23}^2}{L_2})V_{in} - (M_{13} - \frac{M_{12}M_{13}}{L_2})V_o}{L_1L_3 - \frac{L_3}{L_2}M_{12}^2 - \frac{L_1}{L_2}M_{23}^2 - M_{13}^2 + 2\frac{M_{13}M_{12}M_{23}}{L_2}} = m_{11} \quad (3-42)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(L_3M_{13} - M_{13}M_{23})V_{in} - (L_3M_{13} - M_{13}M_{23})V_o}{L_1L_2L_3 - L_3M_{12}^2 - L_1M_{23}^2 - L_2M_{13}^2 + 2M_{13}M_{12}M_{23}} = m_{21} \quad (3-43)$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{(M_{13} - \frac{M_{12}M_{23}}{L_2})V_{in} - (L_1 - \frac{M_{12}^2}{L_2})V_o}{L_1L_3 - \frac{L_3}{L_2}M_{12}^2 - \frac{L_1}{L_2}M_{23}^2 - M_{13}^2 + 2\frac{M_{13}M_{12}M_{23}}{L_2}} = m_{31} \quad (3-44)$$

其中 m_{xy} 表示第 x 個電感在第 y 個狀態的電流斜率。

狀態二：

當流經 L_2 的電流 i_{L_2} 為零時，其 D_2 會截止，此時如圖 3-12 所示：

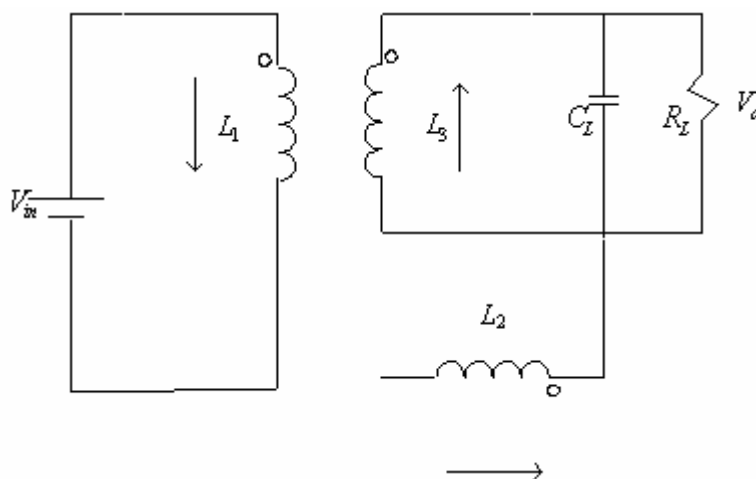


圖 3-12 狀態二之電路導通狀態

根據圖 3-12 我們可以推導出下列的關係式：

$$V_{in} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - M_{13} \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-45)$$

$$i_{L2} = 0 \quad (3-46)$$

$$V_o = M_{31} \frac{di_{L1}}{dt} - L_3 \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-47)$$

再利用上述關係式，可以整理出各電感上的電流變化率如下列式子：

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{L_3 V_{in} - M_{13} V_o}{L_1 L_3 - M_{13}^2} = m_{12} \quad (3-48)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = 0 = m_{22} \quad (3-49)$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{M_{13} V_{in} - L_1 V_o}{L_1 L_3 - M_{13}^2} = m_{32} \quad (3-50)$$

狀態三：

接下換輔助開關 S_s 導通時，因 D_1 上依然還有殘存的磁化電流存在，迫使 D_1 仍為導通的狀態。而 D_2 因感應電動勢的關係開始導通，此時電路狀態如圖 3-13 所示。

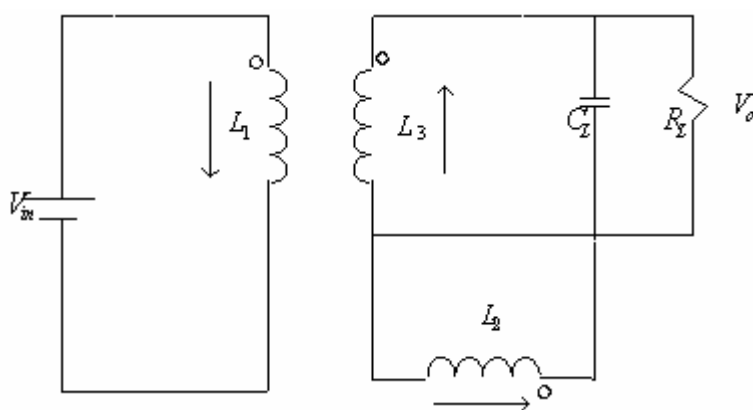


圖 3-13 狀態三之電路導通狀態

根據圖 3-13，我們可以推導出下列的關係式：

$$V_{in} - V_{cs} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - M_{12} \frac{di_{L2}}{dt} - M_{13} \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-51)$$

$$0 = M_{21} \frac{di_{L1}}{dt} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - M_{23} \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-52)$$

$$V_o = M_{31} \frac{di_{L1}}{dt} - M_{32} \frac{di_{L2}}{dt} - L_3 \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-53)$$

再利用上述關係式，可以整理出各電感上的電流變化率如下列式子：

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{(L_3 - \frac{M_{23}^2}{L_2})(V_{in} - V_{cs}) - (M_{13} - \frac{M_{12}M_{13}}{L_2})V_o}{L_1L_3 - \frac{L_3}{L_2}M_{12}^2 - \frac{L_1}{L_2}M_{23}^2 - M_{13}^2 + 2\frac{M_{13}M_{12}M_{23}}{L_2}} = m_{13} \quad (3-54)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(L_3M_{13} - M_{13}M_{23})(V_{in} - V_{cs}) - (L_3M_{13} - M_{13}M_{23})V_o}{L_1L_2L_3 - L_3M_{12}^2 - L_1M_{23}^2 - L_2M_{13}^2 + 2M_{13}M_{12}M_{23}} = m_{23} \quad (3-55)$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{(M_{13} - \frac{M_{12}M_{23}}{L_2})V_{in} - (L_1 - \frac{M_{12}^2}{L_2})V_o}{L_1L_3 - \frac{L_3}{L_2}M_{12}^2 - \frac{L_1}{L_2}M_{23}^2 - M_{13}^2 + 2\frac{M_{13}M_{12}M_{23}}{L_2}} = m_{33} \quad (3-56)$$

狀態四：

當流經 L_2 與 L_3 上的磁化電流為 $i_{L3} = -i_{L2}$ 時，其 D_1 會截止，此時電

路狀態如圖 3-14 所示：

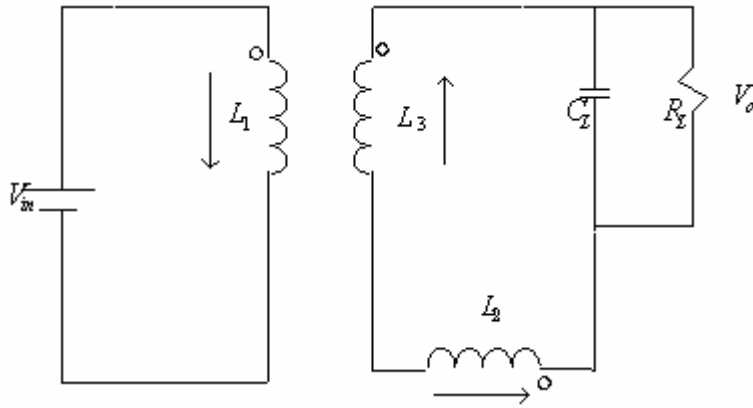


圖 3-14 狀態四的電路狀態

根據圖 3-14，我們可以推導出下列的關係式：

$$V_{in} - V_{cs} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - (M_{12} - M_{13}) \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-57)$$

$$i_{L2} = -i_{L3} \quad (3-58)$$

$$V_o = -(M_{21} - M_{31}) \frac{di_{L1}}{dt} - (L_2 + L_3 - 2M_{23}) \frac{di_{L3}}{dt} \quad (3-59)$$

再利用上述關係式，可以整理出各電感上的電流變化率如下列式子：

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{(L_2 + L_3 - 2M_{23})(V_{in} - V_{cs}) + (M_{12} - M_{13})V_o}{L_1(L_2 + L_3 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2} = m_{14} \quad (3-60)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(M_{12} - M_{13})(V_{in} - V_{cs}) + L_1V_o}{L_1(L_2 + L_3 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2} = m_{24} \quad (3-61)$$

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{-(M_{12} - M_{13})(V_{in} - V_{cs}) - L_1V_o}{L_1(L_2 + L_3 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2} = m_{34} \quad (3-62)$$

當輔助開關 S_s 截止時，主開關 S_m 導通，再度回到第一狀態。利用上述的推導，可以得到各電感上的穩態電流波形，如圖 3-15 所示。其中 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 表示 I_{L3} 上的各階段電流峰值， I_a 、 I_b 、 I_c 、 I_d 表示 I_{L1} 上的各階段電流峰值。

在此為了探討主開關是否能達到零電壓切換，即討論 I_a 之後的狀態即可，因為 I_a 會影響主開關的導通時間，是否能達到零電壓切換。

藉由圖 3-15 與 (3-39) 式至 (3-62) 式推導，可得

$$I_a = \frac{V_o}{V_{in}} I_o + \frac{(m_{12} - m_{11})t_1t_c + (m_{13} - m_{11})t_1t_2 + (m_{13} - m_{12})t_c t_2}{2T} - \frac{m_{11}t_1 + m_{12}t_c - m_{13}t_2}{2} \quad (3-63)$$

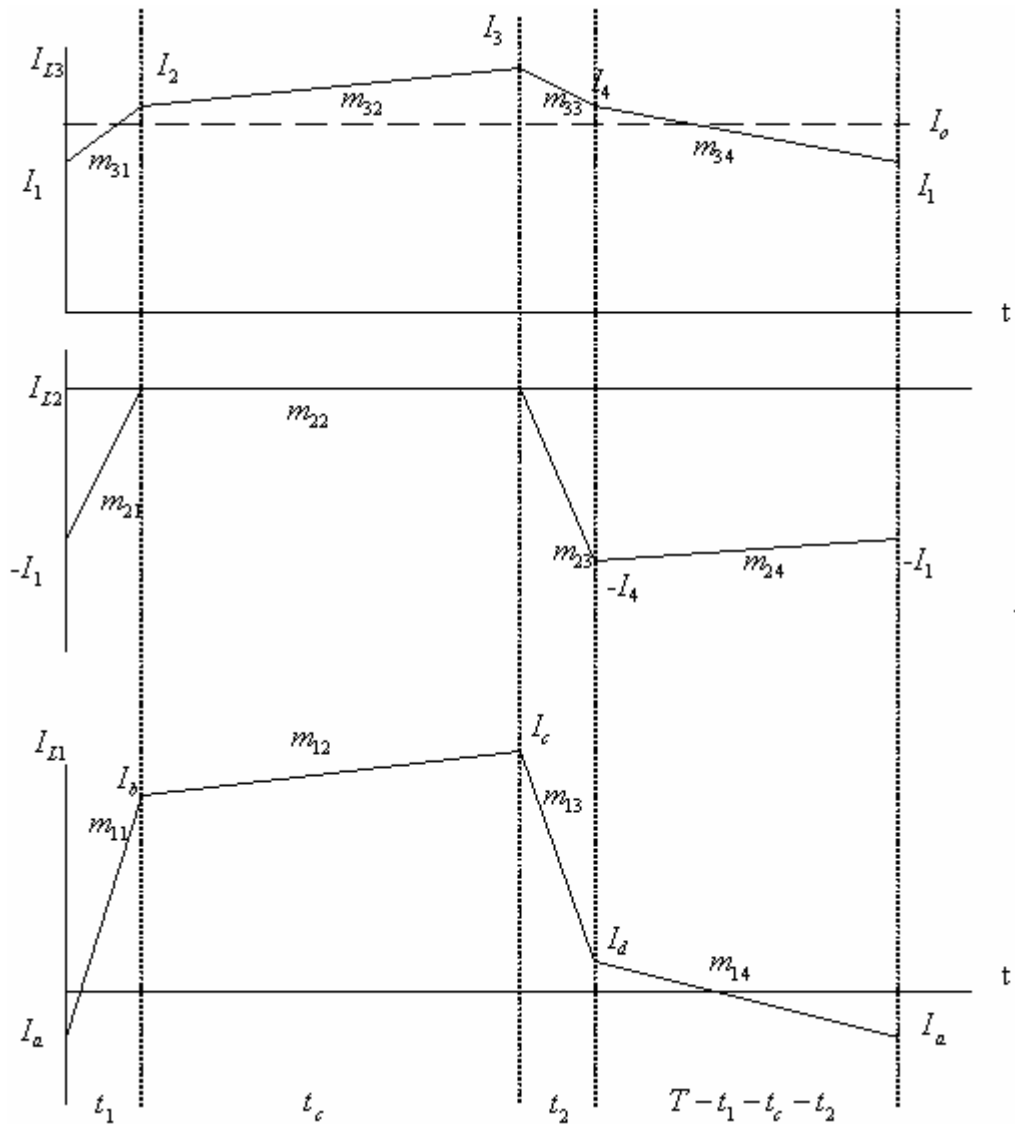


圖 3-15 各電感上的穩態電流波形

在第四階段時， L_1 上的電流峰值為 I_a ，此時 L_1 與主開關 S_m 與輔助開關 S_s 上的寄生電容 $C_{o1} + C_{o2}$ 產生共振，計算其延遲時間，使主開關上的 V_{ds1} 降低直到零電壓，此時主開關 S_m 與其寄生二極體依次導通，而達到零電壓切換的目標如圖 3-16 所示。在此分析時，先將此時的電路轉

換成拉式等效電路，即可列出下列左右迴圈等式：

左迴圈：

$$\begin{aligned} & \frac{V_{in} - V_c}{s} + I_a L_1 + (M_{12} - M_{13}) I_1 \\ & = sL_1 I_{L1}(s) + \frac{I}{s(C_{co1} + C_{co2})} I_{L1}(s) + s(M_{12} - M_{13}) I_{L3}(s) \end{aligned} \quad (3-64)$$

右迴圈：

$$\begin{aligned} & \frac{V_o}{s} - I_1(L_3 + L_2 - 2M_{23}) - (M_{21} - M_{31}) I_a \\ & = -s(M_{12} - M_{13}) I_{L1}(s) - s(L_2 + L_3 - 2M_{23}) I_{L3}(s) \end{aligned} \quad (3-65)$$

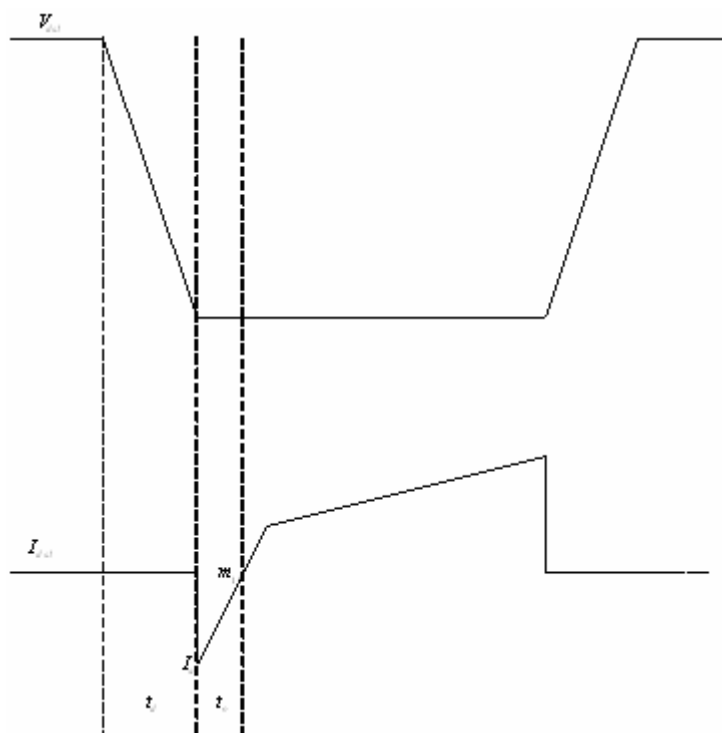


圖 3-16 主開關零電壓切換電壓對電流波形

把主開關 s_m 的電流與電壓的關係寫出

$$\begin{aligned}
V_{ds}(s) &= \frac{1}{s(C_{o1} + C_{o2})} I_{L1}(s) + \frac{V_c}{s} \\
&= \frac{s[I_a L_1 + (M_{12} - M_{13})I_1](L_2 + L_3 - 2M_{23})}{s\{s^2(C_{o1} + C_{o2})[L_1(L_2 + L_3 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2] + (L_2 + L_3 - 2M_{23})\}} \\
&\quad - \frac{s[I_1(L_2 + L_3 - 2M_{23})(M_{12} - M_{13}) + (M_{12} - M_{13})^2 I_a]}{s\{s^2(C_{o1} + C_{o2})[L_1(L_2 + L_3 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2] + (L_2 + L_3 - 2M_{23})\}} \\
&\quad + \frac{[(V_{in} - V_c)(L_2 + L_3 - 2M_{23}) + V_o(M_{12} - M_{13})]}{s\{s^2(C_{o1} + C_{o2})[L_1(L_2 + L_3 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2] + (L_2 + L_3 - 2M_{23})\}} \\
&\quad + \frac{V_c}{s}
\end{aligned} \tag{3-66}$$

