

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

以磁性元件整合為基礎的高效率高功率密度直
流/直流轉換器之研究



Study and Implementation of Magnetic
Integration-Based DC/DC Converter with High
Efficiency and High Power Density

研究生：高偉仁

指導教授：張隆國 博士

中華民國九十三年六月

以磁性元件整合為基礎的高效率高功率密度直
流/直流轉換器之研究

Study and Implementation of Magnetic
Integration-Based DC/DC Converter with High
Efficiency and High Power Density

學 生：高偉仁

Student：Wei-Jen Kao

指導教授：張隆國 博士

Advisor：Dr. Lon-Kou Chang



碩士論文

A Thesis

Submitted to Institute of Control Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Chiao Tung University
In Partial Fulfillment of the Requirements
For the Degree of Master

In

Electrical and Control Engineering
June 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月

以磁性元件整合為基礎的高效率高功率密度直 流/直流轉換器之研究

研究生：高偉仁

指導老師：張隆國博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘 要

現今的切換式電源供應器朝向高功率密度，體積小型化，高效率的一個趨勢發展。以應用在輸出功率較大的系統上，常見的電路架構有相移式全橋架構及主動箝位順向式轉換器，然而，其較複雜的電路拓樸及無可避免的開關截止損失使得該類設計仍有發展及改進的空間。一般而言，當輸出的功率越大，所需的儲能磁性元件體積也相對增大，但卻因此降低了功率密度。基於此，本論文之主要目的為研究並提出磁性元件整合之技術，將一次側昇壓電感和二次側的儲能電感整合在同一個變壓器上，使得電源轉換器體積得以小型化，最後以主動箝位順向式轉換器的線路加以驗證。工作規格擬訂為直流輸入電壓 150 V 至 300 V，輸出 48V/500W，可應用在通訊電源等高功率的設計上。

Study and Implementation of Magnetic Integration-Based DC/DC Converter with High Efficiency and High Power Density

Student : Wei-Jen Kao

Advisor : Lon-Kou Chang

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University



ABSTRACT

High power applications concerning power supply systems trends to implement the converters with high efficiency and high power density. Among the circuits used in slight high a power level, the popular circuits are known as phase-shift full-bridge converters and active-clamp forward converters. However, the complication of the topology and the switching loss are the drawbacks. To solve the problems above and approach the objectives of high efficiency and power density, we propose a technology of magnetic integration to combine the primary boost inductance and output inductance into a same core, thus reduce the overall volume and weight. We have also analyzed and implemented a magnetic integration-based DC/DC converter with smaller size and higher efficient. The proposed concept will be verified on a DC/DC converter with 48V, 500W output and wide range of input voltage from 150V to 300V. Further, this technology could be applied to medially high power design such as telecom power supply.

誌 謝

本論文能順利完成，首先要感謝指導教授張隆國 博士的悉心照顧與教誨，不僅使我在研究生兩年生涯中得以成長茁壯，更有如黑暗中的燈塔般使我在茫茫學海中不致迷失方向。感謝老師的指導方使本論文得以順利完成，在此表示最誠摯的謝意。

另外感謝口試委員廖德誠 教授、何金滿 副教授與廖瑛瑞 博士給予本論文的斧正以及建議，使得本論文更加地完整以臻於盡善盡美。

感謝實驗室陪我度過困難的朋友們，包括興富學長、銘裕學長、晏銘學長、致暉學長、銘信學長、恆毅學長、笠勳、平修、建仁、志偉、如璇、嘉偉、鵬宇與其他同窗好友，謝謝你們陪我度過這多采多姿的生活。

最後要感謝一直在背後默默支持我的家人，尤其是我所敬愛的雙親，來自於他們的愛護與關心使得每一天都成為美麗的奇蹟，並讓我能夠全心全意地專注於功課與研究工作上。願將此榮耀和喜悅與我的家人一起分享。

謹將本論文獻給所有關心我的人！

高偉仁

謹誌於交通大學 815 實驗室

中華民國九十三年六月

目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VI
表目錄.....	IX
第一章 緒論.....	1
1-1 研究動機.....	1
1-2 文獻回顧.....	1
1-3 論文架構.....	3
第二章 變壓器的原理.....	5
2-1 變壓器原理及其漏感的探討.....	5
2-2 變壓器漏感測量方法的研究.....	13
2-3 變壓器鐵心及繞組設計.....	18
第三章 主動箝位(Active Clamp)零電壓整合電感轉換器.....	24
3-1 主動箝位順向式轉換器基本架構及工作原理.....	24
3-2 電感整合轉換器線路架構的形成及動作原理.....	29
3-3 電感整合轉換器架構的理論推導.....	33
3-4 主動箝位零電壓轉換分析.....	42
第四章 系統電路設計分析與零件參數計算.....	46
4-1 整合電感器參數的計算.....	46

4-2 主開關截止緩衝線路	55
4-3 電流控制 IC UC3842 週邊	57
4-4 控制死區時間(dead time)參數計算	58
4-5 主開關及輔助開關推動 IC IR2113.....	63
4-6 輔助電源.....	65
4-7 斜率補償.....	66
4-8 轉移函數.....	71
第五章 實驗結果與討論.....	84
5-1 前言.....	84
5-2 控制訊號與穩暫態波形	86
第六章 結論與展望.....	101
6-1 結論.....	101
6-2 展望.....	102
參考文獻.....	103
附錄[A].....	106
附錄[B].....	112
附錄[C].....	115
附錄[D].....	116



圖 目 錄

圖 2.1	雙繞組 U 型鐵心變壓器.....	5
圖 2.2	變壓器等效電路模型[20].....	9
圖 2.3	U 型鐵心兩端無間隙變壓器.....	10
圖 2.4	U 型鐵心兩端等長間隙變壓器.....	10
圖 2.5	U 型鐵心一端有間隙變壓器.....	11
圖 2.6	EE 型鐵心變壓器.....	11
圖 2.7	變壓器漏感測量的方法.....	13
圖 2.8	雙繞組 EE 型鐵心變壓器.....	18
圖 2.9	三繞阻 EE 型鐵心變壓器.....	22
圖 3.1	主動箝位順向式轉換器.....	24
圖 3.2	主動箝位順向式轉換器動作時序波形圖.....	25
圖 3.3	電感整合轉換器線路架構形成圖.....	30
圖 3.4	電感整合轉換器分析.....	33
圖 3.5	電感整合轉換器動作時序波形圖.....	34
圖 3.6	零電壓轉換分析.....	42
圖 3.7	零電壓切換主開關 M_1 電壓對電流波形圖.....	44
圖 4.1	整合電感變壓器電路圖.....	46
圖 4.2	主開關截止緩衝電路.....	55
圖 4.3	UC3842 緩啟動電路.....	57
圖 4.4	控制主開關和輔助開關死區時間電路.....	58
圖 4.5	輸入電壓限制責任週期工作時序圖.....	58
圖 4.6	控制主開關和輔助開關死區時間工作時序圖.....	59
圖 4.7	輔助開關 M_2 及一次側電感 L_1 的電流波型.....	62

圖 4.8	IR2113 內部方塊圖.....	63
圖 4.9	IR2113 驅動電路.....	63
圖 4.10	輔助電源.....	65
圖 4.11	責任週期大於 0.5 無斜率補償的電流發散圖.....	66
圖 4.12	責任週期小於 0.5 無斜率補償的電流收斂圖.....	66
圖 4.13	有斜率補償電流收斂圖.....	67
圖 4.14	斜率補償與電流波形合成圖.....	67
圖 4.15	斜率補償零界條件證明圖.....	68
圖 4.16	電感放電斜率等與斜率補償的電流收斂圖.....	69
圖 4.17	降壓式轉換器輸出電壓不受輸入電壓變化之斜率補償.....	69
圖 4.18	電感整合轉換器小訊號等效電路圖.....	71
圖 4.19	電流模式控制電流與斜率補償的波形合成圖.....	75
圖 4.20	求輸出負載電流與輸出電感電流比值的等效電路圖.....	76
圖 4.21	系統控制方塊圖.....	77
圖 4.22	無斜率補償及頻率補償的電流模式控制迴路增益波德圖.....	78
圖 4.23	有斜率補償但無頻率補償的電流模式控制迴路增益波德圖.....	79
圖 4.24	補償器線路圖.....	80
圖 4.25	有斜率補償及頻率補償的迴路增益波德圖.....	83
圖 5.1	整合電感轉換器電路.....	85
圖 5.2	推動主開關、輔助開關控制訊號.....	86
圖 5.3	L_1 的電流波形(全載 500W).....	87
圖 5.4	L_1 的電流波形(半載 250W).....	88
圖 5.5	L_3 的電流波形(全載 500W).....	89
圖 5.6	L_3 的電流波形(半載 250W).....	90
圖 5.7	L_2 的電流波形(全載 500W).....	91
圖 5.8	L_2 的電流波形(半載 250W).....	92

圖 5.9	流經 D_2 的電流波形(全載 500W)	93
圖 5.10	流經 D_2 的電流波形(半載 250W)	94
圖 5.11	主開關電壓對電流波形(全載 500W)	95
圖 5.12	主開關導通電壓對電流波形(全載 500W)	96
圖 5.13	主開關截止電壓對電流波形(全載 500W)	98
圖 5.14	主開關截止電壓對電流波形(半載 250W)	99
圖 5.15	半載/全載輸出暫態反應波形	100



表 目 錄

表 2.1	量測漏感數據(a)	16
表 2.2	量測漏感數據(b)	16
表 2.3	量測漏感數據(c)	17
表 2.4	量測漏感數據(d)	17
表 4.1	整合電感參數設計表	51
表 4.2	整合電感器實測(a)	54
表 4.3	整合電感器實測(b)	54
表 4.4	整合電感器設計值與實測值的比較	54
表 5.1	輸入電壓對轉換器的效率	99



第一章

緒論

1.1 研究動機

近來由於科技突飛猛進，被動元件製造技術精進，元件體積大為縮小從而改變廠商組裝技術，使得基板表面黏著製造技術成為主流，使產品小型化。但是有些元件仍然佔據較大的空間，比如變壓器，電感器等。為減少空間有必要研究這些磁性元件整合在一起的技術。如果是切換式電源供應器還可以提高切換頻率，就可使用較小型的電容器，變壓器及電感器進而達到商品小型化的目標。然而整合這些磁性元件並非容易，需要對磁性元件的幾何結構及磁性耦合必要有充分的研究及了解。

除了上述方法外改善效率亦可節省空間。因為切換開關會有切換功率損失，如果使用零電壓切換就可免切換功率損失，此時切換開關僅有導通功率損失。要選擇低導通電阻的開關就可降低功率損失進而有能力提高切換頻率。因為一開一關切換能量損失是固定的，此損失的能量除以切換週期即是切換功率損失。如果切換能量損失等於零則切換功率損失亦等於零與切換頻率無關。零電壓切換技術(zero voltage switching ; ZVS) 如何應用於本架構亦是研究的重點。

1.2 文獻回顧

國外對於磁性元件整合技術較為的成熟，一些知名的大廠如ETA-USA已順利將此技術應用在實際的電源轉換器，也相當的成功。以學術界來看，國外的維吉尼亞大學李澤元教授所帶領的電力電子中心，從1995年開始，也致力於磁性元件整合技術的開發，應用在各種不同類型用途的直流

/直流轉換器[1-3]。直到2003年，香港大學Yim-Shu Lee 等人也提出一系列對於磁性元件整合技術的探討與設計[4-6]；因此可了解到此技術越來越受到重視，它所帶來的高功率密度的特性，將是未來設計直流/直流轉換器的一大趨勢。以電路架構來看，主動箝位技術也是近幾年來常被探討使用的技術，國外也有相當多的文獻探討此種技術，其優點為低成本、高效率、又可利用自我驅動(self-driven)的特性來驅動同步整流的電壓調節模組(voltage regulator module ; VRM)。

磁性元件設計的步驟方法往往是繁瑣且需要從不同的衡量來考慮，如鐵心的大小選擇，材質的決定，繞線的線徑和圈數，以及鐵損和銅損的評估；因此其設計的方法往往是疊代的，必須要一次又一次修正，直到符合規格的需求。Lengnien Hsiu 提出”a geometrical core constant”的方法[7]運用在磁性元件整合，先定義出銅損的大小，接下來所需繞製的圈數及鐵心的大小選擇即可被定義，並不需要疊代的設計，並成功運用在雙輸出的sepic轉換器上。然而磁性元件整合常常會碰到一個嚴重的設計問題，就是磁通不平衡(flux density uneven)[8][9]問題；因為磁通分布在鐵心的每一腳其等效總合磁通量皆不同，當作儲能電感用的繞組會流過較大的電流，此時很有可能會造成飽和的現象發生。因此Yim-Shu Lee 等人提出一套建立磁性元件整合之變壓器及儲能電感的等效電路模型，藉由建立Pspice 模型模擬來探討並解決磁通不平衡的問題，並實作應用在boost flyback single stage isolated power factor correction power supply [9]，證明了磁性元件整合的可行性。隨著微處理機的速度越來越快，耗能越來越大，因此VRM所要求的規格也就越來越嚴格，並且朝向小型化發展。為了增加VRM的功率密度，Fred Lee 等人運用磁性元件整合技術在VRM上[10][11]，徹底的解決了多相式(multiphase)必須使用多組輸出電感而降低功率密度的問題。