令

$$\begin{aligned}
K_1 &= [I_a L_1 + (M_{12} - M_{13})I_1](L_2 + L_3 - 2M_{23}) - [I_1(L_2 + L_3 - 2M_{23})(M_{12} - M_{13}) + (M_{12} - M_{13})^2 I_a] \\
K_2 &= \frac{[(V_{in} - V_c)(L_2 + L_3 - 2M_{23}) + V_o(M_{12} - M_{13})]}{[I_a L_1 + (M_{12} - M_{13})I_1](L_2 + L_3 - 2M_{23}) - [I_1(L_2 + L_3 - 2M_{23})(M_{12} - M_{13}) + (M_{12} - M_{13})^2 I_a]} \\
K_3 &= (C_{o1} + C_{o2})[L_1(L_2 + L_3 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2] + (L_2 + L_3 - 2M_{23})
\end{aligned} \tag{3-67}$$

可將(3-66)式化簡為(3-68)式

$$V_{ds}(s) = K_1 \frac{s + K_2}{s(s^2 + K_3)} + \frac{V_c}{s} \tag{3-68}$$

將其反拉式轉換得

$$V_{ds}(t) = V_c + K_1 \sqrt{\frac{K_2^2 + K_3}{K_3^2}} \sin(\sqrt{K_3}t - \tan^{-1}(\frac{K_2}{\sqrt{K_3}})) + \frac{K_1 K_2}{K_3} \tag{3-69}$$

此時 V_{ds} 經過一 t_d 而降至到零

$$t_d = \frac{\tan^{-1}(\frac{K_2}{\sqrt{K_3}})}{\sqrt{K_3}} - \frac{1}{\sqrt{K_3}} \sin^{-1}\left(\frac{V_c K_3 + K_1 K_2}{K_1 + K_1 K_2}\right) \tag{3-70}$$

其中 t_o 為 I_a 從負變成零所需的時間。

根據所設定的規格，而來得到系統參數，來作硬體的設計，其中為了能達到零電壓切換，將主開關作一延遲時間，達到零電壓切換，期望使切換損降至最低。而輔助開關也期望能達到損耗最低的切換，由 I_{L1} 的電流峰值圖形與輔助開關上的電流 I_{ds2} 可知，只要在輔助開關逆流的時間內 ($t_x - t_2$) 導通即可。圖形如圖 3-17 所示：

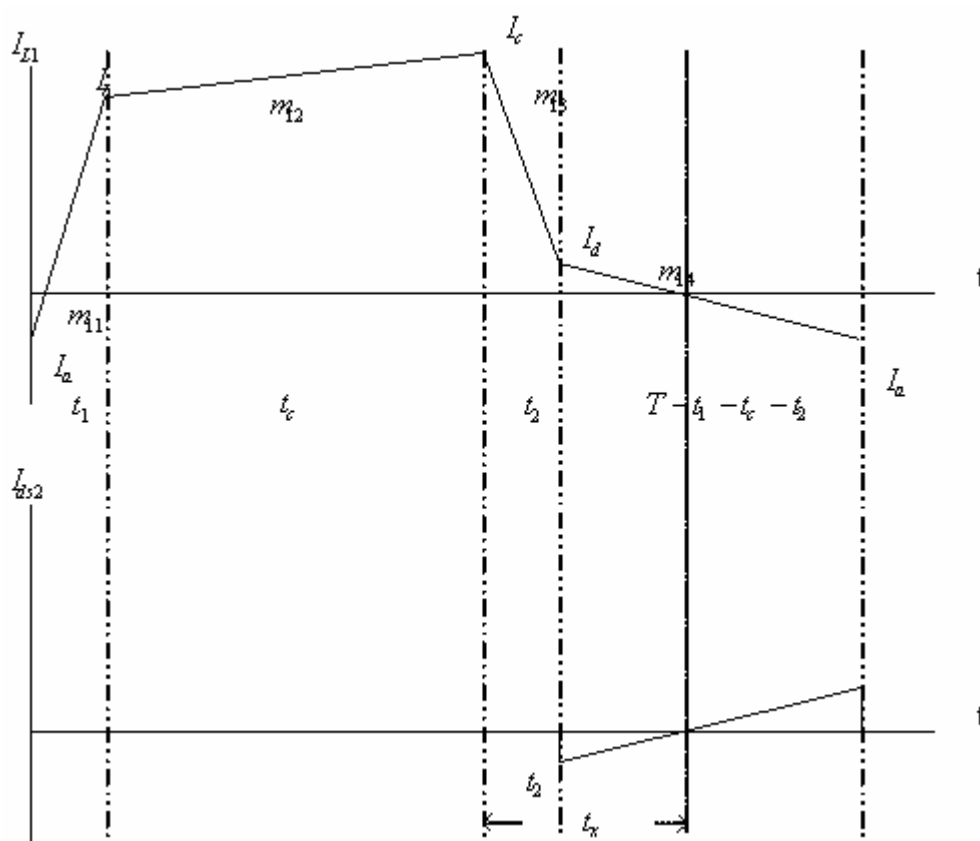


圖 3-17 輔助開關上的電流 I_{ds2} 與 L_1 上的電流波形

3-5 零件參數設計

由 3-3 節至 3-4 節所推導出的數學式為精確解，可以很明顯的看到，變數非常的多，為了能簡化並方便系統參數的設計，在某些式子裡，加了些條件，以便於求得系統參數之近似值。從 3-3 節所談到的繞製鐵芯，其相對應的自感與互感整理如(3-71)至(3-73)式所示：

$$L_1 = L_{1k} + \frac{n_1}{n_3} M_{31} \quad (3-71)$$

$$L_2 = L_{2k} + \frac{n_3}{n_2} M_{32} \quad (3-72)$$

$$L_3 = L_{3k} + \frac{n_3}{n_1} M_{13} \quad (3-73)$$

為了能符合之前所探討的主動箝位順向式轉換器，使 $n_2 = n_3$ ，再來利用磁迴路方程式，可明顯的看出 $M_{32} = \frac{n_2}{n_1} M_{31}$ ，所以再一次化簡，令

$M_{31} = M_{13} = M$ ， $n = \frac{n_1}{n_3}$ 可得下式

$$L_1 = L_{1k} + nM \quad (3-74)$$

$$L_2 = L_{2k} + \frac{M}{n} \quad (3-75)$$

$$L_3 = L_{3k} + \frac{M}{n} \quad (3-76)$$

設定其限制：

1. 設定 $nM \gg L_{1k}$ ， $\frac{M}{n} \gg L_{2k}$ ， $L_{3k} \gg L_{1k}$ ， $L_{3k} \gg L_{2k}$ ，就可化簡成如下：

$$L_1 \cong nM \quad (3-77)$$

$$L_2 \cong \frac{M}{n} \quad (3-78)$$

2. 定義 I_o 為流經輸出電感 L_{3k} 的平均電流， $I_{o(\text{boundary})}$ 為流經輸出電感 L_{3k}

的連續導通及不連續導通交界的平均電流，可得

$$I_{o(\text{boundary})} = \alpha I_o, \quad \alpha < 1 \quad (3-79)$$

$$\Delta I_o = 2\alpha I_o \quad (3-80)$$

ΔI_o 為流經輸出電感 L_{3k} 的峰值對峰值電流變化量。

所以就可將輸出電感值求出

$$L_{3k} = \frac{V_o(T - DT)}{\Delta I_o} = \frac{V_o(T - DT)}{2\alpha I_o} \quad (3-81)$$

經由(3-36)式所推出的，雙 E 型鐵芯上留下各 1mm 的間隙，可求得

$$\frac{L_{3k}}{L_3} \approx 0.6 \quad (3-82)$$

本論文的規格，功率為 100W，輸入 DC 160V，輸出為 DC 12V。選定由 CCM 進入到 DCM 的負載電流值 $I_{o(\text{boundary})}$ ，全載負載電流 I_o ，希望的動作責任週期 D 及切換頻率 f_s ，設定所要設計的參數。由於功率設定在 100W，所以其平均輸出電流可計算出 $I_o = \frac{P_o}{V_o} = 8.33A$ ，再來設定其責任週期 $D = 0.36$ ，即可得到其主次側與副次側的繫數比 $n = \frac{V_{in} D}{V_o} = \frac{160 \times 0.36}{12} = 4.8$ 。選定由 CCM 進入到 DCM 的負載電流值

$I_{o(\text{boundary})} = 1.488A$ ，即可得到所需要的輸出電感，

$$L_{3k} = \frac{(\frac{V_{in}}{n} - V_o)DT}{2I_{o(\text{boundary})}} = \frac{(\frac{160}{4.8} - 12) \times 0.36 \times 5}{2 \times 1.488} = 12.9\mu H \quad (3-83)$$

再根據(3-82)式，求得所需的 L_3 ，

$$L_3 = \frac{L_{3k}}{0.6} = 21.5\mu H \quad (3-84)$$

帶入到(3-76)式，得到 $\frac{M}{n}$ 的值，就可將 L_1 、 L_2 求出。

$$L_1 = 177.6\mu H \quad (3-85)$$

$$L_2 = 7.7\mu H \quad (3-86)$$

底下的表格是實際去測量所設計的電感值和量測出的電感值的比較，其方法為圖 2-8 所談。從表格中可以清楚的看到，設計值與量測值近似，因此所設計的電感值，符合需求。

表 3-1 電感的設計值與實測值的比較

	L_1	L_2	L_3	M_{12}	M_{23}	M_{13}	L_{3k}
設計值	177.6 μH	7.7 μH	21.5 μH	36.6 μH	7.6 μH	45.5 μH	13.9 μH
量測值	177.6 μH	8.3 μH	28.8 μH	38 μH	8.96 μH	42.5 μH	15 μH

有了基本的參數，帶入(3-39)式至(3-62)式，計算出所需要的 dead

time 及有效的責任週期 D_{eff} 。下表 3-2 是根據 3-4 節推導計算出來的系統參數表，應用在硬體電路設計，來達到磁集成於主動箝位順向式轉換器的功能。

表 3-2 硬體電路規格參數表

t_1	0.0325us
t_c	1.82us
t_2	0.0761us
t_d	0.173us
t_o	0.019us
I_1	7A
I_2	7.01A
I_3	9.71A
I_4	9.59A
I_a	-0859A
I_b	0.165A
I_c	2.81A
I_d	0.77A
D_{eff}	0.365

第四章

控制方式與系統分析補償

4-1 控制方式

藉由第三章所計算出來的參數，設計出硬體架構，底下將控制方式，作一說明。本電路架構所採用的控制器為 Texas Instruments 所出產的 UC3842，其完整的內部方塊圖如圖 4-1 所示：

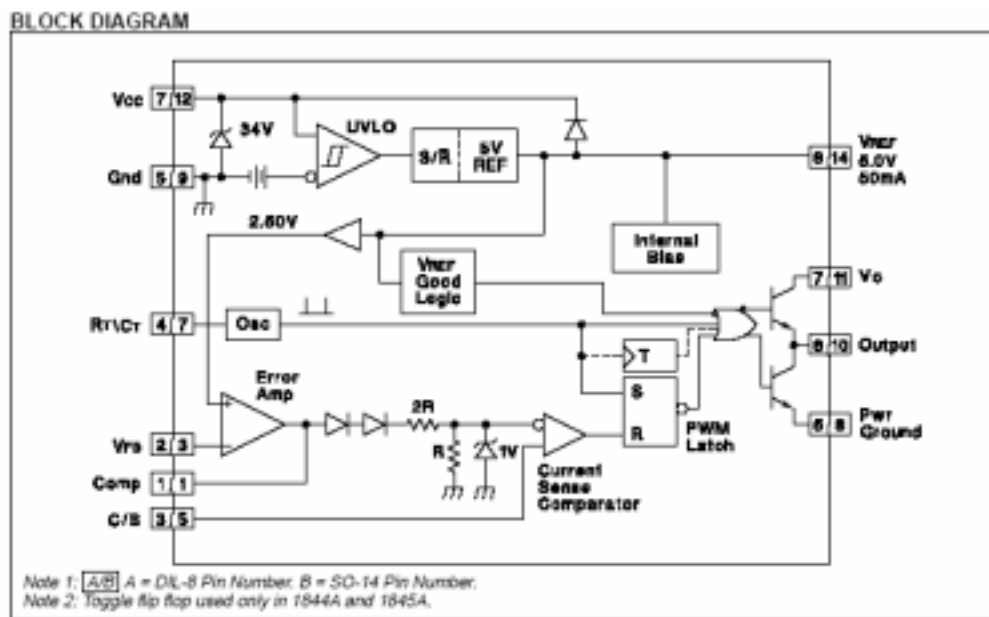


圖 4-1 UC3842 的內部方塊圖

UC3842 為一電流模式控制的 PWM 控制器，主要是提供給電流模

式控制的電源供應器使用。由規格中可知，UC3842 的工作頻率可藉由 R_T 與 C_T 的設定而達成，而其最大值可達 500kHz，其輸出級為圖騰柱高電流輸出，最大可達 1A，通常不須外加驅動電路就能驅動功率晶體。

本論文所設定的切換頻率為 200kHz，可藉由圖 4-2、圖 4-3 之規格曲線圖來設計。所需要的電容為 2.2nF、電阻為 3.3k，其責任週期為 85%。

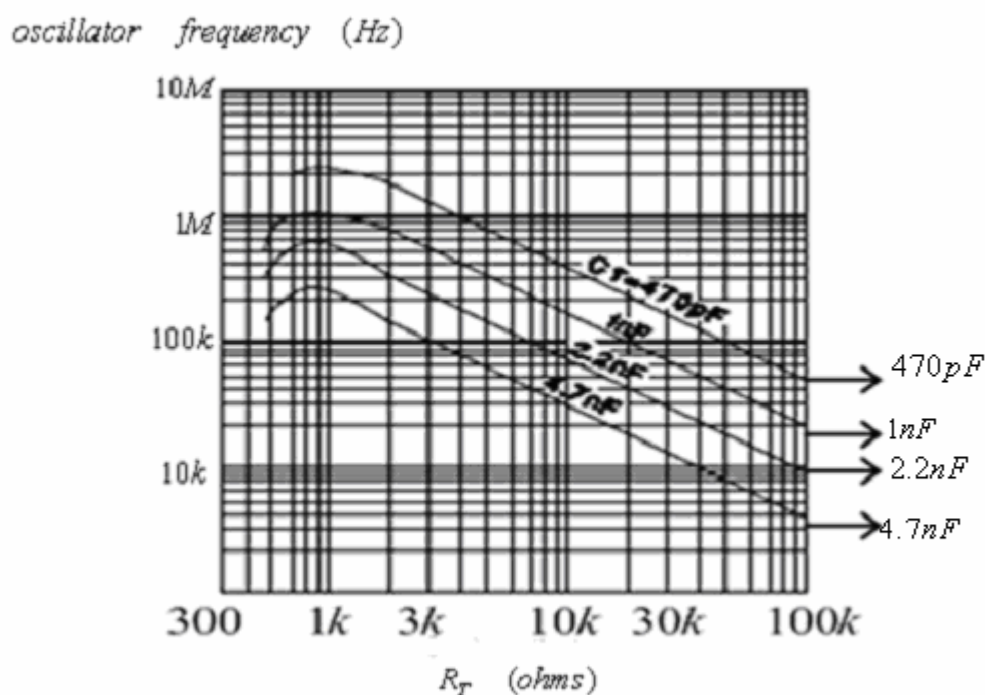


圖 4-2 工作頻率對 R_T

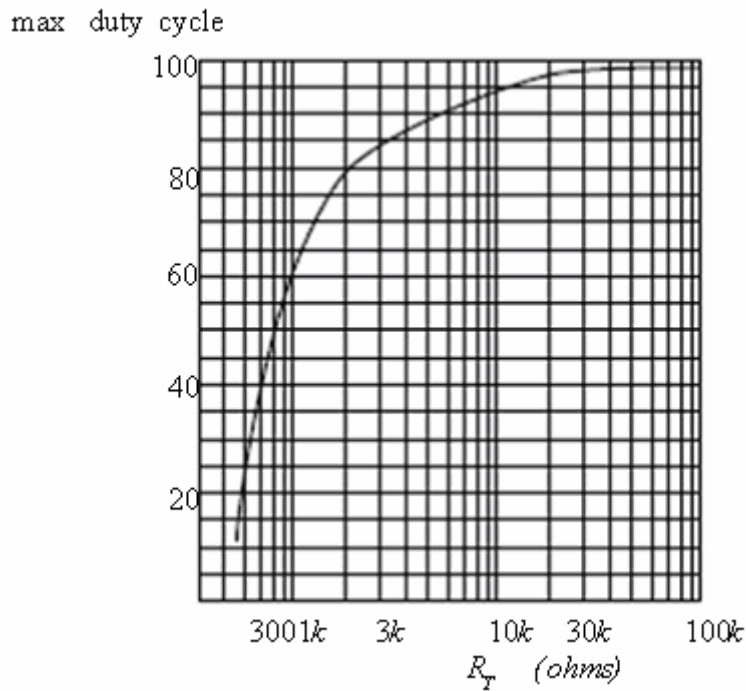


圖 4-3 工作週期對 R_T

4-2 互補式開關控制電路

此工作責任週期並不完全適用於所定的規格，為了能達到此系統能隨輸入電壓的變化，而來改變其責任週期，藉由 $v_{in} \times D = n \times v_o$ ，來設計所需要的觸發訊號。當輸入電壓有劇烈變動時，使的責任週期也跟著變動，如此將導致箝位電容 C_s (3-4) 式有高電壓脈波產生，而使得開關電晶體容易崩潰。為了防止此情況發生，先將輸入電壓為 100V 時，其責任週期 D_{max} 為 0.56 算出，即把 UC3842 的輸出接腳的責任週期限