以主動箝位技術來看，可廣泛的運用在各種類型的直流/直流轉換器。Gang Chen等人整理了一系列利用此技術的轉換器[12-15]，並驗證了高效率的性能。然而此技術關鍵的設計在於箝位電容值，不恰當的電容值設定將產生系統的震盪，以及當負載有劇烈的變動，其主開關所承受的耐壓也將會有劇烈變動，因而造成晶體開關的毀損。Fred Lee 等人因此提出一系列的解決方案來尋求電容的最佳值設計[16-19]，利用電腦模擬來尋找避免共振的情況發生。

1.3 論文架構

本論文之研究內容在於探討整合電感器及零電壓切換高功率直流電源供應器之理論分析，電路設計與實作討論。全文分為六章，並含參考文獻。各章之內容概述如下：

第一章：緒論。說明本研究的動機、文獻回顧以及論文的內容概述。

第二章：變壓器的原理。說明變壓器漏感的形成，漏感測量方法，變壓器鐵心及繞組設計。

第三章：主動箝位零電壓整合電感轉換器動作原理分析及架構的理論推導。說明如何由基本架構演變成整合電感之架構，並建立電路模型，以數學方式推導出特性公式，及零電壓轉換技術應用於主動箝位架構。

第四章：系統電路設計分析與零件參數計算。說明分析各部電路動作及計算零件參數，導出小訊號轉移函數，頻率補償。利用 PSpice 軟體針對系統各部份進行模擬分析再與理論值比較。

第五章：實體電路量測與討論。實際進行量測，並與PSpice分析的數據比對加以討論。

第六章：結論。總結本論文之研究成果與主要貢獻，並提出數點建議，供

未來研究之參考。



第二章

變壓器的原理

2.1 變壓器原理及其漏感的探討

欲靈活運用變壓器，首先對電感器的耦合需要充分的瞭解，因此有必要對變壓器的原理及其等效圖加以回顧。一般教科書[20]對此皆有詳述說明，今整理節錄部份以供後面論述引用。

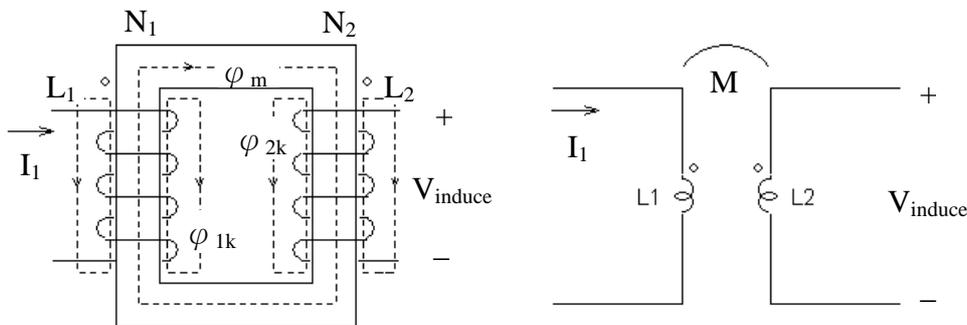


圖 2.1 雙繞組 U 型鐵心變壓器

圖 2.1 為一雙繞組 U 型鐵心變壓器，其中 L_1 代表一次側線圈自感， L_2 代表二次側線圈自感。若一角頻率 ω 的電流 $I_1(t) = I \sin \omega t$ 流經其中一個線圈會在另外一個線圈產生感應電壓 $V_{induce}(t) = V_{ind} \cos \omega t$ ，此電壓的大小與該電流成正比，反之亦然。此感應電壓與此電流的比值稱為互相感應電感抗，互相感應電感簡稱互感 M ，定義為

$$M = \frac{V_{ind}}{I\omega} \quad (2.1)$$

其中 I 代表電流 I_1 的峰值電流， V_{ind} 代表電壓 V_{induce} 的峰值電壓。

ϕ_m 代表線圈 L_1 、 L_2 之間的互感磁束(類比於電流)，定義一次側線圈 L_1 的磁動勢(類比於電動勢)為 F_1 ，則

$$F_1 = N_1 I_1 \quad (2.2)$$

其中 N_1 代表線圈 L_1 的圈數， I_1 代表流經線圈 L_1 的電流。定義鐵心的磁阻(類比於電阻)為 R_m ，則

$$R_m = \frac{l_e}{\mu_r \mu_0 S} \quad (2.3)$$

其中 l_e 代表互感磁束 ϕ_m 通過鐵心的有效路徑， S 代表鐵心的截面積， μ_0 代表空氣中的導磁係數， μ_r 代表鐵心相對於空氣中的導磁係數。依據歐姆定律，由(2.2)、(2.3)可得線圈 L_1 對線圈 L_2 互感磁束 ϕ_{m21} 為

$$\phi_{m21} = \frac{F_1}{R_m} = \frac{N_1 I_1}{R_m} \quad (2.4)$$

依據法拉第定律，二次側線圈的感應電動勢為 $V_{induce}(t)$ ，則

$$V_{induce}(t) = \frac{d(N_2 \phi_{m21})}{dt} \quad (2.5)$$

其中 N_2 代表二次側線圈 L_2 的圈數，將(2.4)代入(2.5)可得

$$V_{induce}(t) = \frac{N_1 N_2 d(I_1)}{R_m dt} = \frac{N_1 N_2 I \omega}{R_m} \cos(\omega t) = V_{ind} \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

其中 V_{ind} 於(2.1)已定義，由(2.1)、(2.6)可知互感 M 為

$$M = \frac{V_{ind}}{I \omega} = \frac{N_1 N_2}{R_m} \quad (2.7)$$

定義通過 L_1 的總磁束為 ϕ_1 ，則

$$\phi_1 = \phi_{1k} + \phi_{m21} \quad (2.8)$$

其中 ϕ_{1k} 代表 L_1 洩漏在空氣中的磁束。依據法拉第定律，則

$$L_1 = \frac{N_1 \phi_1}{I_1} \quad (2.9)$$

由(2.8)代入(2.9)可得

$$\begin{aligned}
L_1 &= \frac{N_1(\phi_{1k} + \phi_{m21})}{I_1} \\
&= \frac{N_1\phi_{1k}}{I_1} + \frac{N_1\phi_{m21}}{I_1} \\
&= \frac{N_1\phi_{1k}}{I_1} + \frac{N_1}{N_2} \times \frac{N_2\phi_{m21}}{I_1}
\end{aligned} \tag{2.10}$$

由(2.4)代入(2.10)可得

$$L_1 = \frac{N_1\phi_{1k}}{I_1} + \frac{N_1}{N_2} \times \frac{N_1N_2}{R_m} \tag{2.11}$$

其中令一次側漏感 L_{1k} 為 $\frac{N_1\phi_{1k}}{I_1}$ ，圈數比 n 為 $\frac{N_1}{N_2}$ ，由(2.7)、(2.11)可得

$$L_1 = L_{1k} + nM \tag{2.12}$$

同理，依照上述的方法可求得

$$\phi_2 = \phi_{2k} + \phi_{m12} \tag{2.13}$$

$$L_2 = \frac{N_2\phi_2}{I_2} \tag{2.14}$$

$$L_2 = \frac{N_2\phi_{2k}}{I_2} + \frac{N_2}{N_1} \times \frac{N_1\phi_{m12}}{I_2} \tag{2.15}$$

$$\phi_{m12} = \frac{F_2}{R_m} = \frac{N_2I_2}{R_m} \tag{2.16}$$

由(2.16)代入(2.15)得

$$L_2 = \frac{N_2\phi_{2k}}{I_2} + \frac{N_2}{N_1} \times \frac{N_1N_2}{R_m} \tag{2.17}$$

由(2.7)、(2.17)得

$$L_2 = L_{2k} + \frac{M}{n} \tag{2.18}$$

其中 ϕ_2 代表通過線圈 L_2 的總磁束， ϕ_{2k} 代表二次側的洩漏磁束，線圈 L_2 對線圈 L_1 互感磁束 ϕ_{m12} ， I_2 代表流經二次側線圈 L_2 的電流， F_2 代表線圈 L_2 的

磁動勢， L_{2k} 代表二次側的漏感。

定義線圈 L_1 的漏磁係數為

$$\sigma_1 = \frac{\phi_{1k}}{\phi_1} \quad (2.19)$$

線圈 L_2 的漏磁係數為

$$\sigma_2 = \frac{\phi_{2k}}{\phi_2} \quad (2.20)$$

將(2.19)、(2.20)代入(2.11)、(2.17)可得

$$L_1 = \sigma_1 L_1 + nM \quad (2.21)$$

$$L_2 = \sigma_2 L_2 + \frac{M}{n} \quad (2.22)$$

由(2.21)、(2.22)可得

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \times \sqrt{(1-\sigma_1)(1-\sigma_2)} \quad (2.23)$$

其中令 $k = \sqrt{(1-\sigma_1)(1-\sigma_2)}$ ，則(2.23)可改寫為

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.24)$$

(2.24) 中， k 稱為線圈 L_1 和線圈 L_2 間的耦合係數 (coefficient of coupling)，耦合係數 k 為 σ_1 和 σ_2 的函數，故亦與兩線圈的幾何形狀及彼此相對的位置有關。 σ_1 、 σ_2 的值恆小於 1，若 σ_1 、 σ_2 皆大於零，則 k 值必小於 1。當漏磁係數 σ 減少時，兩線圈的耦合係數 k 值變大。因而若兩線圈 k 值甚大接近 1，則稱兩線圈為密耦合，此時 $M = \sqrt{L_1 L_2}$ 。若兩線圈 k 值甚小，則稱兩線圈為疏耦合，此時 $M < \sqrt{L_1 L_2}$ 。

圖 2.2 為上述一雙繞組變壓器的各種等效電路，其中 L_1 代表一次側線圈的自感， L_2 代表二次側線圈的自感， n 代表一次側線圈與二次側線圈圈數的比值， M 代表一次側線圈與二次側線圈的互感， L_{1k} 、 L_{2k} 分別代表一

次側線圈與二次側線圈的漏感， V_1 代表一次側線圈的電壓， V_2 代表二次側線圈電壓， I_1 代表流經一次側線圈的電流， I_2 代表流經二次側線圈的電流， L_{ps} 代表二次側短路由一次側看進去的等效電感， L_{sp} 代表一次側短路由二次側看進去的等效電感。

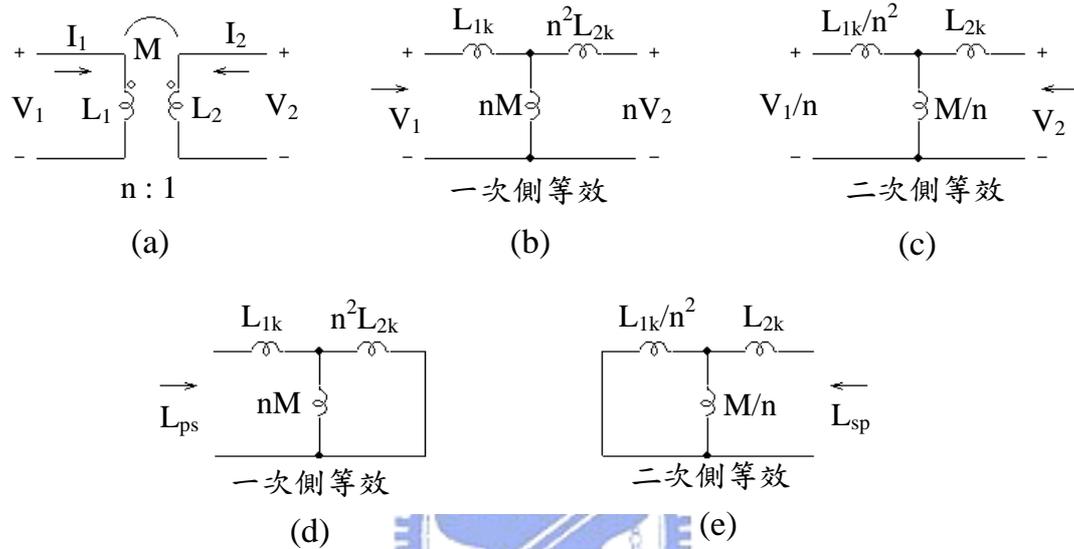


圖 2.2 變壓器等效電路模型[20]

圖 2.2(b)為圖 2.2(a)從一次側看進去的等效電路圖，圖 2.2(c)為圖 2.2(a)從二次側看進去的等效電路圖，其中 L_1 、 L_2 和漏感 L_{1k} 、 L_{2k} 及互感 M 的關係式於(2.12)、(2.18)已定義，圖 2.2(d)為圖 2.2(a)將二次側短路從一次側看進去的等效電路圖，因此可得到下式

$$L_{ps} = L_{1k} + \frac{n^2 L_{2k} M}{n L_{2k} + M} \quad (2.25)$$

圖 2.2(e)為圖 2.2(a)將一次側短路從二次側看進去的等效電路圖，因此可得到下式

$$L_{sp} = L_{2k} + \frac{L_{1k} M}{n L_{1k} + n^2 M} \quad (2.26)$$

以上各式表示自感、漏感、互感、圈數比、耦合係數之間的關係，對於後述漏感的研究及測量提供理論依據。

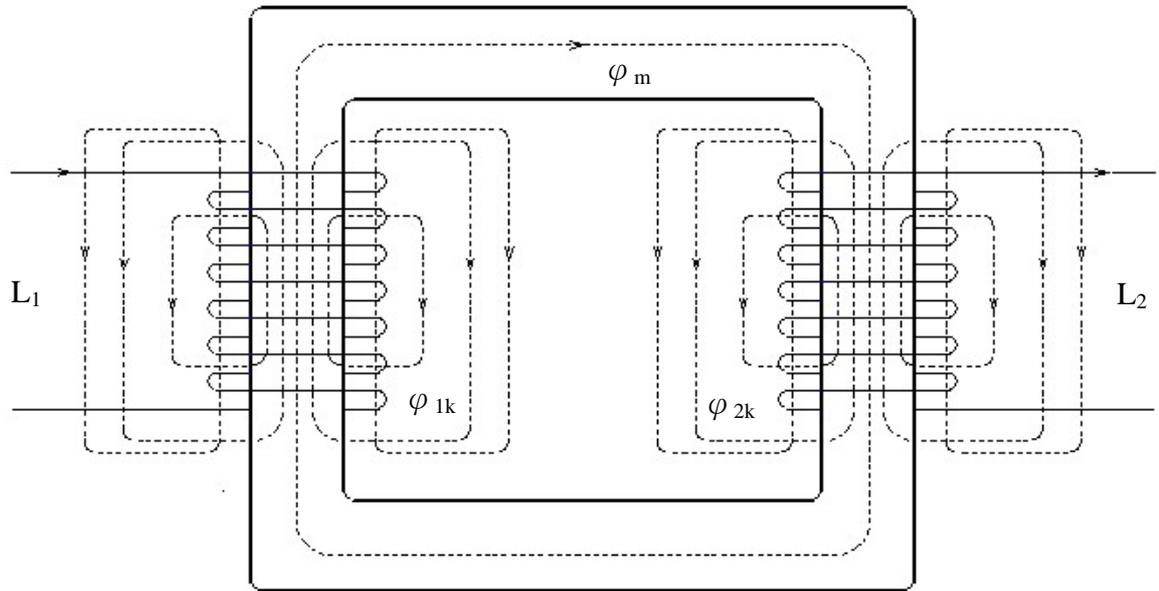


圖 2.3 U型鐵心兩端無間隙變壓器

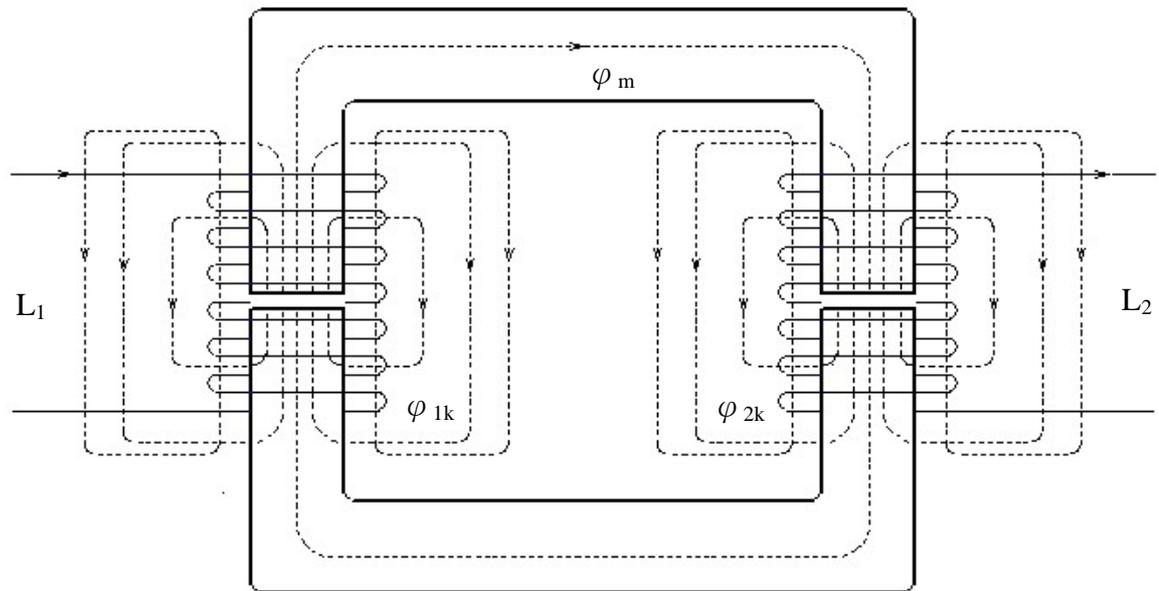


圖 2.4 U型鐵心兩端等長間隙變壓器

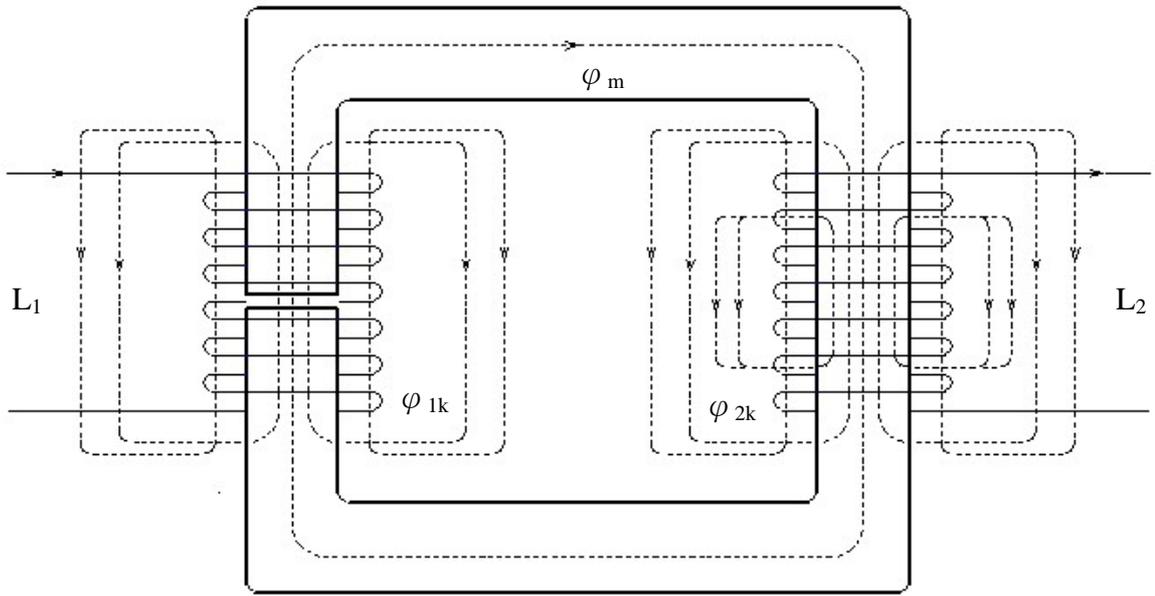


圖 2.5 U 型鐵心一端有間隙變壓器

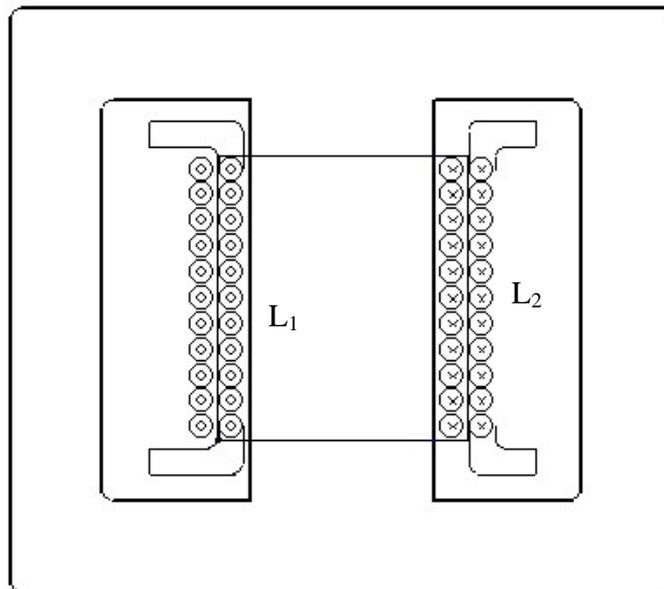


圖 2.6 EE 型鐵心變壓器

圖 2.3 至圖 2.5 是使用 U 型鐵心所繞成的變壓器， ϕ_{1k} ， ϕ_{2k} ， ϕ_m 分別代表 L_1 ， L_2 的洩漏磁束及互感磁束。假設 L_1 與 L_2 的圈數相同，則依據式 (2.12)，(2.18)，可知 $L_1 = L_{1k} + M$ ， $L_2 = L_{2k} + M$ ，於圖 2.3 中鐵心並無間隙

(gap)，因幾何對稱，故 $\phi_{1k} = \phi_{2k}$ ，即 $L_{1k} = L_{2k}$ ，因此 $L_1 = L_2$ 。於圖 2.4 中鐵心位於 L_1 ， L_2 的間隙 (gap) 皆相同，因幾何形狀對稱，故 $\phi_{1k} = \phi_{2k}$ ，即 $L_{1k} = L_{2k}$ ， $L_1 = L_2$ 。但 L_1 ， L_2 的電感比圖 2.3 的電感小，此乃加入間隙會使鐵心的有效導磁率 (μ_e) 降低之故。於圖 2.5 中鐵心位於 L_1 有間隙 (gap) 但 L_2 則無，位於 L_1 間隙附近由於間隙的加入相較於 L_2 無間隙時的磁阻來得大，使得洩漏磁束減少，即 $\phi_{1k} < \phi_{2k}$ ，所以 $L_{1k} < L_{2k}$ ，因此 $L_1 < L_2$ 。於圖 2.6 中 L_1 與 L_2 皆繞於鐵心同一位置， L_2 繞於外層， L_1 繞於內層，則繞於外層的漏感較繞於內層的漏感大，即 $L_{1k} < L_{2k}$ 。在繞製變壓器時為使繞組增加耐電流通常會使用多條銅線繞製。但忌諱分別各繞一層然後再並聯，此時並聯後電流並不會均等，此乃愈外層相對漏感愈大分擔電流愈小 (實測內層與外層電流比約 4:1)，因而失去分流作用。因此若要增加耐電流的話最好要多條銅線並繞，使電流能均流，達到目的。



2.2 變壓器漏感測量方法的研究

變壓器的漏感及耦合並非單純，尤其漏感更是複雜，且它的大小隨幾何空間而改變很難以數學式子來精確量化。無論如何，圖 2.3 至圖 2.5 的變壓器，可用圖 2.7 的量測方法量得各漏感值 L_{1k} 、 L_{2k} 及互感值 M 。