制在 0.56，如圖 4-4-(B)所示：另外再將隨輸入電壓變動的脈波訊號設計出來，如圖 4-4-(C)所示，將圖 4-4-(B)與圖 4-4-(C)訊號用 AND 閘連接起來，即可決定主開關的驅動訊號。

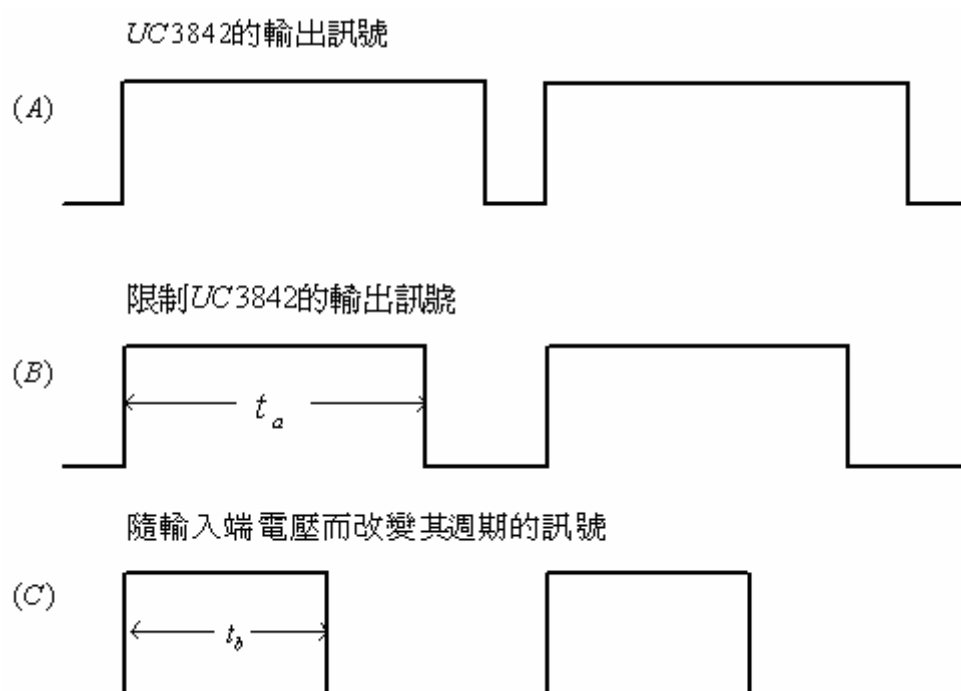


圖 4-4 限制責任週期工作時序圖

主動箝位順向式轉換器的兩組驅動訊號是互補的，所以輔助開關的驅動訊號只需在主開關的驅動訊號加上反向器即可。在兩組驅動信號設定所計算出來的截止時間。根據(3-69)式所得主開關上的 t_{d1} ，令主開關上的觸發訊號產生時間延遲，而後緣時間不變，使得主開關能達到零電壓切換。而輔助開關也為了能達到零電壓切換，也加入時間

延遲(圖 3-17)的效果。如圖 4-5 所示：

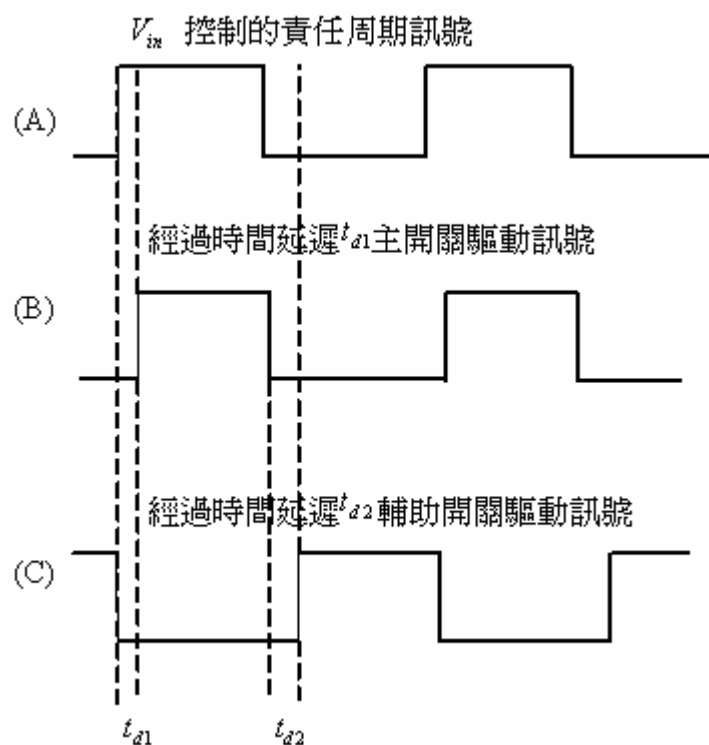


圖 4-5 主開關與輔助開關的驅動訊號

功率電晶體的規格，將影響轉換器之導通損與切換損。例如：電晶體中之等效導通電阻 $R_{ds(on)}$ 的大小決定了導通損失；而電晶體中之等效接面電容 C_{os} 的大小決定了功率晶體的切換損失。電晶體之切換損可以藉由所需要之 dead time 的控制而達到零電壓切換，達成零切換損；致於其導通損失，則決定於 $R_{ds(on)}$ 的大小，因此可選擇 $R_{ds(on)}$ 較小的功率電晶體，以減少轉換器的導通損失。

4-3 電流模式控制

電流模式控制等效方塊圖如圖 4-6 所示，電路中包含了輸出電壓的隔離回授電路，電流取樣電路。輸出電壓經由隔離回授電路送制控制器中的誤差放大與參考電壓作比較，得到一控制電壓 V_d ，再與電流斜率回授補償做比較，產生所需要的 PWM 訊號。

電流模式控制本身是一種雙迴路控制[18]，其控制訊號除了傳統電壓模式控制所需要的輸出電壓以外，並把輸出電感上的電流回授至控制器中。對於一個二階系統，回授控制信號有兩個獨立變數，可使系統達到最佳控制的狀態。

從圖 4-6，當輸出電壓上升時會造成誤差訊號 v_e 下降，使得 PWM 輸出訊號縮小，工作周期將減少。而當輸出電壓下降時，造成誤差訊號 v_e 上升，自然的將工作週期增加。

當輸入電壓發生變化，電流模式控制因為有回授電流訊號，因此可以達到電壓前饋的特性。如圖 4-7 中 D_α 代表輸入電壓為正常值的工

作週期。而當輸入電壓降低時，因為電流上升的速度變慢，使得其工作週期增加，如 D_β 。當輸入電壓增加時，使得電流上升的速度變快，使得其工作週期減少，如 D_γ 。

電流模式控制能針對不同的輸入電壓，自動的調整其工作週期的大小，以補償輸入電壓變化對系統的影響。

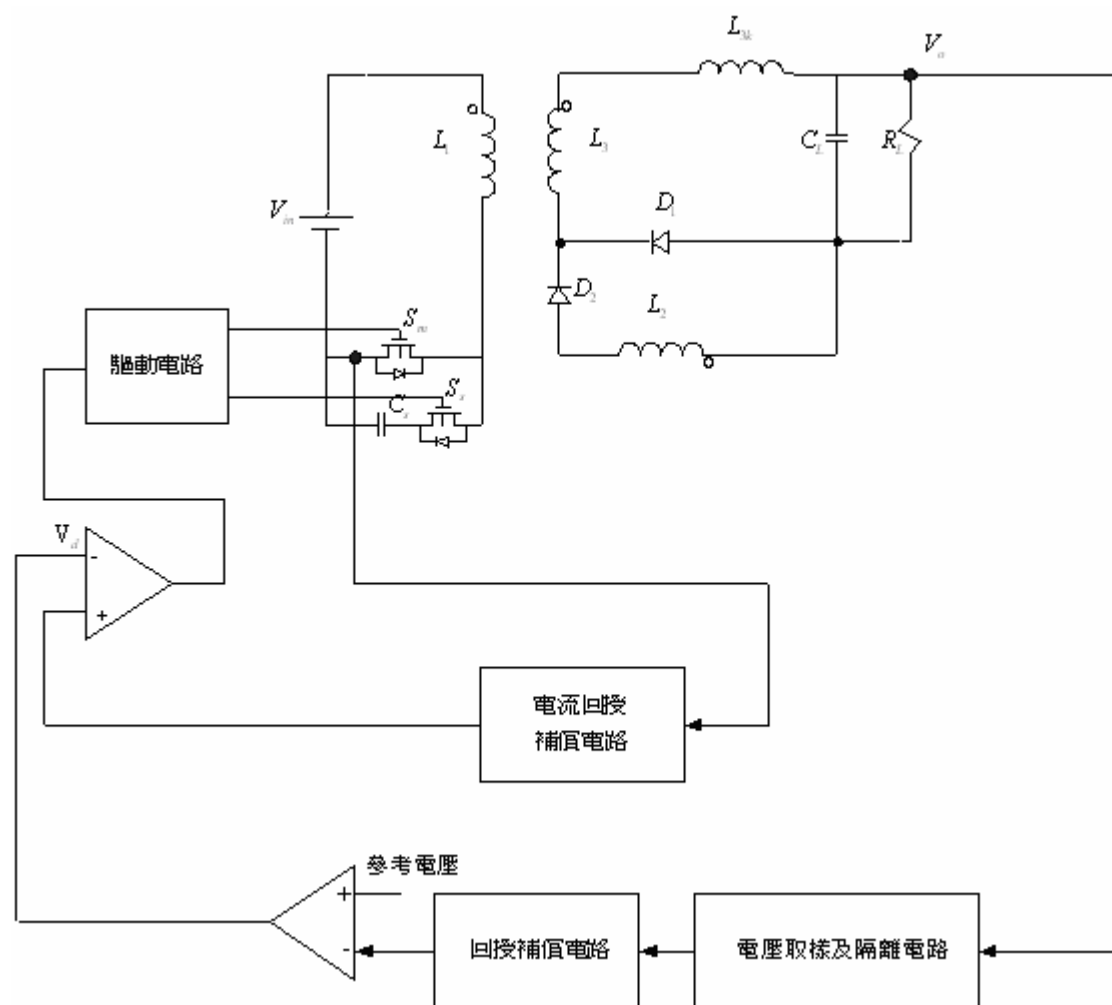


圖 4-6 電流模式控制等效方塊圖

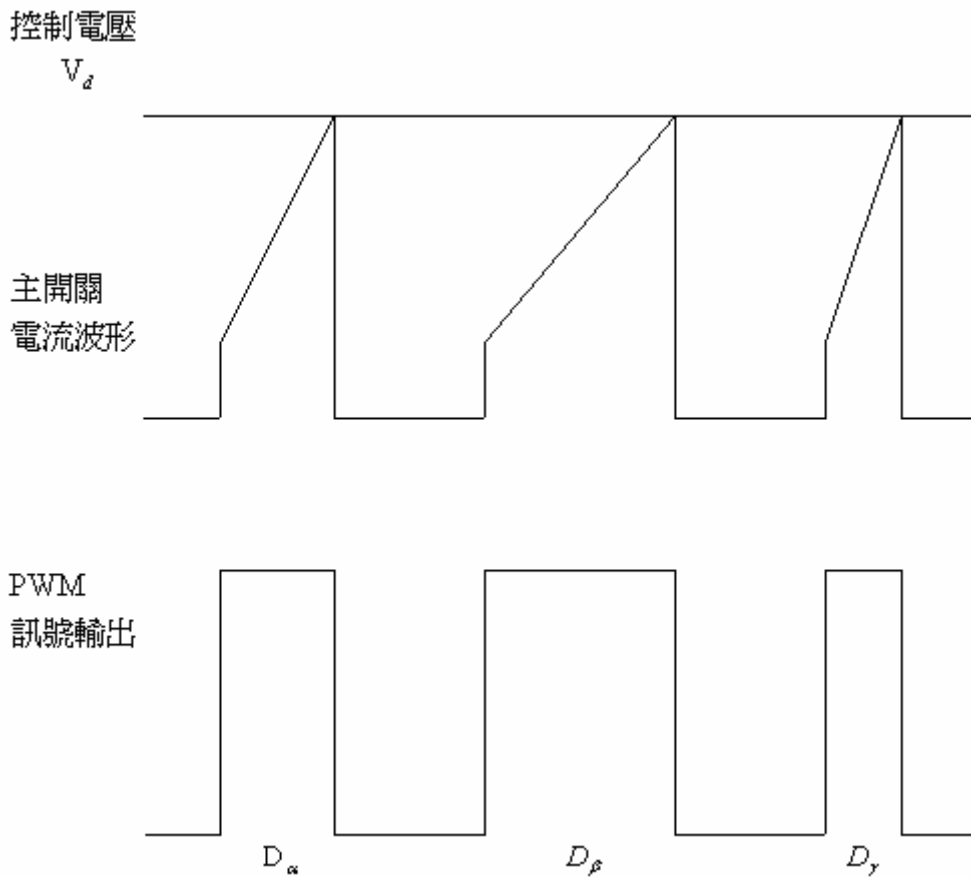


圖 4-7 電流模式控制達到電壓前饋的特性

理論上電流模式控制的電流回授訊號要取輸出電感上的電流訊號，但實際上，輸出電感上的電流如圖 4-8。圖 4-8 可發現輸出電感上的電流有一直流成分，再做硬體電路設計時，其直流值的取出較麻煩。為了簡化起見，利用電阻在主開關上取出其電流訊號，而不取輸出電感上的電流訊號。

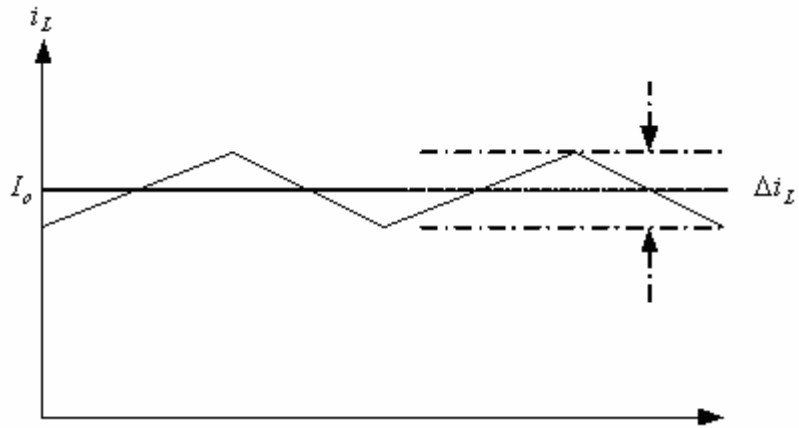


圖 4-8 輸出電感上的實際電流波形

4-4 系統小訊號分析

圖 3-9 為主動箝位順向式轉換器的電路圖，電路操作在連續導通模式，為了簡化分析，做了以下的近似[21]：

電路操作僅有兩種狀態，由於兩電晶體 S_m 與 S_s 皆不導通的時間比總週期小很多，因此忽略掉皆不導通的時間，在此的分析僅只考慮兩種操作狀態，一為 $0 \leq t < DT$ 時，主開關 S_m 導通，輔助開關 S_s 截止。另一狀態為 $DT \leq t < T$ 時，主開關 S_m 截止，輔助開關 S_s 導通。

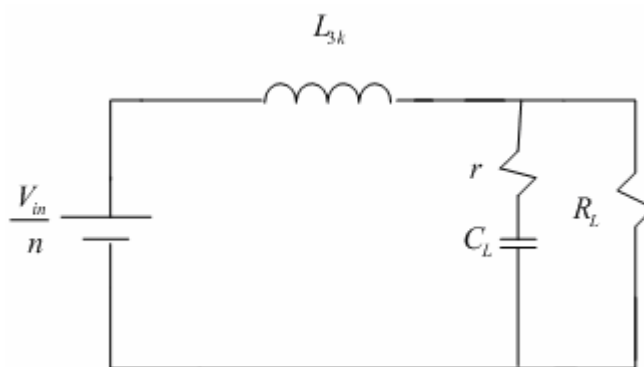


圖 4-9 主開關導通，輔助開關截止的等效電路

圖 4-9 為圖 3-9 的主開關導通，輔助開關截止時，將主次側參數轉換至副次側之等效電路。

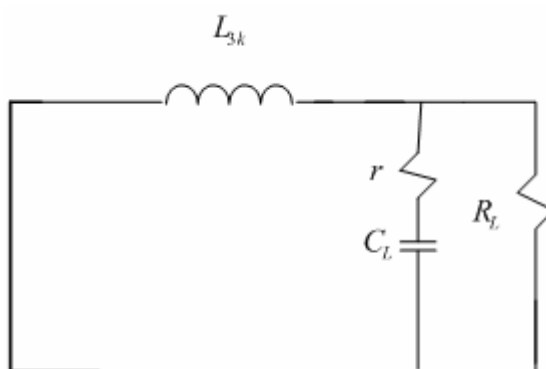


圖 4-10 主開關截止，輔助開關導通的等效電路

圖 4-10 為圖 3-9 的主開關截止，輔助開關導通時，將主次側參數轉換至副次側之等效電路。

假設此轉換器操作在連續導通模式，定義流經輸出電感 L_{3k} 的電流

狀態為 i_L ，負載電容 C_L 兩端的電壓為 v_c ， v_{in} 為輸入電壓， v_o 為輸出電壓， r 為負載電容 C_L 的電阻值。根據圖 4-9 可得狀態方程式為(4-1)至(4-3)式：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_L(R_L+r)} & \frac{R_L}{C_L(R_L+r)} \\ -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L+r)} & -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{nL_{3k}} \end{bmatrix} v_{in} \quad (4-1)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{R_L+r} & \frac{R_L r}{R_L+r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

$$i_L = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

根據圖 4-10 可得狀態方程式為(4-4)至(4-6)式：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_L(R_L+r)} & \frac{R_L}{C_o(R_L+r)} \\ -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L+r)} & -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (4-4)$$

$$v_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{R_L+r} & \frac{R_L r}{R_L+r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

$$i_L = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

為了推導出完整週期內系統之轉移函數，本研究將採用狀態空間平均法[13]，首先假設責任週期變數 d ，將其狀態依其工作時間予以

平均化、線性化，利用矩陣的運算，可得狀態平均方程式。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{C_L(R_L+r)} & -\frac{1}{C_L(R_L+r)} \\ -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L+r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d}{nL_{3k}} \end{bmatrix} v_{in} \quad (4-7)$$

$$v_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{R_L+r} & \frac{R_L r}{R_L+r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

$$i_L = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

其中定義

$$i_L = I_L + \hat{i}_L \quad (4-10)$$

$$v_c = V_c + \hat{v}_c \quad (4-11)$$

$$v_o = V_o + \hat{v}_o \quad (4-12)$$

$$v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \quad (4-13)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (4-14)$$