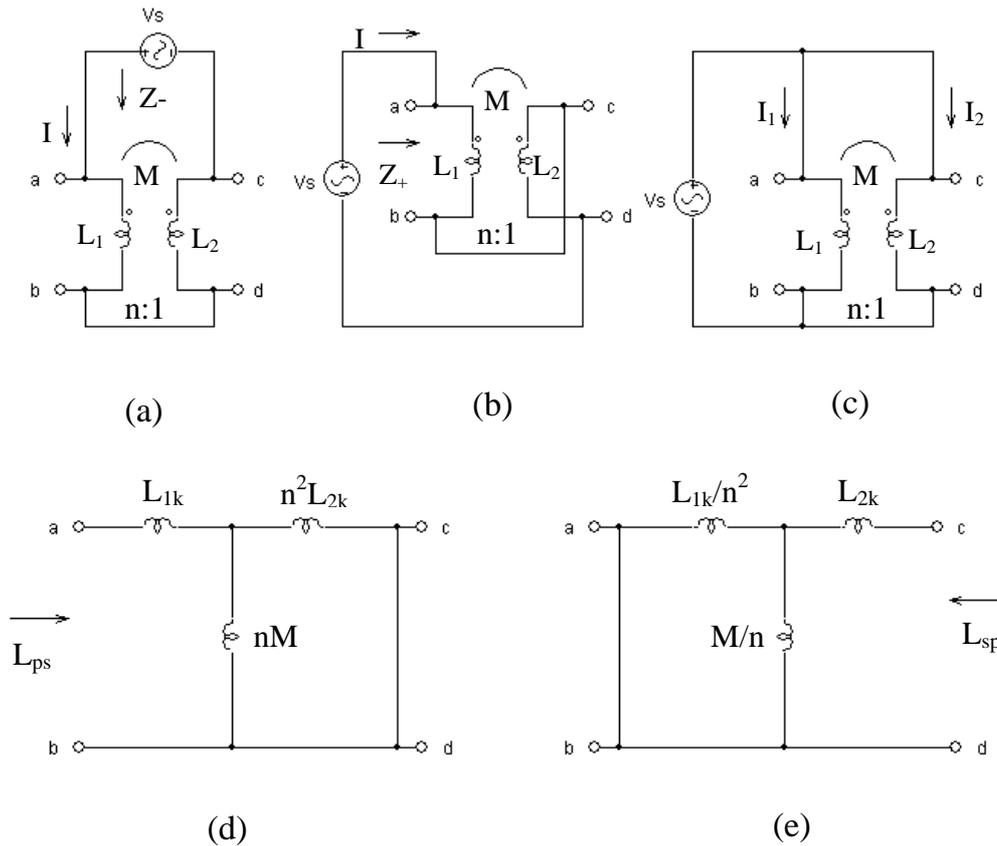


圖 2.7 變壓器漏感測量的方法

於圖 2.7(a)中，將一次側線圈 L_1 的 b 端點和二次側線圈 L_2 的 d 端點連接，a 端點和 c 端點加入一訊號源 V_s ，由 a、c 端點量測可看到一等效電感 Z_- ，接著欲求出此等效電感 Z_- 和自感 L_1 、 L_2 及互感 M 的關係式，a、c 兩端的電壓為 V_s ，流進端點 a 的電流為 I ，因此可列出拉式轉換方程式

$$V_s(s) = I(s) \times (sL_1 - sM + sL_2 - sM) \quad (2.27)$$

由(2.27)且定義 $Z_-(s) = \frac{V_s(s)}{I(s)}$ ，則可得到下式

$$Z_-(s) = s(L_1 + L_2 - 2M) \quad (2.28)$$

因此等效電感 Z_- 為

$$Z_- = L_1 + L_2 - 2M \quad (2.29)$$

於圖 2.7(b)中，將一次側線圈 L_1 的 b 端點和二次側線圈 L_2 的 c 端點連接，a 端點和 d 端點加入一訊號源 V_s ，由 a、d 端點量測可看到一等效電感 Z_+ ，接著欲求出此等效電感 Z_+ 和自感 L_1 、 L_2 及互感 M 的關係式，a、d 兩端的電壓為 V_s ，流進端點 a 的電流為 I ，因此可列出拉式轉換方程

$$V_s(s) = I(s) \times (sL_1 + sM + sL_2 + sM) \quad (2.30)$$

由(2.30)且定義 $Z_+(s) = \frac{V_s(s)}{I(s)}$ ，則可得到下式

$$Z_+(s) = s(L_1 + L_2 + 2M) \quad (2.31)$$

因此等效電感 Z_+ 為

$$Z_+ = L_1 + L_2 + 2M \quad (2.32)$$

於圖 2.7(c)中，將一次側線圈 L_1 的 b 端點和二次側線圈 L_2 的 d 端點連接，a 端點和 c 端點連接，a、b 端點加入一訊號源 V_s ，使用電流探棒可量測出一次側電流 I_1 和二次側電流 I_2 ，因此可知電流 I_2 和電流 I_1 的比值，接著欲求出 I_2/I_1 和漏感 L_{1k} 、 L_{2k} ，互感 M 及圈數比 n 的關係式，因一次側電壓和二次側電壓都等於 V_s ，依此可列出拉式轉換方程式

$$sL_1 I_1(s) + sM I_2(s) = sM I_1(s) + sL_2 I_2(s) \quad (2.33)$$

由(2.12)、(2.18)代入(2.33)並整理可得

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{L_{1k} + M(n-1)}{L_{2k} + M\left(\frac{1}{n} - 1\right)} \quad (2.34)$$

於圖 2.7(d)中，將二次側短路，由一次測量得的等效電感定義為 L_{ps} ， L_{ps} 於(2.25)已定義。

於圖 2.7(e)中，將一次側短路，由二次測量得的等效電感定義為 L_{sp} ， L_{sp} 於(2.26)已定義。

本節將介紹兩種漏感量測方法，第一種方法由圖 2.7(a)量測可知 Z_- ， Z_- 於(2.29)已定義，由圖 2.7(b)量測可知 Z_+ ， Z_+ 於(2.32)已定義，由(2.29)、(2.32)可求出互感 M 為

$$M = \frac{Z_+ - Z_-}{4} \quad (2.35)$$

再由圖 2.7(c)可量得 I_2/I_1 ， I_2/I_1 於(2.34)已定義，由(2.12)、(2.18)代入(2.29)可得

$$Z_- = L_{1k} + nM + L_{2k} + \frac{M}{n} - 2M \quad (2.36)$$

圈數比 n 已知，由(2.34)、(2.35)、(2.36)可求得

$$L_{1k} = \frac{-Z_+(n-1)(1 + \frac{I_2}{I_1}) + Z_-[n-1 + (3+n)\frac{I_2}{I_1}]}{4(1 + \frac{I_2}{I_1})} \quad (2.37)$$

$$L_{2k} = \frac{(n-1)(1 + \frac{I_2}{I_1})Z_+ + [\frac{I_2}{I_1}(1-n) + 3n+1]Z_-}{4n(1 + \frac{I_2}{I_1})} \quad (2.38)$$

$$M = \frac{Z_+ - Z_-}{4} \quad (2.39)$$

實測結果如表 2.1、表 2.2 所示，其中設定 L_1 、 L_2 圈數皆相等($n=1$)，使用 U 型鐵心，並依據圖 2.3、圖 2.4、圖 2.5 繞製。

表 2.1 量測漏感數據(a)

型式	$Z_+ (\mu H)$	$Z_- (\mu H)$	$\frac{I_2}{I_1}$	L_1 gap (mm)	L_2 gap (mm)
圖 2.3	11830	88	1	0	0
圖 2.4	399	71.5	1	1.2	1.2
圖 2.5	860	87.5	1/42	1.2	0

表 2.2 量測漏感數據(b)

型式	$L_{1k} (\mu H)$	$L_{2k} (\mu H)$	$M (\mu H)$	L_{2k} / L_{1k}	L_1 gap (mm)	L_2 gap (mm)
圖 2.3	44	44	2936	1	0	0
圖 2.4	35.8	35.8	82	1	1.2	1.2
圖 2.5	2.0	85.5	193	42	1.2	0

從表 2.2 可知若以圖 2.5 結構來繞製，於無間隙的繞組其漏感為最大，有間隙的繞組其漏感為最小，竟有 42 倍之差距，故利用此結構可得到一次側、二次側有不相同的漏感以資應用。

上述為量測漏感的一種方法，然而也可直接量測一次側和二次側的自感 L_1 和 L_2 ， L_1 、 L_2 於(2.12)、(2.18)已定義，再由圖 2.7(d)將二次測短路，從一次側量得的等效電感為 L_{ps} ， L_{ps} 於(2.25)已定義，圈數比 n 已知，由(2.12)、(2.18)、(2.25)可求出

$$L_{1k} = L_1 - n\sqrt{L_2(L_1 - L_{ps})} \quad (2.40)$$

$$L_{2k} = \frac{-\sqrt{L_2(L_1 - L_{ps})} + nL_2}{n} \quad (2.41)$$

$$M = \sqrt{L_2(L_1 - L_{ps})} \quad (2.42)$$

或者由圖 2.7(e)將一次測短路，從二次側量得的等效電感為 L_{sp} ， L_{sp} 於(2.26)

已定義，圈數比 n 已知，由(2.12)、(2.18)、(2.26)也可求出 L_{1k} 、 L_{2k} 及 M 。

實測結果如表 2.3、表 2.4 所示，其中設定 L_1 、 L_2 圈數皆相等($n=1$)。

表 2.3 量測漏感數據(c)

型式	$L_1(\mu H)$	$L_2(\mu H)$	$L_{ps}(\mu H)$	L_1 gap(mm)	L_2 gap(mm)
圖 2.3	2980	2980	87.5	0	0
圖 2.4	118	118	61.3	1.2	1.2
圖 2.5	195	280	61.3	1.2	0

表 2.4 量測漏感數據(d)

型式	$L_{1k}(\mu H)$	$L_{2k}(\mu H)$	$M(\mu H)$	L_{2k}/L_{1k}	L_1 gap (mm)	L_2 gap (mm)
圖 2.3	44.1	44.1	2936	1	0	0
圖 2.4	36.2	36.2	81.8	1	1.2	1.2
圖 2.5	1.5	86.5	193.5	57	1.2	0

比較表 2.2、表 2.4 可知兩種量測方法所得結果極為接近，從上表可知鐵心兩邊皆有間隙時總漏感($L_{1k} + L_{2k}$)為最小。

2.3 變壓器鐵心及繞組設計

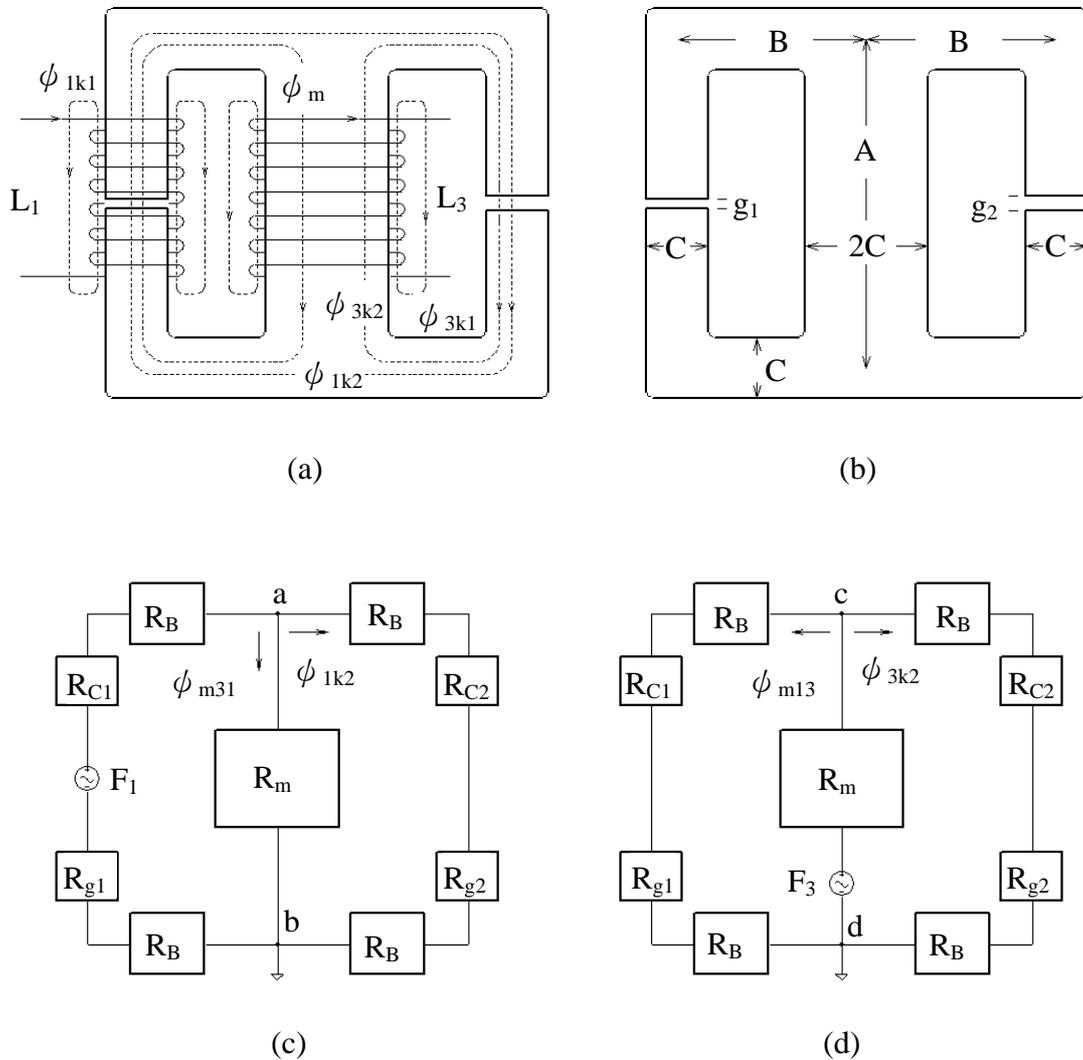


圖 2.8 雙繞組 EE 型鐵心變壓器

由前述的結果得知以 U 型鐵心的結構無法獲得足夠的漏感，若我們希望一次側圈腳的漏感小些，二次側圈腳的漏感大些，則必需增加二次側的洩漏磁束，圖 2.8 的繞製方法可以達到此目的。使用 EE 的鐵心一次側線圈 L_1 繞於邊腳，二次側線圈 L_3 則繞於中腳，二邊腳的鐵心皆有間隙而中腳的鐵心則無，定義 ϕ_{1k1} 、 ϕ_{3k1} 為 L_1 、 L_3 洩漏在空氣中的磁束， ϕ_{1k2} 、 ϕ_{3k2} 為 L_1 、 L_3 洩漏在鐵心右腳的磁束， ϕ_{m31} 為 L_1 對 L_3 的互感磁束， ϕ_{m13} 為 L_3 對 L_1 的互

感磁束， ϕ_1 、 ϕ_3 為 L_1 、 L_3 的總磁束， ϕ_{1k} 、 ϕ_{3k} 為 L_1 、 L_3 的總漏感磁束，因此可得到下列關係式

$$\phi_1 = \phi_{1k1} + \phi_{1k2} + \phi_{m31} \quad (2.43)$$

$$\phi_3 = \phi_{3k1} + \phi_{3k2} + \phi_{m13} \quad (2.44)$$

$$\phi_{1k} = \phi_{1k1} + \phi_{1k2} \quad (2.45)$$

$$\phi_{3k} = \phi_{3k1} + \phi_{3k2} \quad (2.46)$$

由圖 2.8 可知 ϕ_{1k1} 、 ϕ_{3k1} 皆不大，因為空氣的磁阻遠大於鐵心的磁阻，但 ϕ_{3k2} 可以增大，只要調整圖 2.8 右邊腳的間隙即可改變 ϕ_{3k2} 。漏磁束變大意味著耦合程度變小，即 ϕ_{m13}/ϕ_{3k2} 變小。其比值由各別的磁阻的比值決定， μ_r 為鐵心相對於空氣的導磁率。 R_m 代表鐵心中腳的磁阻， R_2 代表鐵心右半邊上下段及右腳的磁阻(有效長度 $2B+A$)， R_1 代表鐵心左半邊上下段及左腳的磁阻(有效長度 $2B+A$)， S 代表鐵心邊腳的截面積， μ_0 代表空氣導磁率，參考圖 2.8，可得到下列關係式

$$R_m = \frac{A}{2\mu_r\mu_0S} \quad (2.47)$$

$$R_B = \frac{B}{\mu_r\mu_0S} \quad (2.48)$$

$$R_{C1} = \frac{A-g_1}{\mu_r\mu_0S} \quad (2.49)$$

$$R_{C2} = \frac{A-g_2}{\mu_r\mu_0S} \quad (2.50)$$

$$R_{g1} = \frac{g_1}{\mu_0S} \quad (2.51)$$

$$R_{g2} = \frac{g_2}{\mu_0S} \quad (2.52)$$

$$R_1 = 2R_B + R_{C1} + R_{g1} \quad (2.53)$$

$$R_2 = 2R_B + R_{C2} + R_{g2} \quad (2.54)$$

$$R_1 = \frac{A + 2B - g_1}{\mu_r \mu_0 S} + \frac{g_1}{\mu_0 S} = \frac{A + 2B + (\mu_r - 1)g_1}{\mu_r \mu_0 S} \quad (2.55)$$

$$R_2 = \frac{A + 2B - g_2}{\mu_r \mu_0 S} + \frac{g_2}{\mu_0 S} = \frac{A + 2B + (\mu_r - 1)g_2}{\mu_r \mu_0 S} \quad (2.56)$$

F_{ab} 、 F_{cd} 分別代表圖 2.8 (c) a、b 兩端及圖 2.8 (d) c、d 兩端的磁動勢(類比於電動勢)， ϕ_{1k2} 、 ϕ_{m13} 、 ϕ_{m31} 、 ϕ_{3k2} 代表磁束(類比於電流)， R_1 、 R_2 、 R_m 代表磁阻(類比於電阻)，依歐姆定律可得

$$F_{ab} = \phi_{1k2} R_2 = \phi_{m31} R_m \quad (2.57)$$

$$F_{cd} = \phi_{3k2} R_2 = \phi_{m13} R_1 \quad (2.58)$$

由(2.47)、(2.56)、(2.57)可得

$$\frac{\phi_{1k2}}{\phi_{m31}} = \frac{R_m}{R_2} = \frac{A}{2(A + 2B - g_2 + \mu_r g_2)} \quad (2.59)$$

由(2.55)、(2.56)、(2.58)可得

$$\frac{\phi_{3k2}}{\phi_{m13}} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{A + 2B - g_1 + \mu_r g_1}{A + 2B - g_2 + \mu_r g_2} \quad (2.60)$$

於(2.43)、(2.44)中，參考 2.1 節所提過的觀念，可得

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{N_1 \phi_1}{I_1} = \frac{N_1 \phi_{1k1}}{I_1} + \frac{N_1 \phi_{1k2}}{I_1} + \frac{N_1 \phi_{m31}}{I_1} \\ &= L_{1k1} + L_{1k2} + \frac{N_1}{N_3} \times \frac{N_3 \phi_{m31}}{I_1} \end{aligned} \quad (2.61)$$

其中 L_{1k1} 代表線圈 L_1 洩漏在空氣中的漏感， L_{1k2} 代表線圈 L_1 洩漏在鐵心右腳的漏感， N_1 代表線圈 L_1 的圈數， N_3 代表線圈 L_3 的圈數， I_1 代表流經線圈 L_1

的電流， ϕ_{m31} 代表線圈 L_1 對線圈 L_3 的互感磁束，

$$\phi_{m31} = \frac{N_1 I_1}{R_m // R_2 + R_1} \times \frac{R_2}{R_m + R_2} \quad (2.62)$$

其中 R_1 、 R_2 、 R_m 於(2.47)、(2.55)、(2.56)已定義，線圈 L_1 對線圈 L_3 的互感

定義為 M_{31} ，則

$$M_{31} = \frac{N_1 N_3}{R_m // R_2 + R_1} \times \frac{R_2}{R_m + R_2} \quad (2.63)$$

由(2.61)、(2.62)、(2.63)可得

$$L_1 = L_{1k1} + L_{1k2} + nM_{31} \quad (2.64)$$

其中 n 代表圈數比 N_1/N_3 ，同理

$$\begin{aligned} L_3 &= \frac{N_3 \phi_3}{I_3} = \frac{N_3 \phi_{3k1}}{I_3} + \frac{N_3 \phi_{3k2}}{I_3} + \frac{N_3 \phi_{m13}}{I_3} \\ &= L_{3k1} + L_{3k2} + \frac{N_3}{N_1} \times \frac{N_1 \phi_{m13}}{I_3} \end{aligned} \quad (2.65)$$

其中 L_{3k1} 代表線圈 L_3 洩漏在空氣中的漏感， L_{3k2} 代表線圈 L_3 洩漏在鐵心右腳的漏感， I_3 代表流經線圈 L_3 的電流， ϕ_{m13} 代表線圈 L_3 對線圈 L_1 的互感磁束，

$$\phi_{m13} = \frac{N_3 I_3}{R_m + R_1 // R_2} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.66)$$

線圈 L_3 對線圈 L_1 的互感定義為 M_{13} ，則

$$M_{13} = \frac{N_1 N_3}{R_m + R_1 // R_2} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.67)$$

整理比較(2.63)、(2.67)可知 $M_{31} = M_{13}$ ，因此由(2.65)、(2.66)、(2.67)可得

$$L_3 = L_{3k1} + L_{3k2} + \frac{M_{31}}{n} \quad (2.68)$$

比較(2.61)、(2.64)可得由一次側線圈 L_1 看進去洩漏在鐵心右腳的漏感 L_{1k2}

和線圈 L_1 對線圈 L_3 的互感 M_{31} 乘以圈數比的比值為

$$\frac{L_{1k2}}{nM_{31}} = \frac{\phi_{1k2}}{\phi_{m31}} \quad (2.69)$$

比較(2.65)、(2.68)可得由二次側線圈 L_3 看進去洩漏在鐵心右腳的漏感 L_{3k2}

和線圈 L_3 對線圈 L_1 的互感 M_{13} 除以圈數比的比值為

$$\frac{L_{3k2}}{M_{13}/n} = \frac{L_{3k2}}{M_{31}/n} = \frac{\phi_{3k2}}{\phi_{m13}} \quad (2.70)$$

由(2.59)、(2.60)、(2.69)、(2.70)可得

$$\frac{\phi_{1k2}}{\phi_{m31}} = \frac{L_{1k2}}{nM_{31}} = \frac{A}{2(A+2B-g_2+\mu_r g_2)} \quad (2.71)$$

$$\frac{\phi_{3k2}}{\phi_{m13}} = \frac{L_{3k2}}{M_{31}/n} = \frac{A+2B-g_1+\mu_r g_1}{A+2B-g_2+\mu_r g_2} \quad (2.72)$$

使用於變壓器鐵心的 μ_r 值通常是介於 2000 至 3000 之間。 g_1 , g_2 於 0.5mm 至 2mm 之間。依照 TDK PCEE47 型號的鐵心，其 $\mu_r = 2500 \pm 30\%$, $A = 32\text{mm}$, $B = 20\text{mm}$, $g_1 = 1\text{mm}$, $g_2 = 1\text{mm}$, 代入 (2.71)、(2.72) 得 $\frac{L_{1k2}}{nM_{31}} = 6.22 \times 10^{-3}$, $\frac{L_{3k2}}{M_{31}/n} = 1$, 可得知 $\frac{L_{1k2}}{nM_{31}}$ 接近 0 , 所以調整 g_2 幾乎不會影響 L_1 , 但會影響 L_3 的飽和程度。 $\frac{L_{3k2}}{M_{31}/n}$ 接近 1 , 因此二次側漏感 L_{3k2} 與一次側漏感 L_{1k2} 可以有很大的比值, 至於需要多少可以調整二間隙的大小來得到。

若於圖 2.8 中，增加一繞阻 L_2 於鐵心左腳，如圖 2.9 所示，

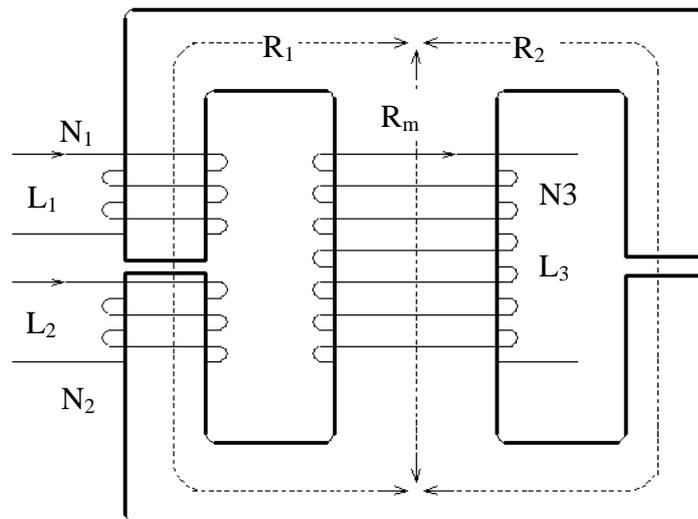


圖 2.9 三繞阻 EE 型鐵心變壓器

同理，依照上述的觀念，可得

$$\begin{aligned} L_2 &= \frac{N_2 \phi_2}{I_2} = \frac{N_2 \phi_{2k1}}{I_2} + \frac{N_2 \phi_{2k2}}{I_2} + \frac{N_2 \phi_{m32}}{I_2} \\ &= L_{2k1} + L_{2k2} + \frac{N_2}{N_3} \times \frac{N_3 \phi_{m32}}{I_2} \end{aligned} \quad (2.73)$$

其中 L_{2k1} 代表線圈 L_2 洩漏在空氣中的漏感， L_{2k2} 代表線圈 L_2 洩漏在鐵心右腳的漏感， N_2 代表線圈 L_2 的圈數， N_3 代表線圈 L_3 的圈數， I_2 代表流經線圈 L_2 的電流，其中 $N_2 = N_3$ 。 ϕ_{m32} 代表線圈 L_2 對線圈 L_3 的互感磁束，

$$\phi_{m32} = \frac{N_2 I_2}{R_m // R_2 + R_1} \times \frac{R_2}{R_m + R_2} \quad (2.74)$$

線圈 L_2 對線圈 L_3 的互感定義為 M_{32} ，則

$$M_{32} = \frac{N_2 N_3}{R_m // R_2 + R_1} \times \frac{R_2}{R_m + R_2} \quad (2.75)$$