I_L 、 V_c 、 V_o 、 V_{in} 、 D 代表各訊號的直流部份， \hat{i}_L 、 \hat{v}_c 、 \hat{v}_o 、 \hat{v}_{in} 、 \hat{d} 代表各訊號的小訊號部份，將(4-10)到(4-14)代入狀態平均方程式(4-7)至(4-9)式，再分別將直流值與小訊號分開，則可分別表示直流的狀態方程式如(4-15)至(4-16)式所示，而小訊號的狀態方程式(4-17)至(4-19)式。

直流的狀態方程式

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{C_L(R_L+r)} & -\frac{1}{(R_L+r)} \\ -\frac{R_L}{(R_L+r)} & \frac{R_L}{(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{n} \end{bmatrix} V_{in} \quad (4-15)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{R_L+r} & \frac{R_L r}{R_L+r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

小訊號的狀態方程式

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{C_L(R_L+r)} & -\frac{1}{C_L(R_L+r)} \\ -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L+r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}}{nL_{3k}} \end{bmatrix} \hat{d} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{nL_{3k}} \end{bmatrix} \hat{v}_{in} \quad (4-17)$$

$$\hat{i}_L = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

$$\hat{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{R_L+r} & \frac{R_L r}{R_L+r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

在此令 $A = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{C_L(R_L+r)} & -\frac{1}{C_L(R_L+r)} \\ -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L+r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L+r)} \end{bmatrix}$ 、 $B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}}{nL_{3k}} \end{bmatrix}$ 、 $C = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{nL_{3k}} \end{bmatrix}$ 、 $D = [0 \ 1]$ 、

$$E = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{R_L+r} & \frac{R_L r}{R_L+r} \end{bmatrix}$$

依據(4-17) 式、(4-19)式可以求出輸出電壓對責任週期的轉移函數。

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}(s)} = E(SI - A)^{-1} B = \frac{V_{in} R_L (1 + srC_L)}{n[s^2 L_{3k} C_L (r + R_L) + s(L_{3k} + rR_L C_L) + R_L]} \quad (4-20)$$

依據(4-18) 式、(4-19)式求得流經輸出電感的電流對責任週期轉移函

數。

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}(s)} = D(SI - A)^{-1} B = \frac{V_m [sC_L(r + R_L) + 1]}{n[s^2 L_{3k} C_L(r + R_L) + s(L_{3k} + rR_L C_L) + R_L]} \quad (4-21)$$

底下將討論電流模式控制，採用電流模式控制時，就有斜率補償的問題，底下將討論對其穩定來考量，使的擾動量能更快達到穩定。

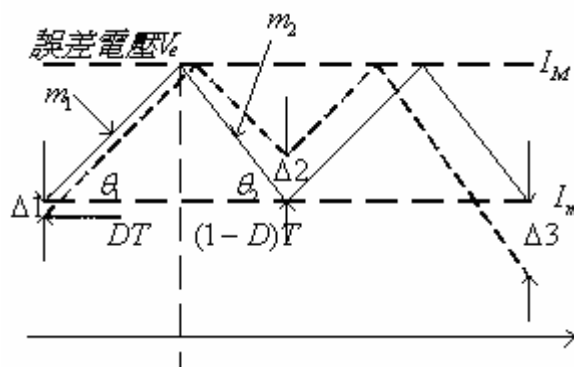


圖 4-11 責任週期大於 0.5 電流擾動與誤差電壓的關係

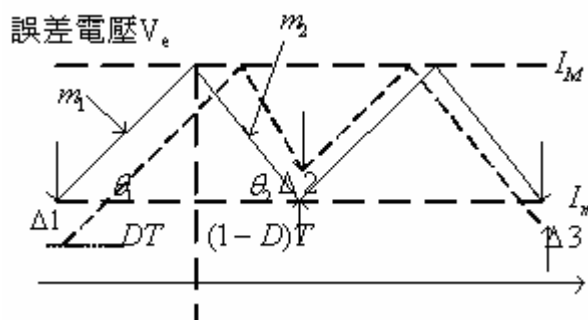


圖 4-12 責任週期小於 0.5 電流擾動與誤差電壓的關係

在此，有分成責任週期大於 0.5，及責任週期小於 0.5，來探討。
 假設 V_e 代表誤差訊號電壓， I_M 代表輸出電感上的電流最大值， I_m 代表輸出電感上的電流最小值，當責任週期大於 0.5 或是責任週期小於 0.5 時，其電流的擾動量可分別從圖 4-11、圖 4-12 可知。

$$m_1 DT = -m_2(1-D)T \quad (4-22)$$

$$\Delta 1 = \Delta T \tan \theta_1 = \Delta T m_1 \quad (4-23)$$

$$\Delta 2 = \Delta T \tan \theta_2 = \Delta T m_2 \quad (4-24)$$

$$\left| \frac{\Delta 1}{\Delta 2} \right| = \frac{m_1}{m_2} = \frac{D}{1-D} \quad (4-25)$$

可依相似三角形的關係式，求得其公比為 $\frac{D}{1-D}$ 。由(4-25)式可以發現，不穩定的臨界點是在當公比為 1 的情況，也就是當 $D=0.5$ 時。為了防止前述問題的發生，最簡便解決方式為加入斜率補償。

斜率補償的方法為加負斜率鋸齒波電壓於誤差訊號電壓 V_e 在與輸出電感上的電流做比較。底下將此轉換器所需要的斜率補償穩定的條件證明出來。令加負斜率 m_e 鋸齒波電壓於誤差訊號電壓 V_e 、流經 L_{3k} 的充電電流斜率為 m_c 、流經 L_{3k} 的放電電流斜率為 m_d ，如圖 4-13 所示：

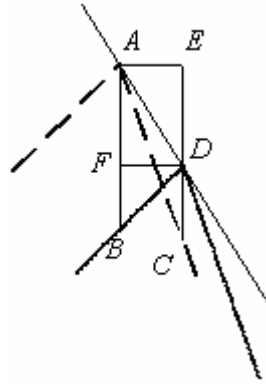


圖 4-13 斜率補償穩定的條件

找出 $\frac{\overline{CD}}{\overline{AB}}$ 之間的比例關係，即可決定斜率補償穩定的條件

$$\overline{CD} = \overline{CE} - \overline{DE} = m_d * \overline{AE} - m_e * \overline{AE} \quad (4-26)$$

$$\overline{AB} = \overline{AF} + \overline{FB} = m_e * \overline{AE} + m_c * \overline{AE} \quad (4-27)$$

$$\frac{\overline{CD}}{\overline{AB}} = \frac{m_d - m_e}{m_e + m_c} \quad (4-28)$$

一般會希望(4-50)式公比小於 1，所以 $\frac{\overline{CD}}{\overline{AB}} = \frac{m_d - m_e}{m_e + m_c} < 1$

可得斜率補償穩定的條件為

$$2m_e > m_d - m_c \quad (4-29)$$

主開關上加入適當的電阻值 R_s ，來取的所對應的輸出電流 $(\frac{\hat{i}_L}{n})$ 與電壓 $(\frac{\hat{i}_L}{n} R_s)$ ，在加入斜率 (m_s) 補償的電壓波形，即為誤差放大器的輸出電壓 \hat{V}_e ，如圖 4-14 所示。圖 4-14 可推得(4-30)式

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{n} R_s + m_s \hat{d}(s) T = \hat{V}_e(s) \quad (4-30)$$

再根據(4-30)式，及之前所推出 (4-21)式，可求得輸出電感的電流對
誤差放大器輸出電壓的轉移函數

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{V}_e(s)}$$

$$= \frac{V_{in}[sC_L(R_L+r)+1]}{s^2 n^2 L_{3k} C_L m_s T(R_L+r) + s[n^2 m_s T(L_{3k} + rR_L C_L) + V_{in} R_s C_L (R_L+r)] + (n^2 R_L m_s T + V_{in} R_s)}$$

(4-31)

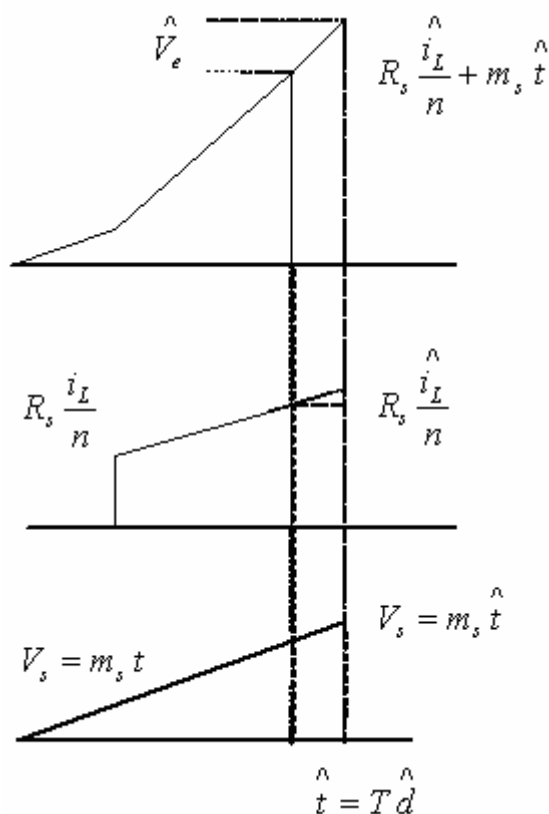


圖 4-14 電流模式控制電流與斜率補償的波形圖

在從圖 4-15 上求得輸出負載上的電流與輸出電感上的電流的轉
移函數。

$$G_o(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{(srC_L + 1)}{sC_L(R_L + r) + 1} \quad (4-32)$$

從以上所推得各轉移函數，可把本系統的控制方塊建構出來，如圖 4-16 所示。

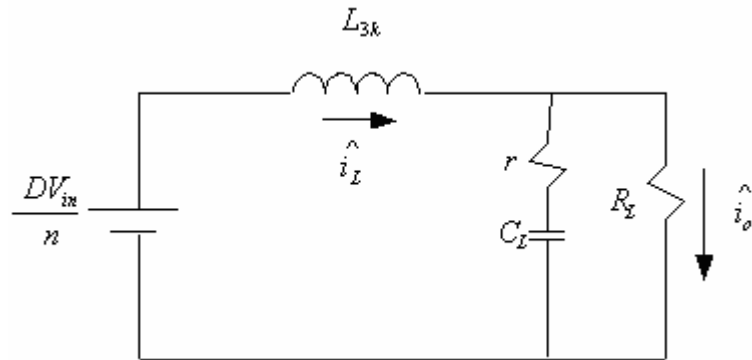


圖 4-15 輸出負載上的電流與輸出電感上的電流的轉移函數

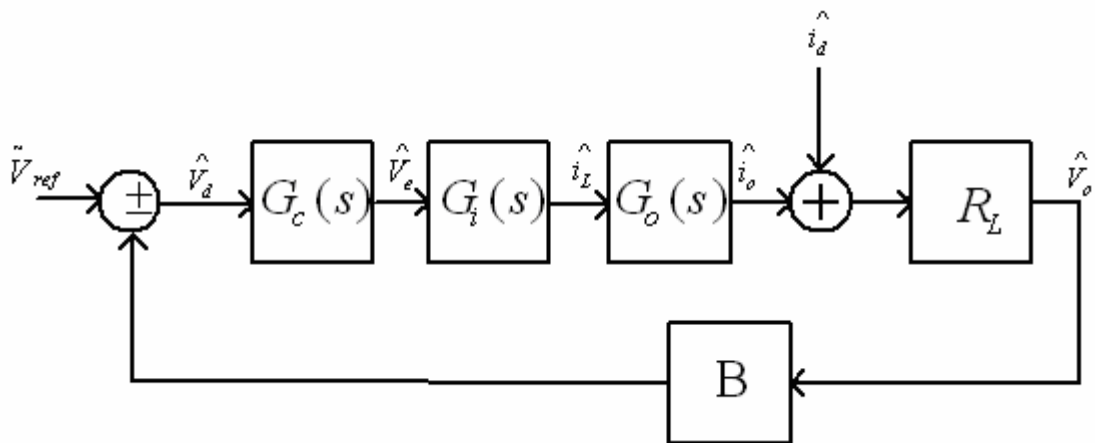


圖 4-16 系統的控制方塊

圖 4-16 中， B 為從輸出端所取得的分壓， $G_c(s)$ 所代表頻率補償及誤差放大器的增益， i_d 代表外在負載的變化， R_L 代表負載電阻， i_d 代

表外界干擾的電流。討論此系統的穩定度，首先定義迴路增益 $T(s)$

$$T(s) = BG_c(s)G_i(s)G_o(s)R_L \quad (4-33)$$

在此先不加入頻率補償，即 $G_c(s) = 1$ 。令斜率補償 $m_s = 0$ ，可得到

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_e(s)} = G_i(s)G_o(s)R_L = \frac{nR_L(1+srC_L)}{R_s(1+sR_LC_L)} \quad (4-34)$$

帶入適當值， R_s ， C_L ，電容的 ESR 值 r ， R_L ， n 、 B 帶入到(4-34)式可得下列的轉移函數，可得迴路增益

$$T(s) = B \frac{nR_L(1+srC_L)}{R_s(1+sR_LC_L)} \quad (4-35)$$

由於採用電流模式控制，若轉換器的責任週期大於 0.5 將使得輸出電流容易產生震盪，因此需要把斜率補償加入，根據(4-29)式，令流經 L_1 的磁化電流斜率為 m_e

$$m_e = \frac{V_{in}}{L_1} = 0.901V/\mu H \quad (4-36)$$

令流經 L_{3k} 的充電電流斜率為 m_c

$$m_c = \frac{V_{in} - V_o}{L_{3k}} = 1.53V/\mu H \quad (4-37)$$

令流經 L_{3k} 的放電電流斜率為 m_d

$$m_d = \frac{V_o}{L_{3k}} = 0.86V/\mu H \quad (4-38)$$

由前面所証出的斜率補償穩定條件為 $2m_e > m_d - m_c$ 。將(4-36)至(4-38)

式參數帶入來看，所繞制出的 L_1 已提供足夠的斜率補償，而不需再外加額外的斜率補償。圖 4-18 為斜率補償後的迴路增益頻率響應圖形，其中 $m_s = m_e$ 。

$$T(s) = \frac{V_m(srC_L + 1)}{s^2 n^2 L_{3k} C_L m_s T(R_L + r) + s[n^2 m_s T(L_{3k} + rR_L C_L) + V_m R_s C_L (R_L + r)] + (n^2 R_L m_s T + V_m R_s)} \quad (4-39)$$

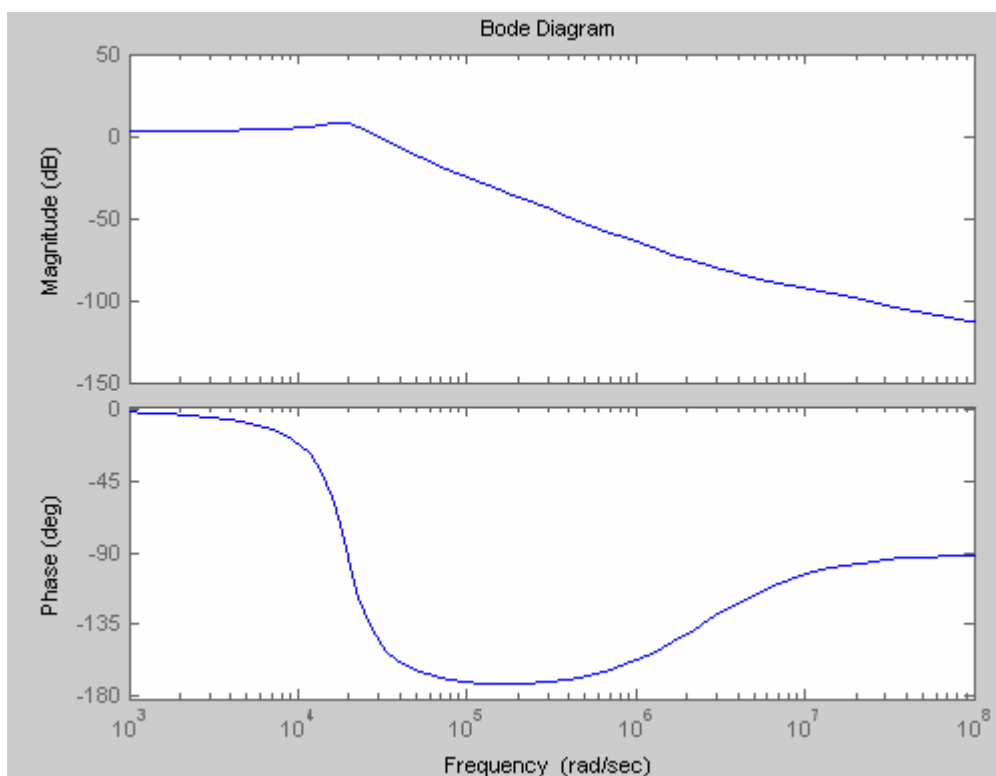


圖 4-17 已有斜率補償的迴路增益波德圖

可以從圖 4-17 的迴路增益波德圖看出其 GM 的不足，為此設計頻率補償器，其滿足下列的要求：

1. 低頻增益要夠大，以降低輸出電壓的穩態誤差。

2. 高頻的增益要夠低，以降低高頻的雜訊，如切換雜訊、輸出漣波電壓雜訊等。
3. 零交越頻率要夠大，使轉換器對於暫態之擾動能迅速反應。
4. 相位邊限與增益邊限要夠大，使轉換器能夠穩定。

考慮已上四點頻率補償的電路簡圖[22]如圖 4-18 所示。其中 V_{ref} 是所採用硬體設備的參考電壓

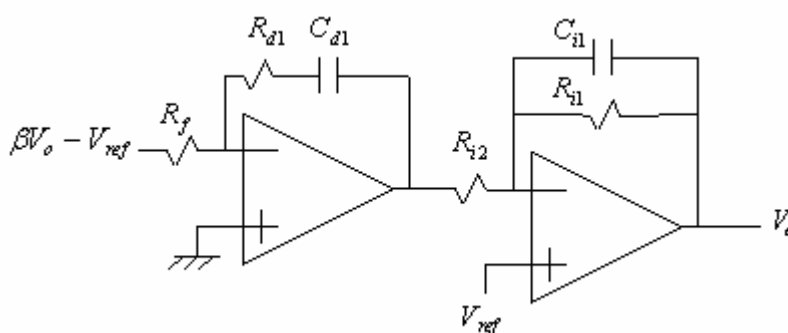


圖 4-18 頻率補償的電路簡圖

將圖 4-18 做一整理，可得(4-40)式。

$$G_c(s) = \frac{V_e(s)}{V_d(s)} = \frac{R_{i1}(1 + sR_{d1}C_{d1})}{sC_{d1}R_{i2}R_f(1 + sR_{i1}C_{i1})} \quad (4-40)$$

帶入適當的參數，可得到頻率補償後的波德圖，可滿足規格的需

求。此規格的設定 $w_0 = 40000\pi$, GM 要為 50dB , 其 PM 要為 45° , 為了滿足所設定的規格, 令

$$|G_c(jw_0)| = \frac{R_{i1} \sqrt{1 + (w_0 R_{d1} C_{c1})^2}}{C_{d1} R_{i2} R_f w_0 \sqrt{1 + (w_0 R_{i1} C_{i1})^2}} = 47 \quad (4-41)$$

$$\angle G_c(jw_0) = \tan^{-1} \angle w_0 R_{d1} C_{d1} - 90^\circ - \tan^{-1} \angle w_0 R_{i1} C_{i1} = -135^\circ \quad (4-42)$$

解出上面的參數, 即可達到規格的要求。

底下是設定好規格的迴路增益波德圖。

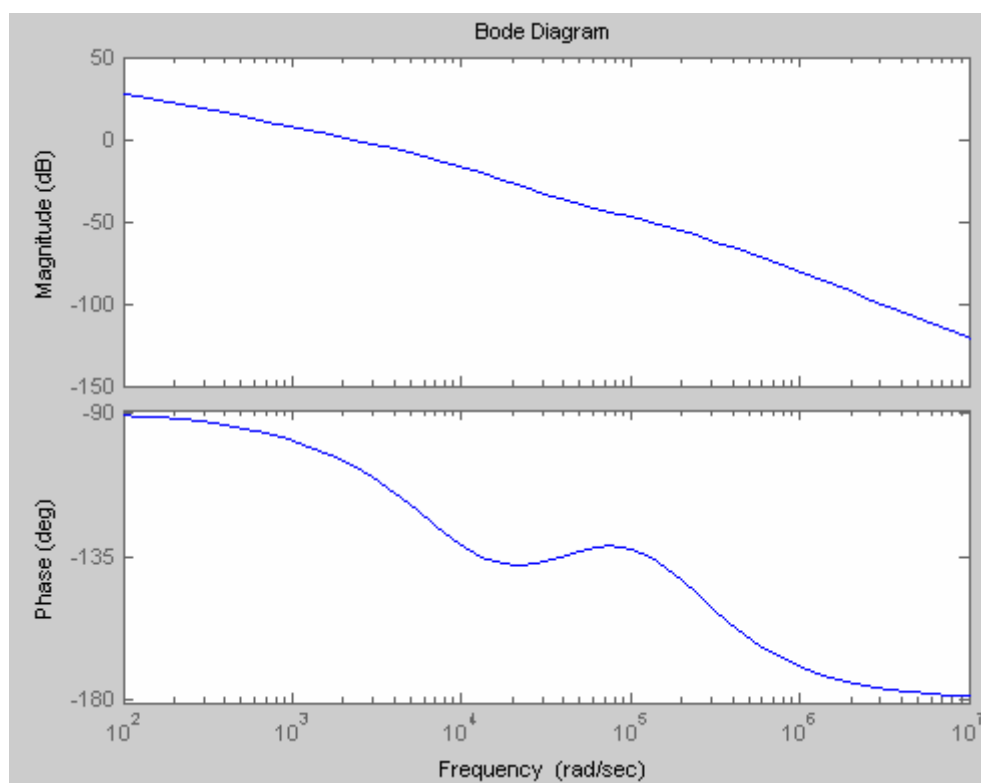


圖 4-19 加入頻率補償的迴路增益波德圖

補償後的迴路增益波德圖如圖所示, GM 要為 50dB , 其 PM 要為 45° , 符合所設定的需求。

第五章

模擬結果

本章節是根據第三章的推導與第四章的硬體規格設計，來展示各元件波形模擬，使用模擬軟體 IsSpice 來做進一步的模擬[23-24]，表示其控制訊號與暫穩態波形，確定可達成電路的正常工作，電路圖如圖 5-1 所示。此模擬電路是屬於開迴路系統之模擬，主要是闡述主電路之動作情形。其中功率開關上的驅動訊號是由兩個固定的控制訊號所產生，並考慮了其工作週期及延遲時間。

圖 5-2 是主開關與輔助開關的控制訊號。圖 5-2-(a)是 s_m 的控制訊號，圖 5-2-(b)是 s_s 的控制訊號，在此所要考慮的是其延遲時間是否有達到所計算出的時間，其中根據之前推算出主開關所需要的 t_{d1} 加上開關關閉的延遲時間約為 $0.3\mu s$ 與輔助開關所需要的 t_{d2} 加上開關關閉的延遲時間約為 $0.6\mu s$ ，來達到零電壓切換。

圖 5-3-(a)是主開關上的驅動訊號，圖 5-3-(b)是輔助開關上的驅動訊號。與圖 5-2 的控制訊號相同，均有延遲時間的設定。

圖 5-4 是滿載時各電感上的電流。圖 5-4-(a)是 L_1 的電流模擬波形，圖 5-4-(b)是 L_2 的電流模擬波形，圖 5-4-(c)是 L_3 的電流模擬波形，其中很明顯的可以看到，其 L_1 、 L_2 、 L_3 的電流波形與圖 3-15 近似，其中 L_3 的電流波形與原本的主動箝位順向式轉換器輸出電感上的電流波形近似，代表可利用磁集成於主動箝位順向式轉換器，藉由調整線圈 III 上的疏密，可使用的副次側的漏感取代輸出電感。其中各點的峰值與計算出來的峰值近似。

圖5-5為滿載時主開關上的電流與電壓波形。圖5-5-(a)為主開關上的電流波形。圖5-5-(b)為主開關上的電壓波形。很明顯的可以看到其在主開關上的電壓降為零時，主開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖5-6為滿載時輔助開關上的電流與電壓波形。圖5-6-(a)為輔助開關上的電流波形。圖5-6-(b)為輔助開關上的電壓波形。很明顯的可以看到其在輔助開關上的電壓降為零時，輔助開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖 5-7 是半載時各電感上的電流，圖 5-7-(a)是 L_1 的電流模擬波形，。圖 5-7-(b)是 L_2 的電流模擬波形，圖 5-7-(c)是 L_3 的電流模擬波形。

圖5-8為半載時主開關上的電流與電壓波形。圖5-8-(a)為主開關上的電壓波形。圖5-8-(b)為主開關上的電流波形。很明顯的可以看到其在主開關上的電壓降為零時，主開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖5-9為半載時輔助開關上的電流與電壓波形。圖5-9-(a)為輔助開關上的電壓波形。圖5-9-(b)為輔助開關上的電流波形。很明顯的可以看到其在輔助開關上的電壓降為零時，輔助開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖 5-10 為圖 4-6 的閉迴路系統電路模擬。在此將把上述的模擬，得到系統的反應情形。

圖 5-11 是閉迴路滿載時各電感上的電流。圖 5-11-(a)是 L_1 的電

流模擬波形，圖 5-11-(b) 是 L_2 的電流模擬波形，圖 5-11-(c) 是 L_3 的電流模擬波形，其中很明顯的可以看到，其 L_1 、 L_2 、 L_3 的電流波形與圖 5-4 略大一點，是因為有部份的功率將流至電壓取樣電路、隔離電路、電流回授補償電路及回授補償電路，而使得與原本的計算值有些差距。

圖5-12為閉迴路滿載時主開關上的電流與電壓波形。圖5-12-(a) 為主開關上的電流波形。圖5-12-(b) 為主開關上的電壓波形。很明顯的可以看到其主開關上的電壓降為零時，主開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖5-13為閉迴路滿載時輔助開關上的電流與電壓波形。圖5-13-(a) 為輔助開關上的電流波形。圖5-13-(b) 為輔助開關上的電壓波形。很明顯的可以看到其在輔助開關上的電壓降為零時，輔助開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖 5-14 是閉迴路半載時各電感上的電流，圖 5-14-(a) 是 L_1 的電流模擬波形，。圖 5-14-(b) 是 L_2 的電流模擬波形，圖 5-14-(c) 是 L_3 的電流模擬波形。

圖5-15為閉迴路半載時主開關上的電流與電壓波形。圖5-15-(a)為主開關上的電壓波形。圖5-15-(b)為主開關上的電流波形。很明顯的可以看到其主開關上的電壓降為零時，主開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖5-16為閉迴路半載時輔助開關上的電流與電壓波形。圖5-16-(a)為輔助開關上的電壓波形。圖5-16-(b)為輔助開關上的電流波形。很明顯的可以看到其在輔助開關上的電壓降為零時，輔助開關才導通，確實可達到零電壓切換。

圖5-17為驗證穩定度，在負載端上每1毫秒改變負載為半載或滿載，觀看其輸出電流與輸出電壓的波形。圖5-17-(a)為輸出電流波形，約要0.4毫秒才能回到穩定值。圖5-17-(b)為輸出電壓波形，約要0.4毫秒才能回到穩定值。

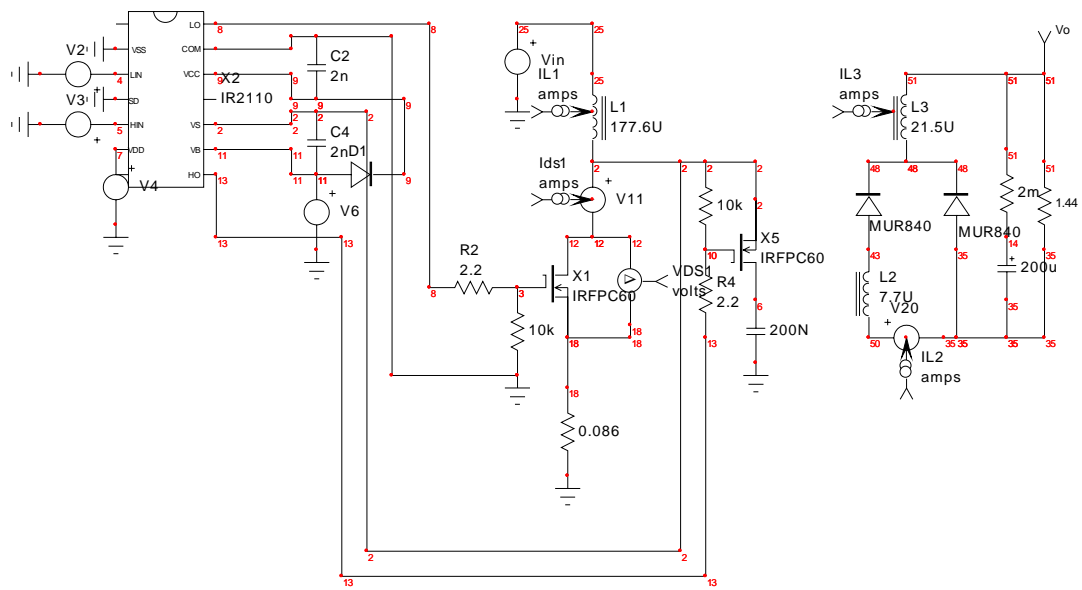


圖 5-1 主動箝位順向轉換器電感集成之開迴路電路圖

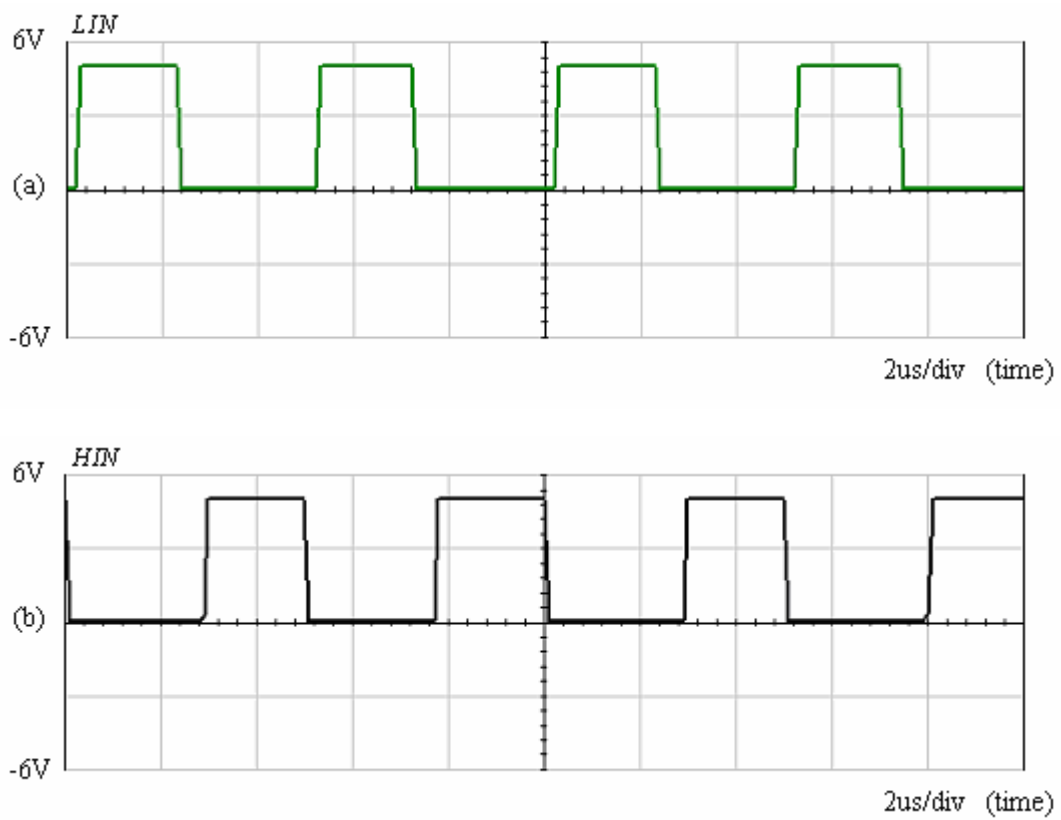


圖 5-2 主開關與輔助開關控制訊號

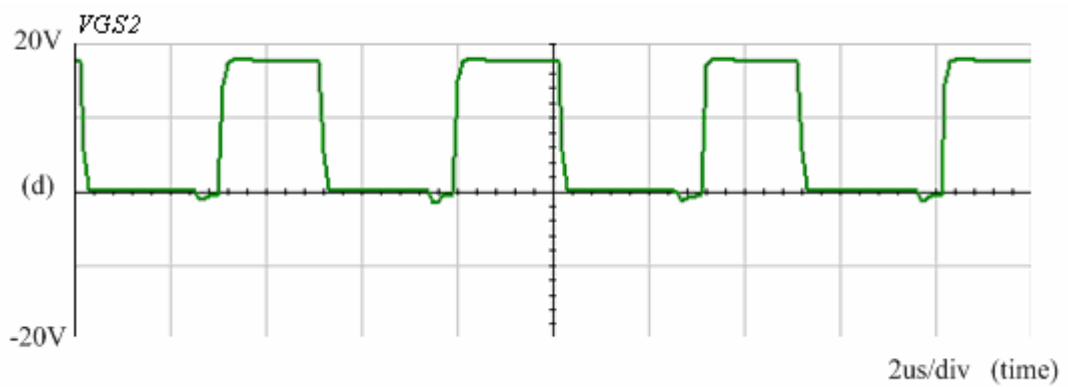
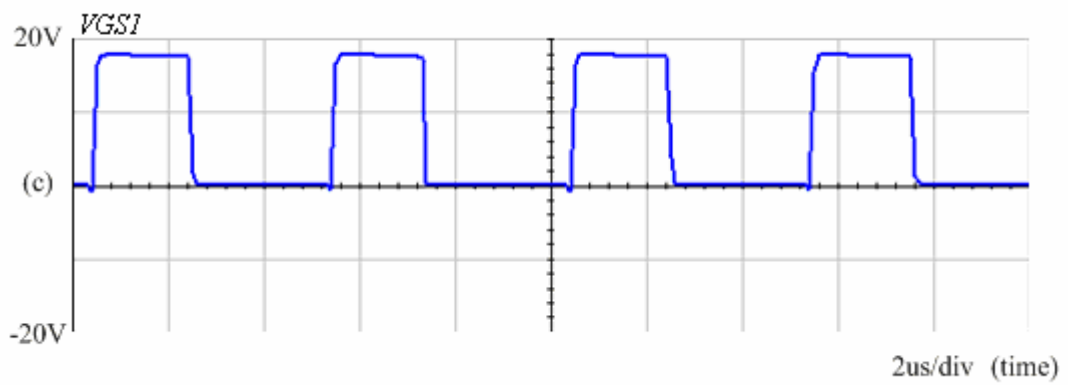