由(2.73)、(2.74)、(2.75)可得

$$L_2 = L_{2k1} + L_{2k2} + M_{32} \quad (2.76)$$

於(2.63)中，令 $M_{31} = M$ ，比較(2.63)、(2.75)可得 $M_{32} = M/n$ ，代入(2.76)，可得

$$L_2 = L_{2k} + M/n \quad (2.77)$$

其中 L_{2k} 代表線圈 L_2 的總漏感。同理，於(2.64)、(2.68)中，

$$L_1 = L_{1k} + nM \quad (2.78)$$

$$L_3 = L_{3k} + M/n \quad (2.79)$$

其中 L_{1k} 代表線圈 L_1 的總漏感，其中 L_{3k} 代表線圈 L_3 的總漏感。

第三章

主動箝位(Active Clamp)零電壓整合電感轉換器

3.1 主動箝位順向式轉換器基本架構及工作原理

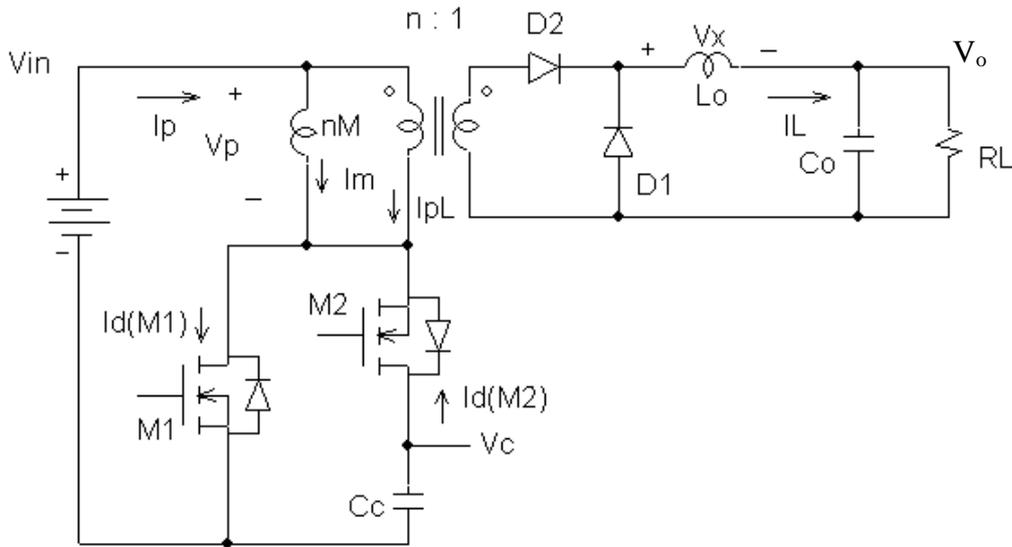


圖 3.1 主動箝位順向式轉換器

圖 3.1 為一主動箝位順向式轉換器[12-15]，在此為簡化說明，令一次側線圈和二次側線圈的耦合係數為 1，因此一次側漏感和二次側的漏感皆不存在。 M_1 、 M_2 分別為主開關和輔助開關， C_c 為箝位電容， L_o 、 C_o 分別為輸出電感和輸出電容。茲將此轉換器工作原理簡述如下；當主開關 M_1 導通時，輸入電壓 V_{in} 經由變壓器對輸出電感 L_o 充電，此時輸入電壓 V_{in} 同時對磁化電感 nM 充磁。當主開關 M_1 截止時，磁化電感 nM 將因磁化電流驟降而產生高電壓突波，若無箝位電容，則主開關 M_1 會因高壓突波而燒毀。箝位電容可以使磁化電感二端箝位於某一電壓且使磁化電感 nM 去磁 (demagnetizing)，同時輸出電感 L_o 將能量釋放到輸出電容 C_o 及輸出負載

R_L 。當主開關 M_1 導通時輔助開關 M_2 必需截止，防止箝位電容短路。輔助開關 M_2 是受控制的主動元件此種動作稱為主動箝位原理。

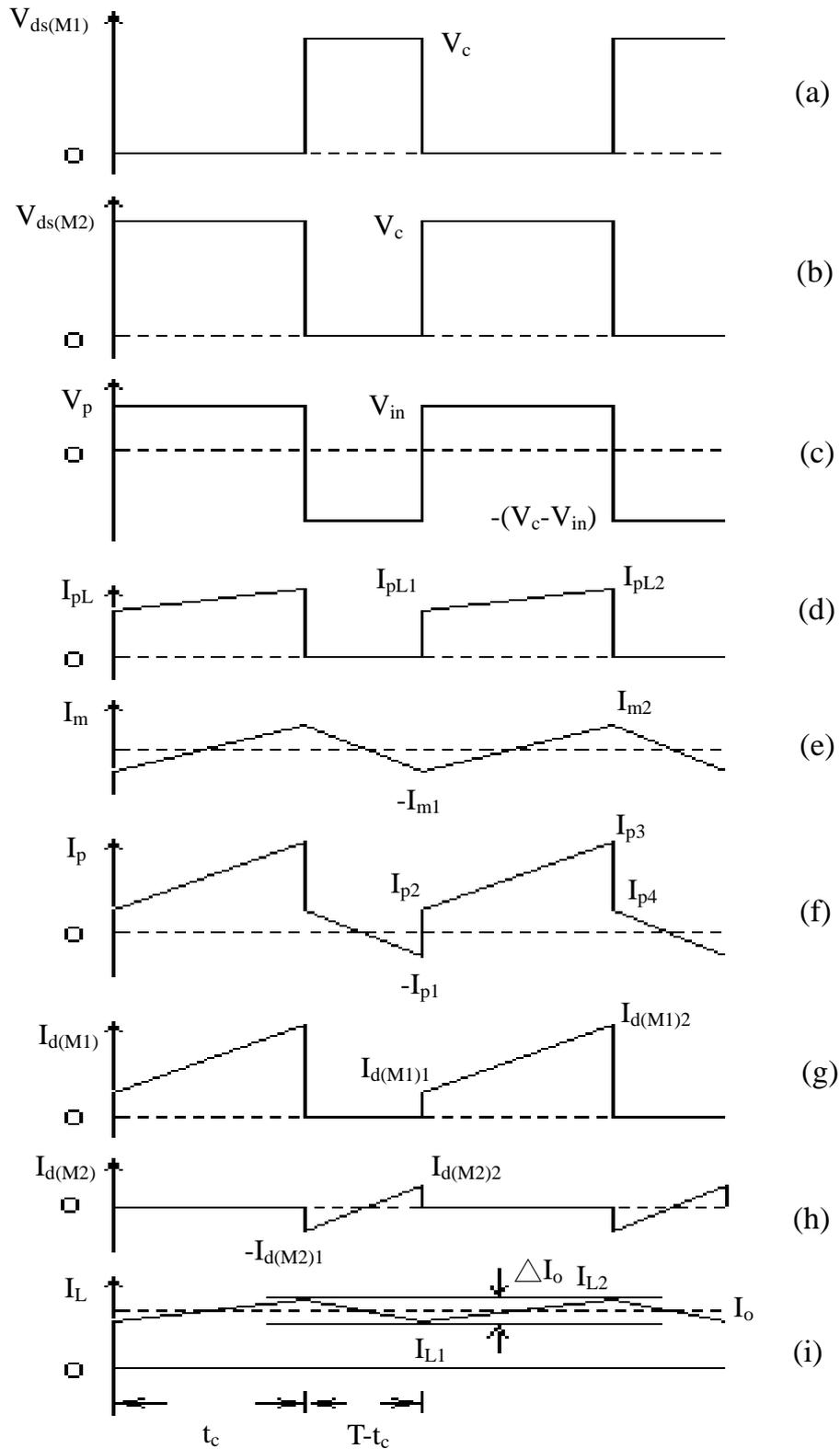


圖 3.2 主動箝位順向式轉換器動作時序波形圖

圖 3.2 為主動箝位順向式轉換器動作時相對應的電壓、電流波形圖，在此所討論的波形圖皆為轉換器操作在連續導通模式(CCM)， t_c 定義為主開關導通時間， T 為切換週期，定義責任週期 $D = \frac{t_c}{T}$ 。如圖 3.2(c) 為磁化電感兩端的電壓波型，根據伏秒平衡(voltage-second balance)原理應用於磁化電感 nM 兩端及輸出電感 L_o 兩端，可得

$$V_{in}t_c = (V_c - V_{in})(T - t_c) \quad (3.1)$$

$$\left(\frac{V_{in}}{n} - V_o\right)t_c = V_o(T - t_c) \quad (3.2)$$

由(3.1)、(3.2)導出

$$V_c = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (3.3)$$

$$V_o = \frac{DV_{in}}{n} \quad (3.4)$$

其中 V_{in} 代表輸入電壓， V_c 代表箝位電容電壓， V_o 代表輸出電壓，由(3.3)、(3.4)可知輸入電壓和輸出電壓的關係式以及輸入電壓和箝位電容電壓的關係式。由(3.3)可知箝位電容的電壓大於輸入的電壓，因此磁化電感 nM 能夠達到磁通重置的目的。

圖 3.2(e) 為流經磁化電感 nM 的電流，依據磁化電感 nM 兩端的電壓和電流的關係式，可得磁化電流 I_m 的峰值 I_{m1} 、 I_{m2} 為

$$I_{m1} = I_{m2} = \frac{V_{in}t_c}{2nM} \quad (3.5)$$

圖 3.2(i) 為流經輸出電感 L_o 的電流波型，依據輸出電感 L_o 兩端的電壓和電流的關係式，可得輸出電流 I_L 的峰值 I_{L1} 、 I_{L2} 及電流變化量 ΔI_o 為

$$I_{L1} = I_o - \frac{\Delta I_o}{2} = I_o - \frac{(V_{in} - nV_o)t_c}{2nL_o} \quad (3.6)$$

$$I_{L2} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2} = I_o + \frac{(V_{in} - nV_o)t_c}{2nL_o} \quad (3.7)$$

$$\Delta I_o = I_{L2} - I_{L1} = \frac{(\frac{V_{in}}{n} - V_o)t_c}{L_o} \quad (3.8)$$

其中 I_o 代表輸出電流 I_L 的平均電流。

當主開關 M_1 導通時，圖 3.2(d) 負載電流 I_{pL} 的電流大小為圖 3.2(i) I_L 電流大小的 $1/n$ 倍，當主開關 M_1 截止時，負載電流 I_{pL} 的電流大小為 0，因此

負載電流 I_{pL} 的峰值 I_{pL1} 、 I_{pL2} 為

$$I_{pL1} = \frac{I_{L1}}{n} = \frac{I_o}{n} - \frac{(V_{in} - nV_o)t_c}{2n^2L_o} \quad (3.9)$$

$$I_{pL2} = \frac{I_{L2}}{n} = \frac{I_o}{n} + \frac{(V_{in} - nV_o)t_c}{2n^2L_o} \quad (3.10)$$

參考圖 3.1，圖 3.2(f) 輸入端電流波型 I_p 為圖 3.2(d) I_{pL} 電流波型加上圖

3.2(e) I_m 電流波型，因此可得輸入端電流 I_p 的峰值 I_{p1} 、 I_{p2} 、 I_{p3} 、 I_{p4} 為

$$I_{p1} = 0 + I_{m1} = \frac{V_{in}t_c}{2nM} \quad (3.11)$$

$$I_{p2} = \frac{I_{L1}}{n} - I_{m1} = \frac{I_o}{n} - \frac{t_c}{2n} \left(\frac{V_{in} - nV_o}{nL_o} - \frac{V_{in}}{M} \right) \quad (3.12)$$

$$I_{p3} = \frac{I_{L2}}{n} + I_{m2} = \frac{I_o}{n} + \frac{t_c}{2n} \left(\frac{V_{in} - nV_o}{nL_o} - \frac{V_{in}}{M} \right) \quad (3.13)$$

$$I_{p4} = 0 + I_{m2} = \frac{V_{in}t_c}{2nM} \quad (3.14)$$

圖 3.2(g) 為流經開關 M_1 的電流波型 $I_{d(M1)}$ ，其電流峰值 $I_{d(M1)1}$ 、 $I_{d(M1)2}$ 為

$$I_{d(M1)1} = I_{p2} = \frac{I_{L1}}{n} - I_{m1} = \frac{I_o}{n} - \frac{t_c}{2n} \left(\frac{V_{in} - nV_o}{nL_o} - \frac{V_{in}}{M} \right) \quad (3.15)$$

$$I_{d(M1)2} = I_{p3} = \frac{I_{L2}}{n} + I_{m2} = \frac{I_o}{n} + \frac{t_c}{2n} \left(\frac{V_{in} - nV_o}{nL_o} - \frac{V_{in}}{M} \right) \quad (3.16)$$

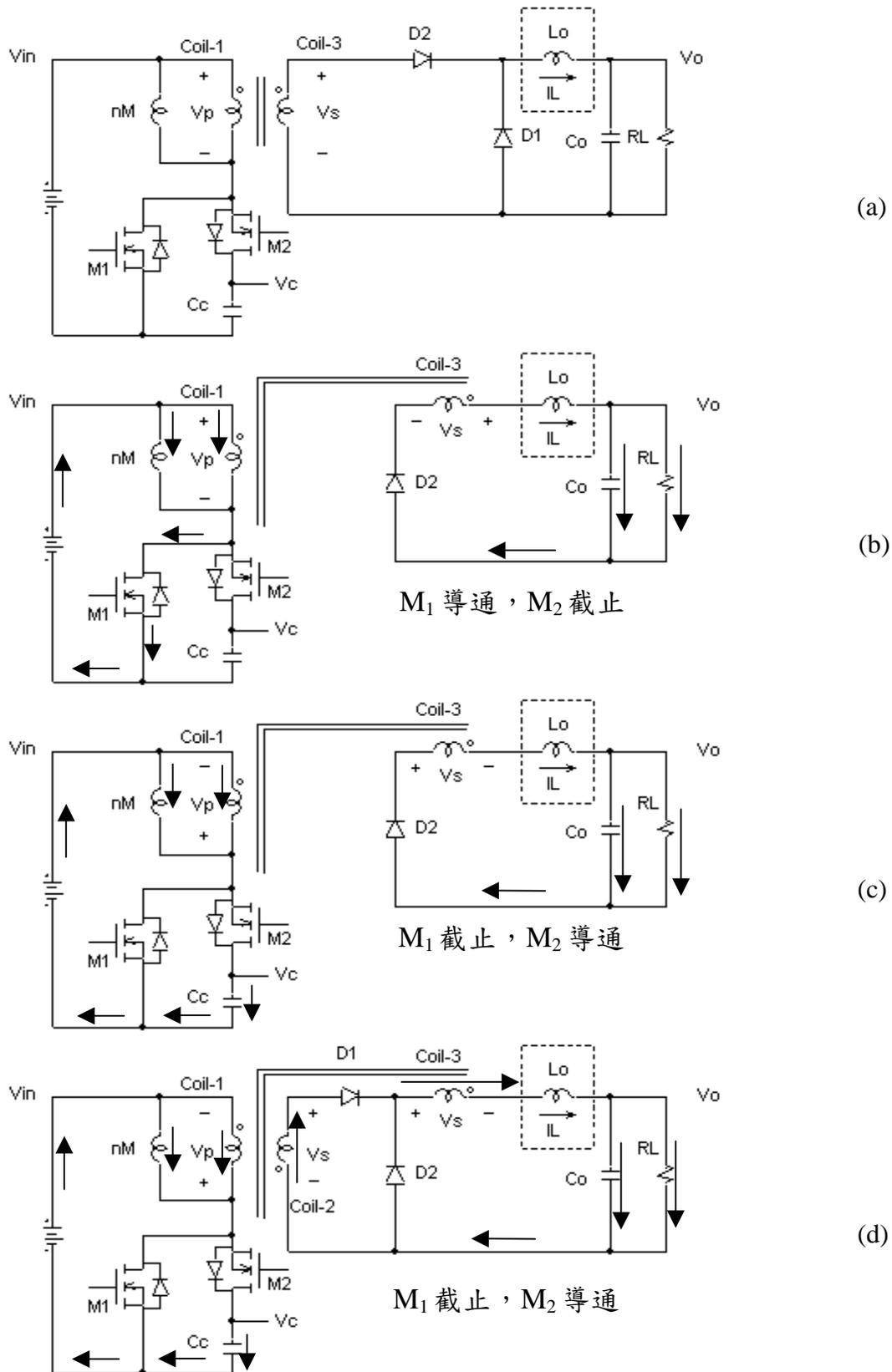
圖 3.2(h)為流經開關 M_2 的電流波型 $I_{d(M_2)}$ ，其電流峰值 $I_{d(M_2)1}$ 、 $I_{d(M_2)2}$ 為

$$I_{d(M_2)1} = I_{p4} = 0 + I_{m2} = \frac{V_{in}t_c}{2nM} \quad (3.17)$$

$$I_{d(M_2)2} = I_{p1} = 0 + I_{m1} = \frac{V_{in}t_c}{2nM} \quad (3.18)$$



3.2 電感整合轉換器線路架構的形成及動作原理



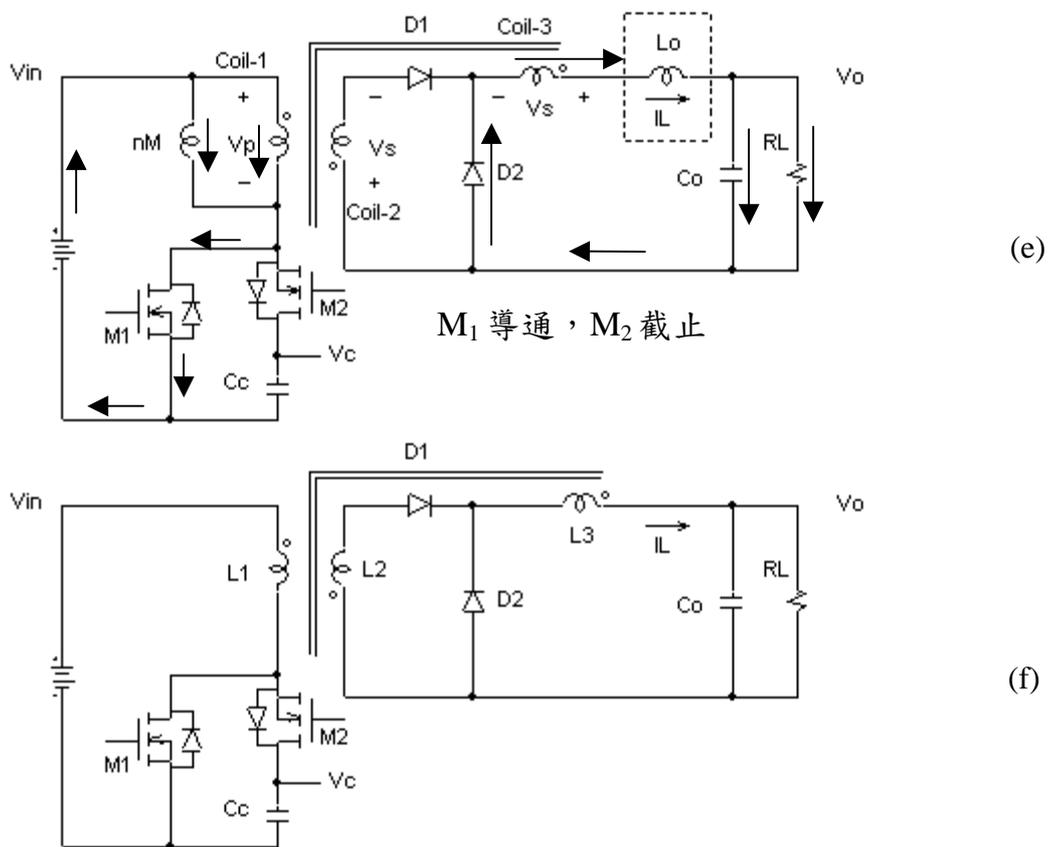


圖 3.3 電感整合轉換器線路架構形成圖

由 3.1 節，我們已經知道主動箝位順向式轉換器的基本動作原理，其線路如圖 3.3(a)所示。圖 3.3(a)中輸出電感 L_o 和變壓器為各自獨立的磁性元件，實際的製作上，大多使用一個環型鐵心和一個 EE 型鐵心來繞製輸出電感和變壓器，因此相當佔據電路板空間。若能將輸出電感 L_o 和變壓器整合在同一個 EE 型鐵心，且此 EE 型鐵心的大小和圖 3.3(a)變壓器所使用的 EE 型鐵心一樣大，就可達到節省空間提高功率密度的目的。

輸出電感 L_o 和變壓器都是磁性元件有可能整合在一起且保有原來的動作原理。既然要整合在一起它們必有一定程度的關聯。我們希望整合電感器線路動作機制與圖 3.3(a)相同。現在分導通、截止二階段重點式來討

論，圖 3.3 中箭頭流向代表電流的流向。

在圖 3.3(a)中當主開關 M_1 導通時 D_1 是截止的， I_L 流經 L_o 、 C_o 、 R_L 、 D_2 、coil-3， D_1 處斷路狀態，我們嘗試重新整理線路把 coil-3 與 L_o 串聯如圖 3.3(b) 所示，當主開關 M_1 導通，輔助開關 M_2 截止時可得到

$$V_s = \frac{V_{in}}{n} \quad (3.19)$$

$$\Delta I_o = \frac{(V_{in}/n - V_o)t_c}{L_o} \quad (3.20)$$

其中 V_s 代表 coil-3 兩端的電壓， ΔI_o 代表流經輸出電感 L_o 的電流變化量， t_c 代表主開關 M_1 導通時間， n 代表 coil-1 和 coil-3 的圈數比，比較(3.8)、(3.20)，可知當主開關 M_1 導通時，圖 3.3(a)和圖 3.3(b)動作機制是一樣的。

當主開關 M_1 截止，輔助開關 M_2 導通時，coil-1，coil-3 電壓極性反轉如圖 3.3(c)，因此流經輸出電感 L_o 的電流變化率 ΔI_{o1} 為

$$\Delta I_{o1} = \frac{(V_s + V_o)(T - t_c)}{L_o} \quad (3.21)$$

其中 T 為切換週期。

這樣 L_o 放電一部分能量會釋放至輸出，一部分能量會經 coil-3 返回一次側，無法符合圖 3.3(a) L_o 放電能量只釋放至輸出的動作。為改善這個問題，我們嘗試增加 coil-2 及 D_1 ，如圖 3.3(d)，coil-2 與 coil-3 圈數相同，當主開關 M_1 截止，輔助開關 M_2 導通時時，此兩線圈感應電壓相同， D_2 逆偏壓處斷路狀態， L_o 放電流經 L_o 、 C_o 、 R_L 、 D_1 、coil-2、coil-3。在放電回路中 coil-2、coil-3 的感應電壓互相抵銷，因此 L_o 放電能量只釋放至輸出不再返回一次側，即

$$\Delta I_o = \frac{V_o(T - t_c)}{L_o} \quad (3.22)$$

經過修改的線路如圖 3.3(d)在主開關 M_1 截止時已和圖 3.3(a)有同樣的

功能，但主開關 M_1 導通時(3.19)、(3.20)的關係式是否仍符合需要再檢驗一下。圖 3.3(e)是圖 3.3(d)主開關 M_1 導通的狀態，由圖 3.3(e)知 D_2 為導通的狀態， D_1 逆偏壓處斷路狀態， L_o 充電電流 I_L 流經 L_o 、 C_o 、 R_L 、 D_2 、coil-3 與前述相同，所以(3.19)、(3.20)的關係式確實仍符合。因此修正後的線路與圖 3.3(a)的動作等效。最後再製作 coil-3 使它的漏感等於 L_o ， L_o 已被取代，整合電感轉換器即完成，如圖 3.3(f)，至於此整合電感器的實現，可參考 2.3 節的說明。