圖 5-3 主開關與輔助開關驅動訊號

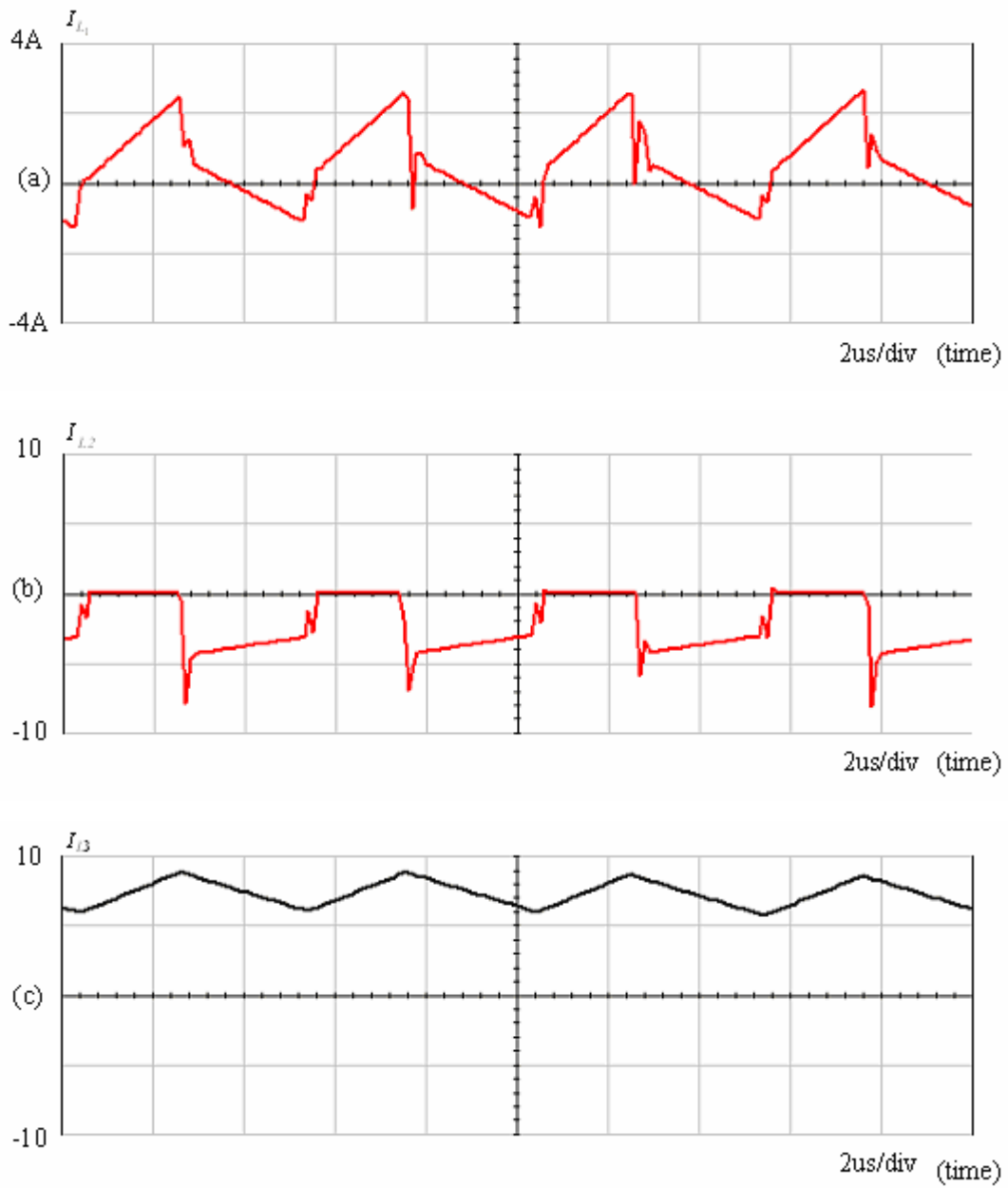


圖5-4開迴路滿載時各電感上的電流

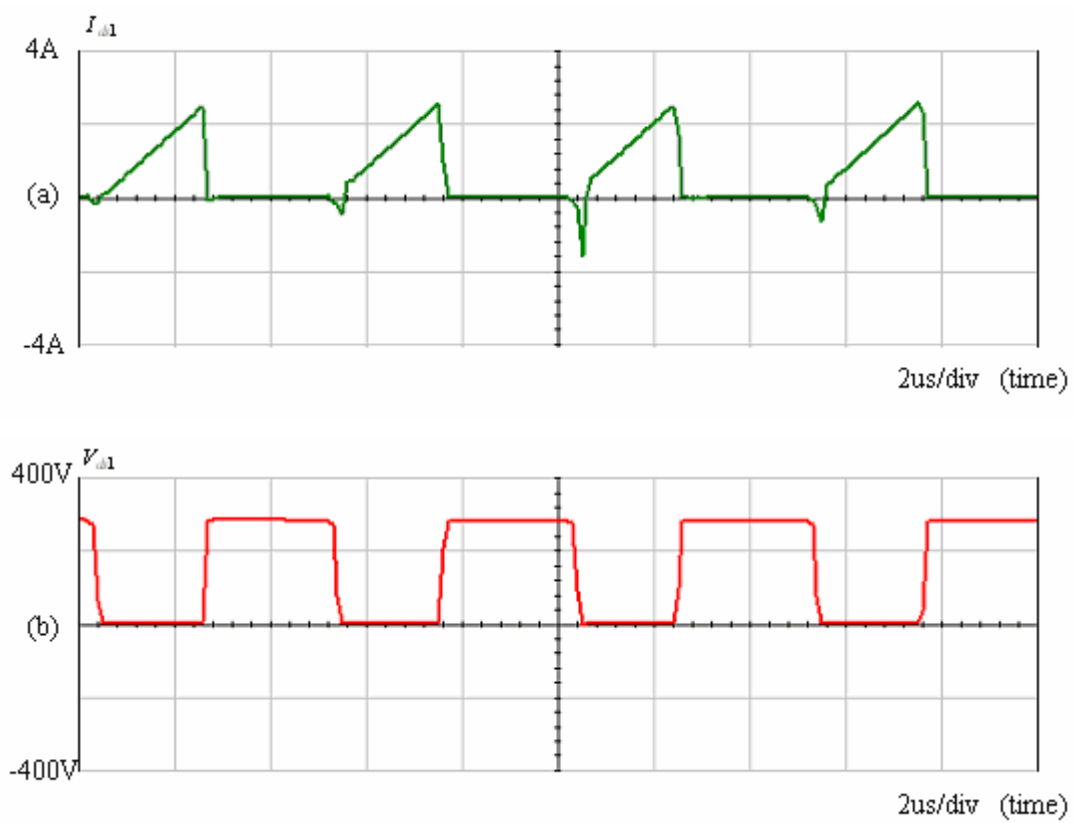


圖5-5開迴路滿載時主開關上的電流與電壓波形

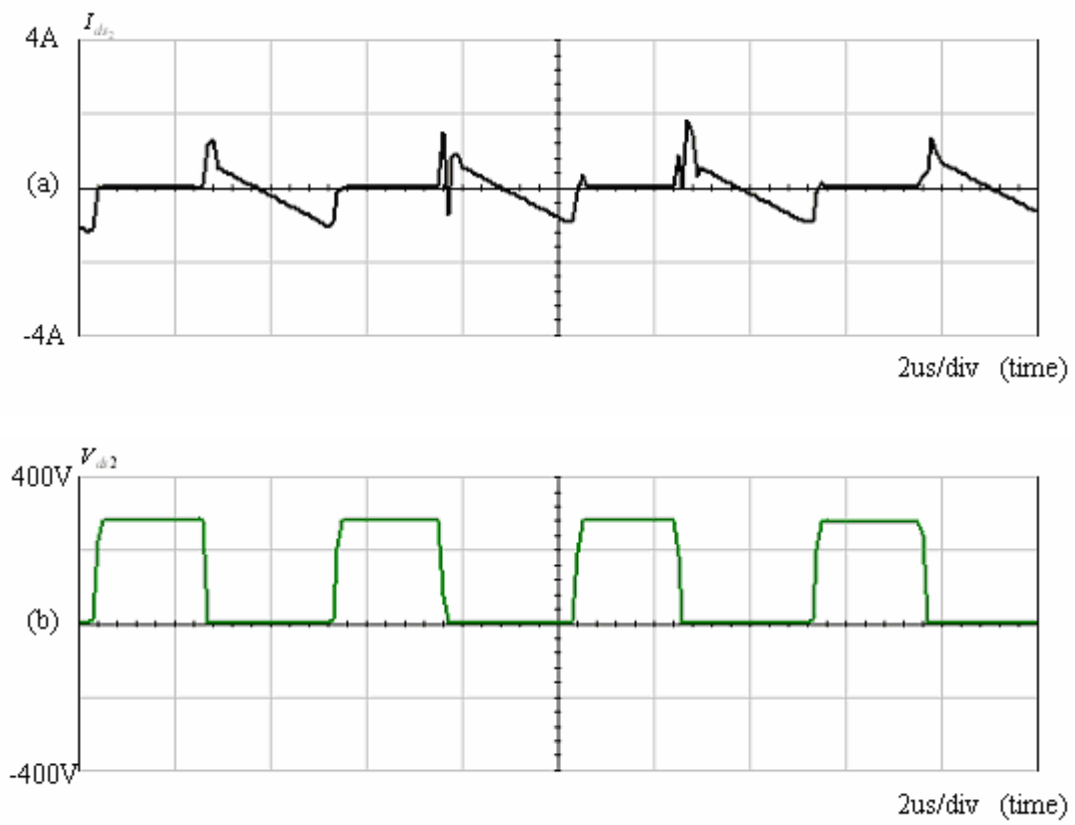


圖5-6開迴路滿載時輔助開關上的電流與電壓波形

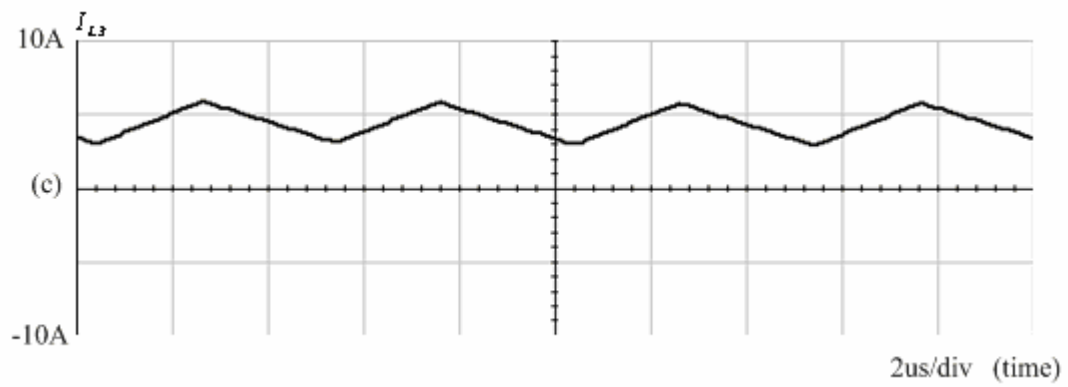
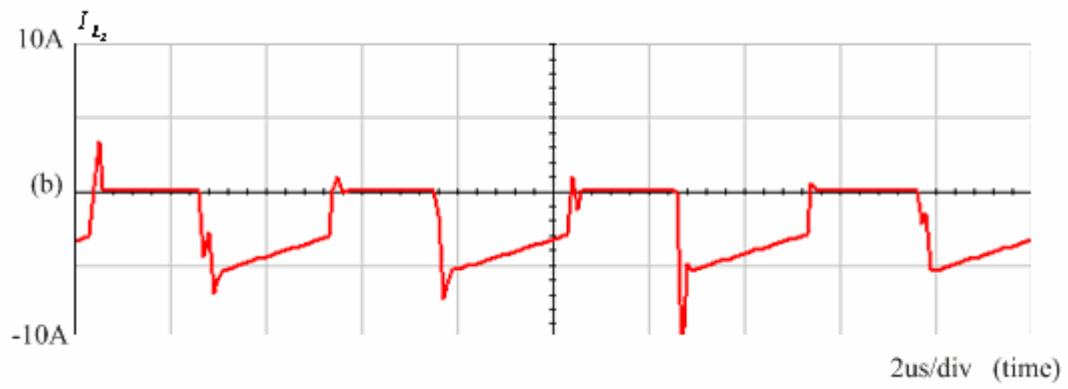
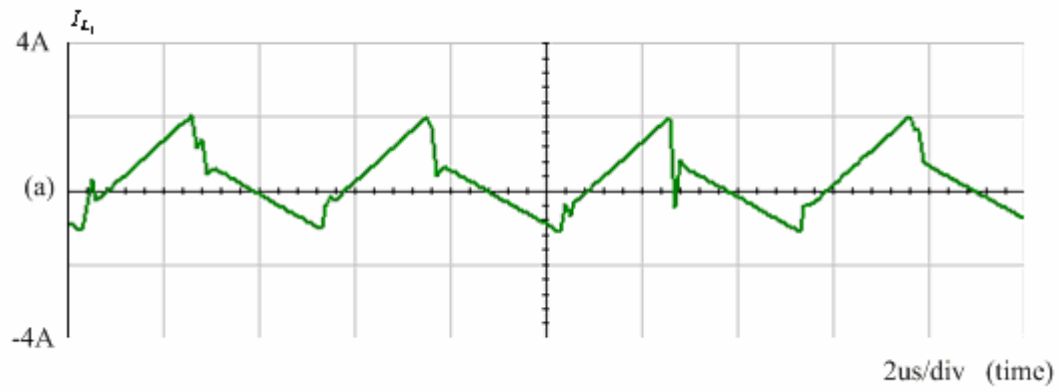


圖 5-7 開迴路半載時各電感上的電流

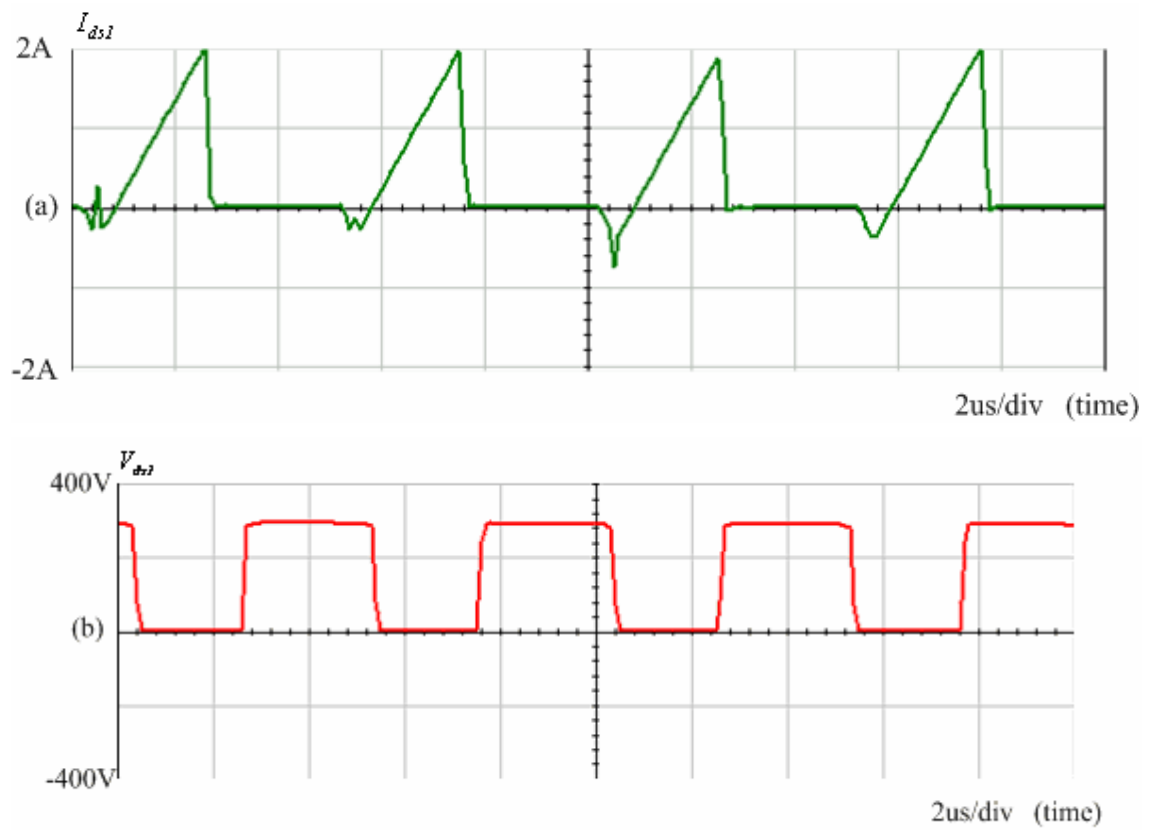


圖5-8開迴路半載時主開關上的電流與電壓波形

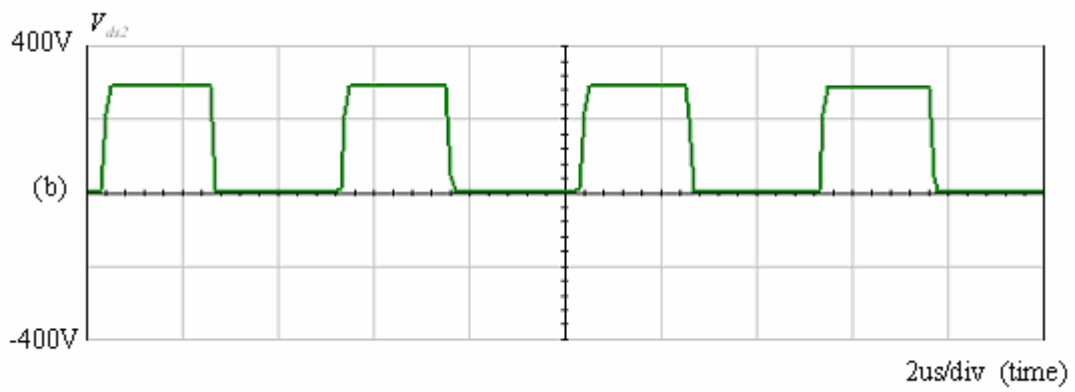
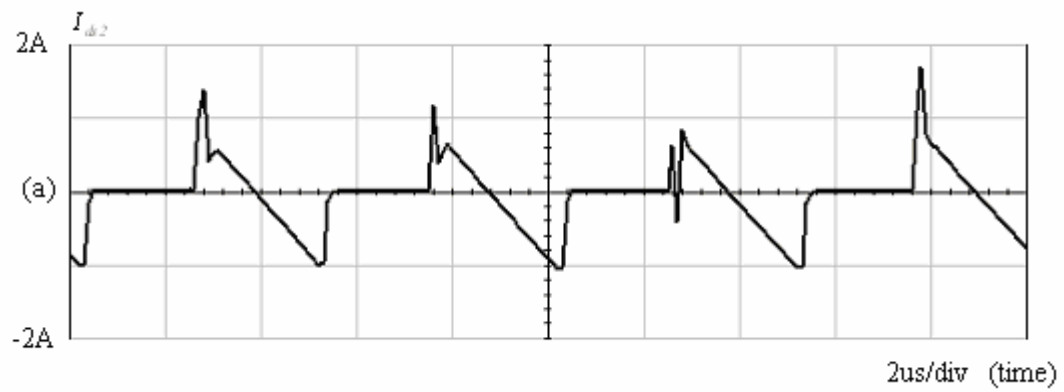


圖5-9開迴路半載時輔助開關上的電流與電壓波形

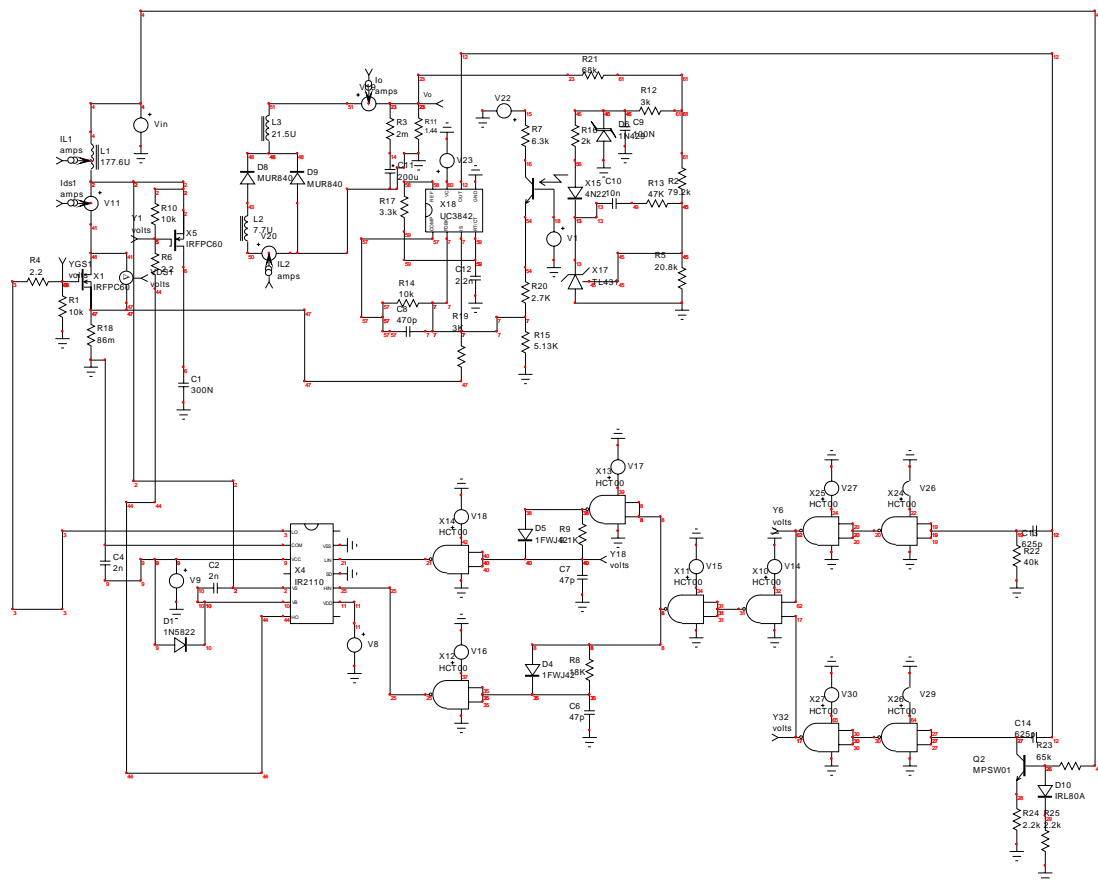


圖 5-10 主動箝位順向轉換器電感集成之閉迴路電路圖

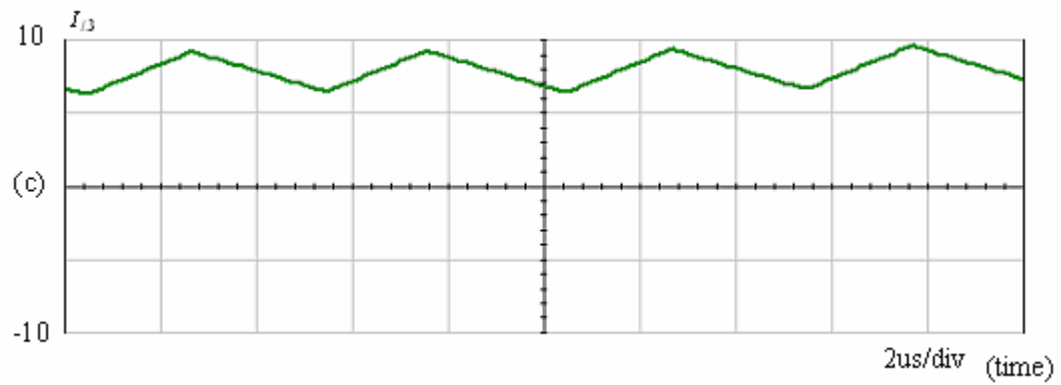
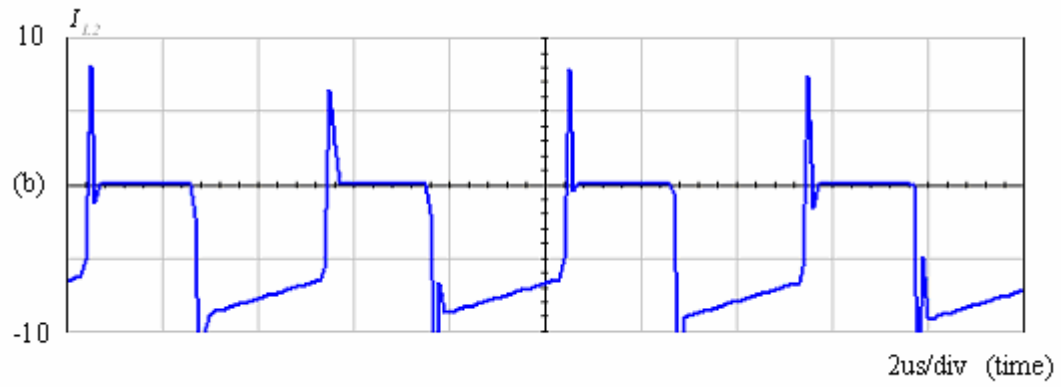
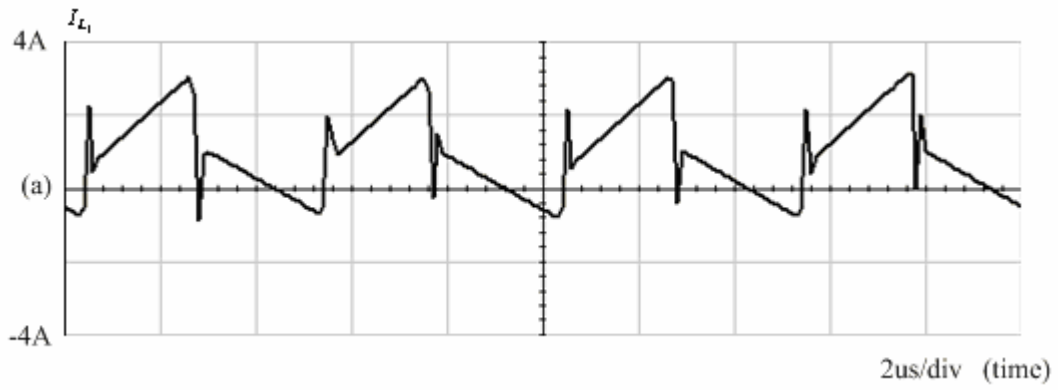


圖5-11閉迴路滿載時各電感上的電流

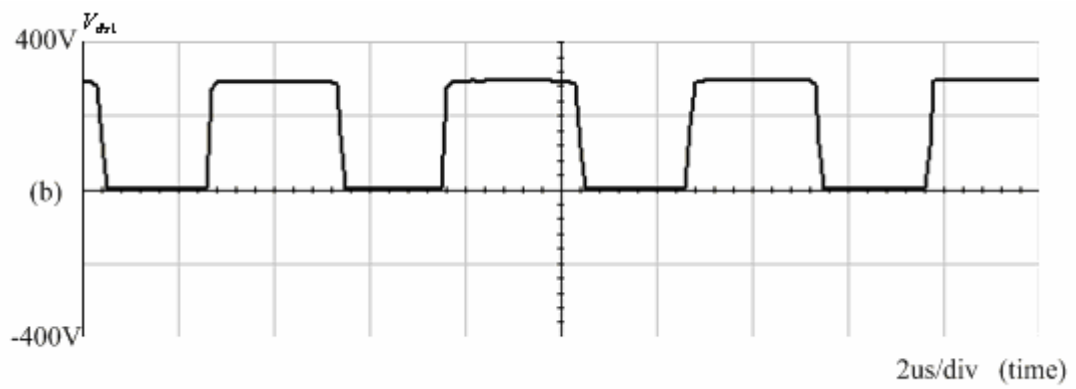
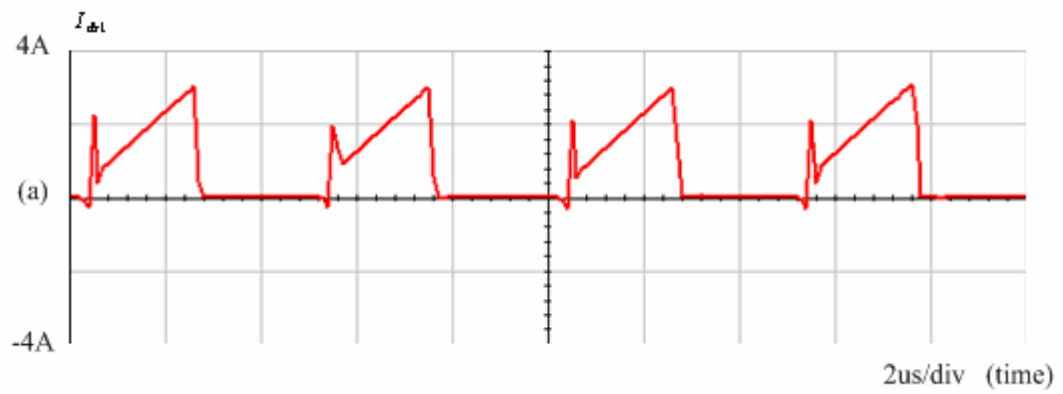


圖5-12閉迴路滿載時主開關的電流與電壓波形

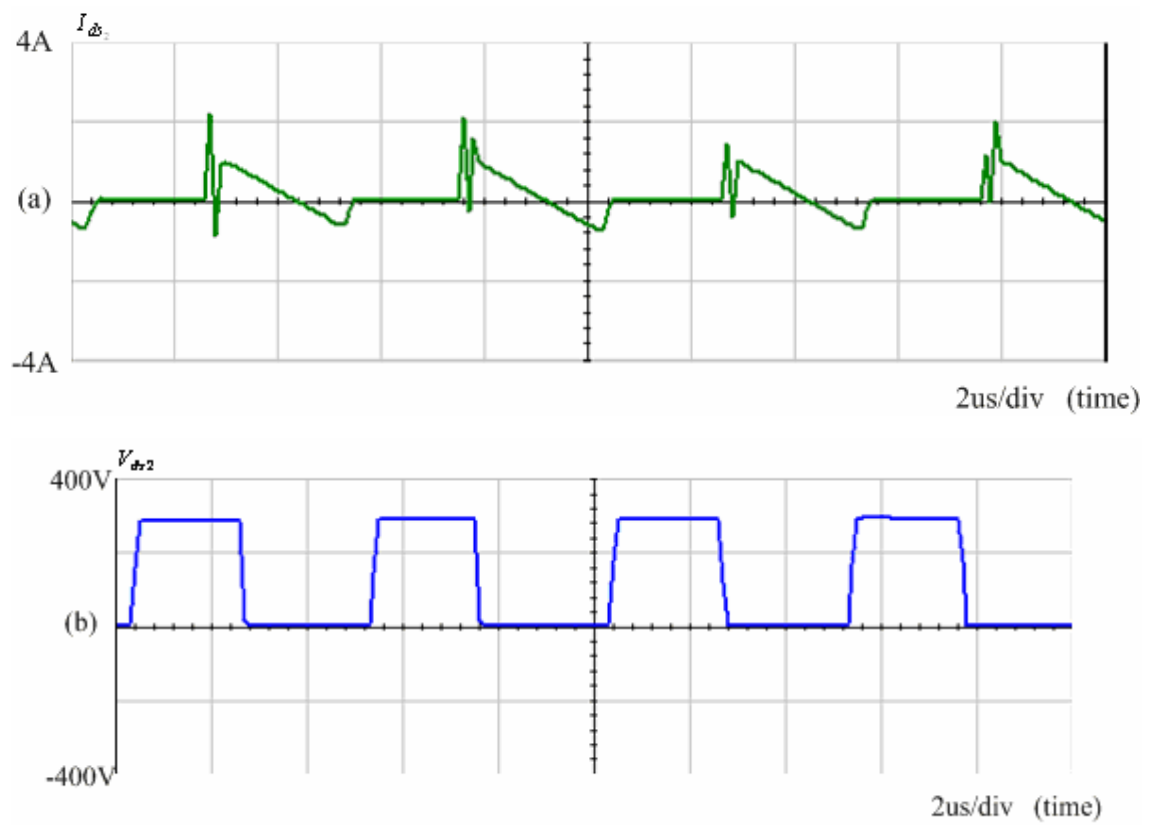


圖5-13閉迴路滿載時輔助開關的電流與電壓波形

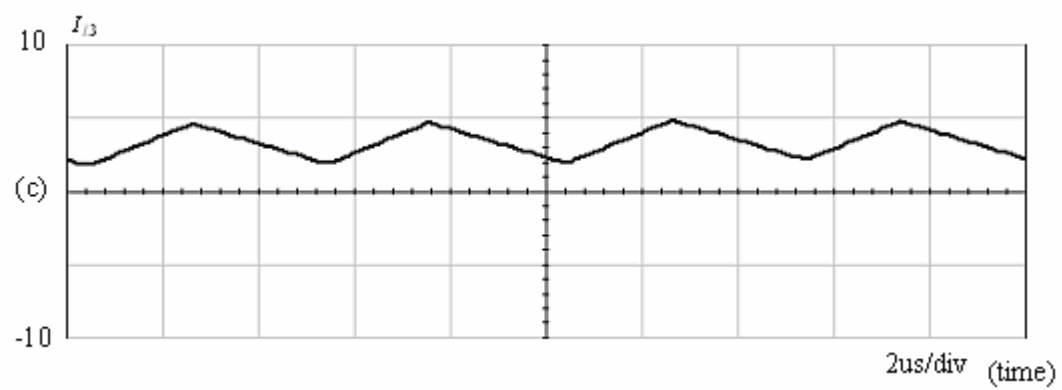
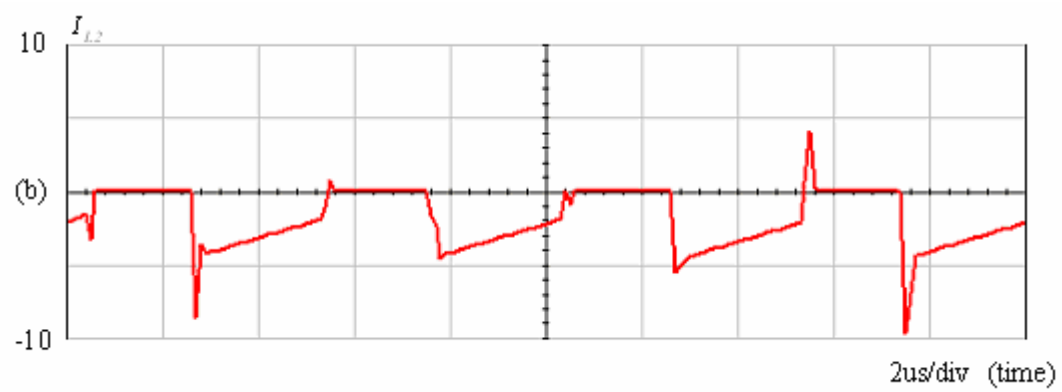
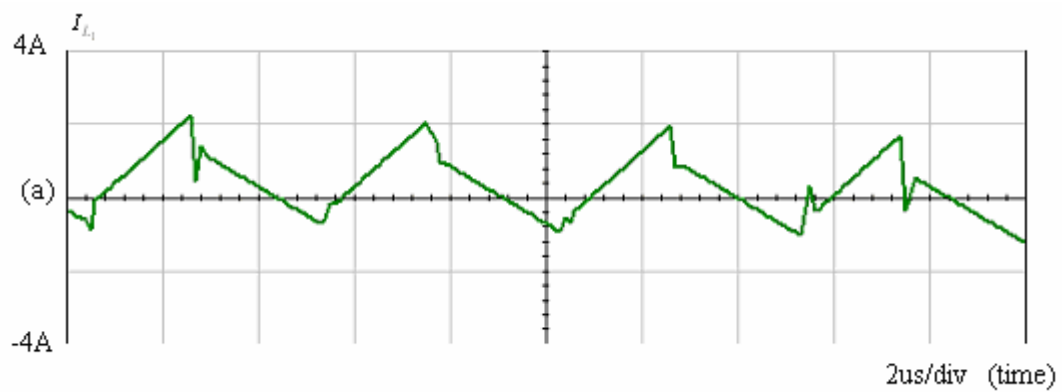


圖5-14閉迴路半載時各電感上的電流

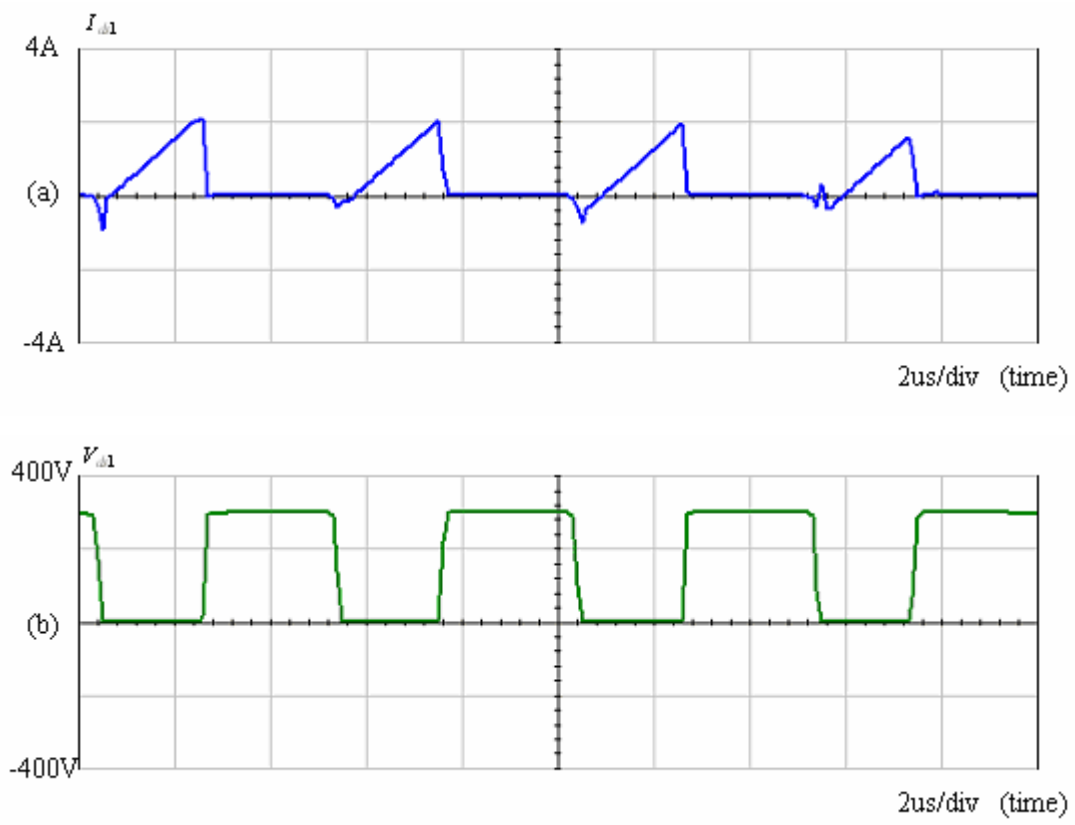


圖5-15閉迴路半載時主開關上的電流與電壓波形

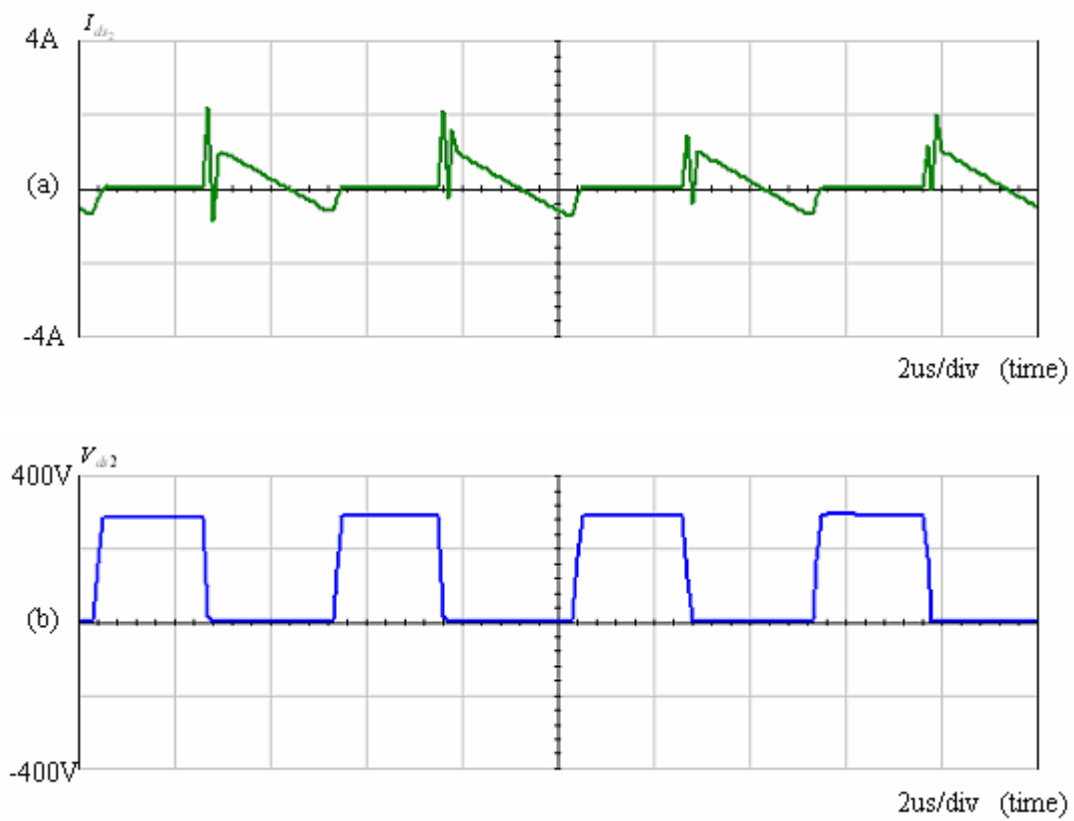


圖5-16閉迴路半載時輔助開關上的電流與電壓波形

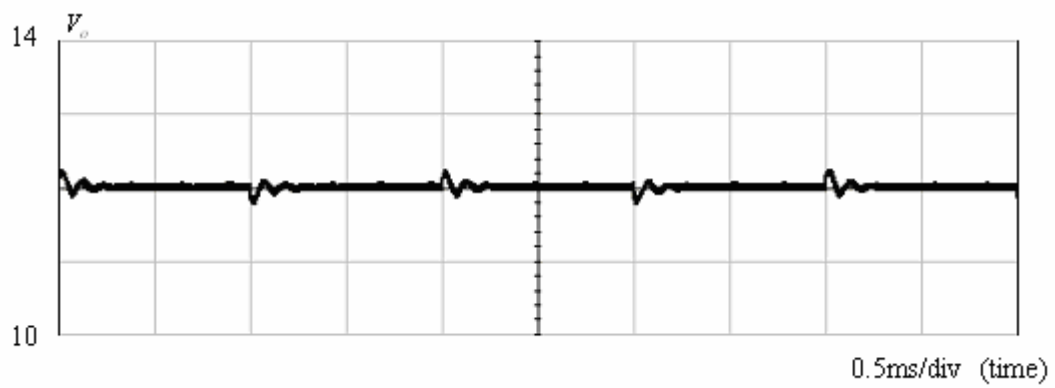
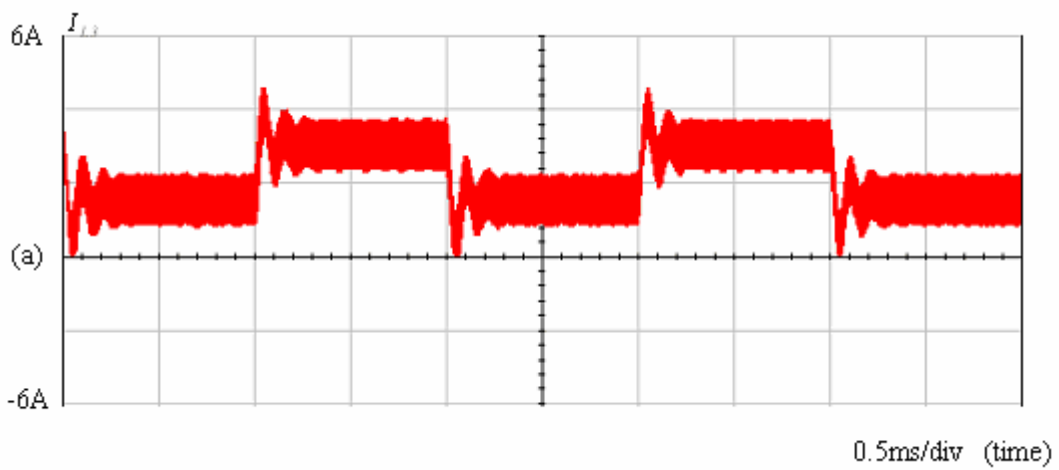


圖5-17滿載與半載的輸出電流與電壓暫態響應波形

第六章結論

本論文所提出集成主動箝位順向式轉換器電感元件之設計，主要利用雙 E 型鐵芯上的磁通量分布，將兩獨立的電感集成，在此藉由調整線圈 III 上的疏密及鐵芯上的結構，而得到所需要的輸出電感。

在硬體的架構上，針對規格，計算出所需要的參數，而來做硬體架構的設計，並加入所推導出的 dead time 而達到零電壓切換，目的是為了能使並且使用零電壓切換的方法，降低功率開關上的切換損。若以後此模擬若能實作，期望能在集成電感元件上的寄生電容及功率開關上的電容隨汲源端電壓而有變化，做一分析，因此在理論上的推導是利用功率開關上的電容來設計所需要的 dead time，若有寄生電容，將會導致轉換器有誤動作的發生。另外有熱管理方面須要加以討論，使得所設計出的參數不因熱而偏移本身的工作特性，則此論文所提出的方法便能更加趨於完善。

參考文獻

- [1] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "*Power Electronics Converters , Applications and Design*", third edition, 2003.
- [2] G. A. Karvelis, M. D. Manolarou, P. Malatestas, S. N. Manias," Analysis and design of non-dissipative active clamp for forward converters", *Electric Power Applications, IEEE Proceedings*, vol. 148, issue: 5, pp. 419-424, 2001.
- [3] C. M. C. Duarte, I. Barbi, "An improved family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC converters", *IEEE transactions on power electronics*, vol. 17, no. 1, 2002.
- [4] A. Fontan, S. Ollero, de. La. E. Cruz, J. Sebastian, "Peak current mode control applied to the forward converter with active clamp", *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 45-51, 1998.
- [5] Q. Li, F. C. Lee, "Design consideration of transformer DC bias of forward converter with active-clamp reset", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 553-559, 1999.

- [6] L. P. Wong, Y. S. Lee, D. K. W. Cheng, "Design, modeling, and analysis of integrated magnetics for power converters", *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 320-325, 2000.
- [7] Y. S. Lee, L. P. Wong, D. K. W. Cheng, "Simulation and design of integrated magnetics for power converters", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, issue. 2, 2003.
- [8] L. P. Wong, Y. S. Lee, D. K. W. Cheng, "A new approach to the analysis and design of integrated magnetics", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1196-1202, 2001.
- [9] W. Chen, G. Hua, D. Sable, F. Lee, "Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with integrated magnetics", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 911-917, 1997.
- [10] X. Peng, Y. Mao, P. L. Wong, F.C. Lee, "Design of 48 V voltage regulator modules with a novel integrated magnetics", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 6, pp.990-998, 2002.
- [11] L. Hsiu, A. F. Witulski, "A geometrical core constant approach to integrated magnetics design", *Power Electronics Congress*, pp.

- 108-116, 1995.
- [12]L. P. Wong, Y. S. Lee, D. K. W. Cheng, "A new approach to the analysis and design of integrated magnetics", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1196-1202, 2001.
- [13]R. D. Middlebrook, "Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode Power Converters", *in Proc. IEEE Int. vol. 76*, issue 4, pp.343-354 , 1988.
- [14]T. Ninomiya, and Y. Hakoda, "Stability analysis of soft-switched converters with active-clamp circuits", *in Proc. IEEE CEIP 98*, pp. 193-146, 1998.
- [15]Q. Li, F. C. Lee, "Design consideration of transformer DC bias of forward converter with active clamp reset", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 553-559, 1999.
- [16]Y. Hakoda , T. Ninomiya , Masahito , T. H. Shoyama, "Effect of clamp capacitor on the stability of active clamp DC-DC converters", *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 355-361, 1998.
- [17]Q. M. Li, F. C. Lee and M. M. Jovanovic , "Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset", *IEEE*

Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 1, 2002.

- [18] Q. Li, and F. C. Lee , "Design consideration of the active-clamp forward converter with current mode control during large-signal transient", *in Proc. IEEE APEC 2000*, vol. 2, pp. 966-972, 2000.
- [19] 吳添保 , "基本電學", 全華圖書出版, 1995
- [20] 賴耿陽 , "實用變壓器學", 復漢出版社, 1991
- [21] 梁適安 , "交換式電源供應器之理論與實務設計", 全華圖書出版, 1994
- [22] 梁適安 , "高頻交換式電源供應器原理與設計", 全華圖書出版, 1995
- [23] 鄭培璿 , "電力電子分析與模擬", 全華圖書出版, 2002
- [24] 鄭培璿 , "IsSpice 在電力電子與電源轉換器上的應用" 全華圖書出版, 2003