3.3 電感整合轉換器架構的理論推導

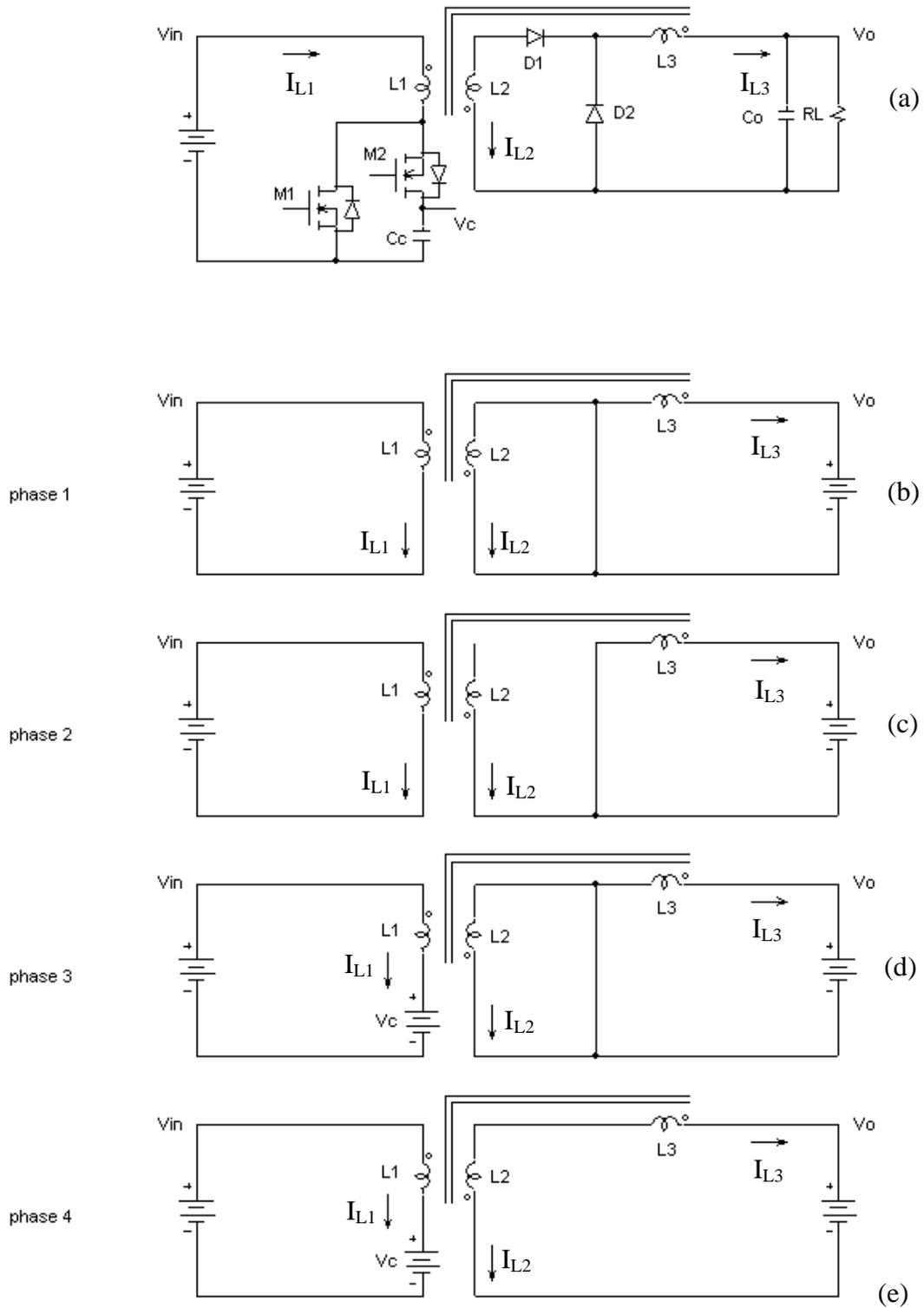


圖 3.4 電感整合轉換器分析

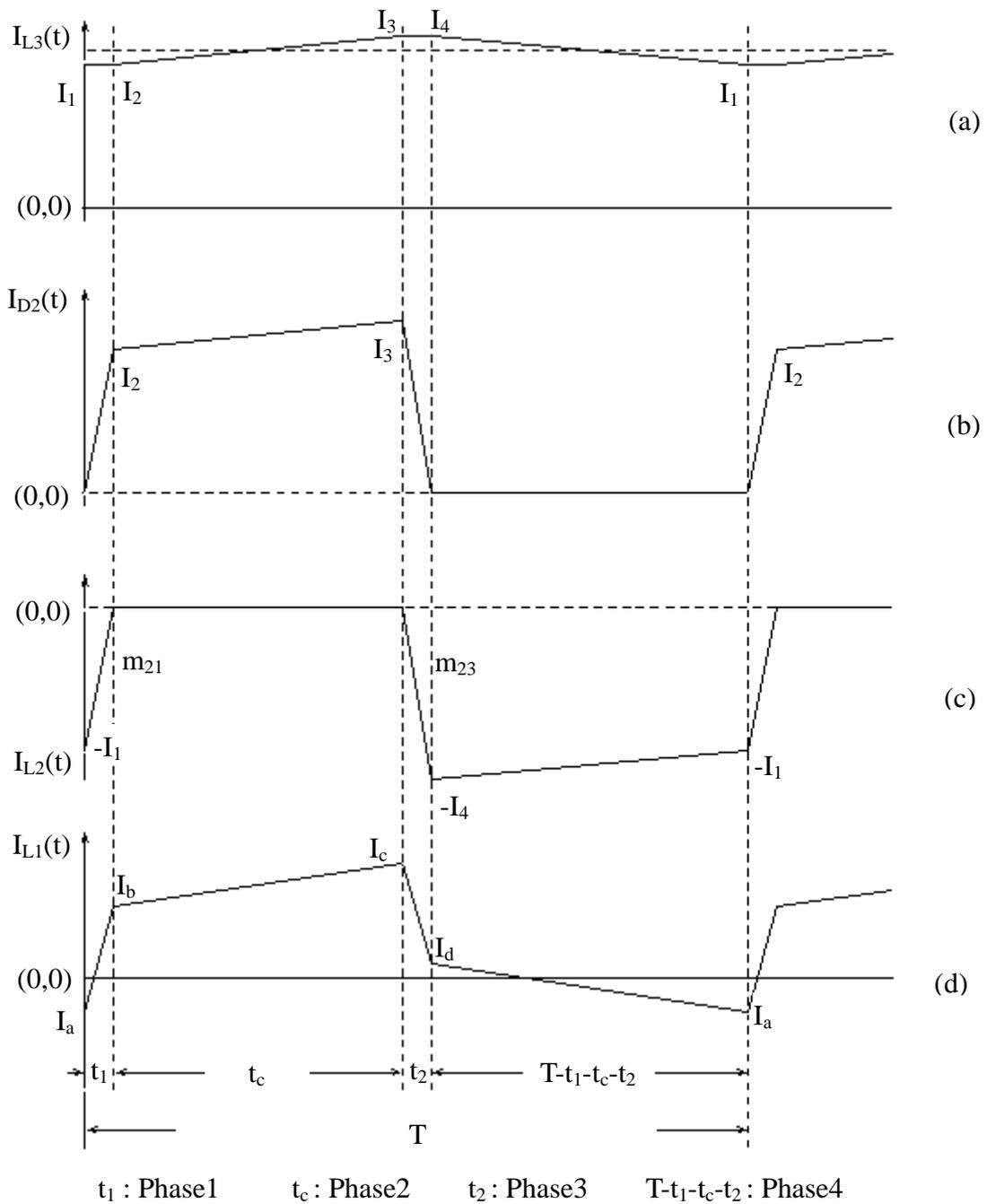


圖 3.5 電感整合轉換器動作時序波形圖

本線路動作可分為四個階段來加以討論，各階段都有其代表的等效電路圖如圖 3.4 (b)至圖 3.4 (e)。各階段的相關零件電流值及時序以圖 3.5 表示之。

L_i 、 M_{ij} 、 k_{ij} 、 m_{ij} 的定義如下：

L_i 代表第 i 個電感值。

M_{ij} 、 k_{ij} 分別代表第 i 個電感與第 j 個電感的耦合電感值及耦合係數，

$$k_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}}。$$

m_{ij} 代表第 j 個階段第 i 個電感的電流斜率。

第一階段 (Phase 1):

主開關 M_1 導通，電感 L_1 、 L_2 和 L_3 都有殘餘的磁化電流，造成 D_1 、 D_2 皆導通，因而等效電路如圖 3.4(b) 所示，依此可列出下列關係式

$$V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} - M_{12} \frac{dI_{L2}}{dt} - M_{13} \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.23)$$

$$0 = M_{12} \frac{dI_{L1}}{dt} - L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} - M_{23} \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.24)$$

$$V_o = M_{13} \frac{dI_{L1}}{dt} - M_{23} \frac{dI_{L2}}{dt} - L_3 \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.25)$$

由(3.23)、(3.24)、(3.25)可得在此階段電感電流變化率如下

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{L_3(1-k_{23}^2)V_{in} - \sqrt{L_1 L_3}(k_{13} - k_{12}k_{23})V_o}{L_1 L_3(1-k_{12}^2 - k_{23}^2 - k_{13}^2 + 2k_{13}k_{12}k_{23})} = m_{11} \quad (3.26)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{L_3 \sqrt{L_1 L_2}(k_{12} - k_{13}k_{23})V_{in} + L_1 \sqrt{L_2 L_3}(k_{23} - k_{12}k_{13})V_o}{L_1 L_2 L_3(1-k_{12}^2 - k_{23}^2 - k_{13}^2 + 2k_{13}k_{12}k_{23})} = m_{21} \quad (3.27)$$

$$\frac{dI_{L3}}{dt} = \frac{\sqrt{L_1 L_3}(k_{13} - k_{12}k_{23})V_{in} - L_1(1-k_{12}^2)V_o}{L_1 L_3(1-k_{12}^2 - k_{23}^2 - k_{13}^2 + 2k_{13}k_{12}k_{23})} = m_{31} \quad (3.28)$$

其中 V_{in} 代表輸入電壓， V_o 代表輸出電壓。當流經電感 L_2 的電流 I_{L2} 為零時，

D_1 截止，此時進入第二階段。

第二階段 (Phase 2):

主開關 M_1 導通， D_1 截止， D_2 由於非零的電流 I_{L3} 殘留而導通，所以等效電路如圖 3.4(c) 所示，依此可列出下列關係式

$$V_{in} = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} - M_{13} \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.29)$$

$$I_{L2} = 0 \quad (3.30)$$

$$V_o = M_{13} \frac{dI_{L1}}{dt} - L_3 \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.31)$$

由(3.29)、(3.30)、(3.31)，可得在此階段電感電流變化率如下

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{L_3 V_{in} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13} V_o}{L_1 L_3 (1 - k_{13}^2)} = m_{12} \quad (3.32)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = 0 = m_{22} \quad (3.33)$$

$$\frac{dI_{L3}}{dt} = \frac{\sqrt{L_1 L_3} k_{13} V_{in} - L_1 V_o}{L_1 L_3 (1 - k_{13}^2)} = m_{32} \quad (3.34)$$

當主開關 M_1 截止，輔助開關 M_2 導通，則進入到第三階段。

第三階段 (Phase 3):

等效電路如圖 3.4(d) 所示，依此可列出下列關係式

$$V_{in} - V_c = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} - M_{12} \frac{dI_{L2}}{dt} - M_{13} \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.35)$$

$$0 = M_{12} \frac{dI_{L1}}{dt} - L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} - M_{23} \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.36)$$

$$V_o = M_{13} \frac{dI_{L1}}{dt} - M_{23} \frac{dI_{L2}}{dt} - L_3 \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.37)$$

由(3.35)、(3.36)、(3.37)可得此階段電感電流變化率如下

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{L_3(1-k_{23}^2)(V_{in}-V_c) - \sqrt{L_1L_3}(k_{13}-k_{12}k_{23})V_o}{L_1L_3(1-k_{12}^2-k_{23}^2-k_{13}^2+2k_{13}k_{12}k_{23})} = m_{13} \quad (3.38)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{L_3\sqrt{L_1L_2}(k_{12}-k_{13}k_{23})(V_{in}-V_c) + L_1\sqrt{L_2L_3}(k_{23}-k_{12}k_{13})V_o}{L_1L_2L_3(1-k_{12}^2-k_{23}^2-k_{13}^2+2k_{13}k_{12}k_{23})} = m_{23} \quad (3.39)$$

$$\frac{dI_{L3}}{dt} = \frac{\sqrt{L_1L_3}(k_{13}-k_{12}k_{23})V_{in} - L_1(1-k_{12}^2)V_o}{L_1L_3(1-k_{12}^2-k_{23}^2-k_{13}^2+2k_{13}k_{12}k_{23})} = m_{33} \quad (3.40)$$

其中 V_c 代表箝位電容的電壓。當 $I_{L3} = -I_{L2}$ 時，則 D_2 截止，此時進入第四階段。

第四階段 (Phase 4):

輔助開關 M_2 仍是導通，等效電路如圖 3.4(e) 所示，依此可列出下列關係式

$$V_{in} - V_c = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} + (M_{12} - M_{13}) \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.41)$$

$$I_{L2} = -I_{L3} \quad (3.42)$$

$$V_o = -(M_{12} - M_{13}) \frac{dI_{L1}}{dt} - (L_2 + L_3 - 2M_{23}) \frac{dI_{L3}}{dt} \quad (3.43)$$

由(3.41)、(3.42)、(3.43)可得此階段電感電流變化率如下

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{(L_2 + L_3 - 2k_{23}\sqrt{L_2L_3})(V_{in} - V_c) + (k_{12}\sqrt{L_1L_2} - k_{13}\sqrt{L_1L_3})V_o}{L_1(L_2 + L_3 - 2k_{23}\sqrt{L_2L_3}) - (k_{12}\sqrt{L_1L_2} - k_{13}\sqrt{L_1L_3})^2} = m_{14} \quad (3.44)$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = \frac{(k_{12}\sqrt{L_1L_2} - k_{13}\sqrt{L_1L_3})(V_{in} - V_c) + L_1V_o}{L_1(L_2 + L_3 - 2k_{23}\sqrt{L_2L_3}) - (k_{12}\sqrt{L_1L_2} - k_{13}\sqrt{L_1L_3})^2} = m_{24} \quad (3.45)$$

$$\frac{dI_{L3}}{dt} = \frac{-(k_{12}\sqrt{L_1L_2} - k_{13}\sqrt{L_1L_3})(V_{in} - V_c) - L_1V_o}{L_1(L_2 + L_3 - 2k_{23}\sqrt{L_2L_3}) - (k_{12}\sqrt{L_1L_2} - k_{13}\sqrt{L_1L_3})^2} = m_{34} \quad (3.46)$$

當輔助開關 M_2 截止，主開關 M_1 導通，再度回到第一階段。

依照圖 3.5(a) 及各階段流經電感 L_3 的電流 I_{L3} 變化率可列出下列各關係式子，其中 I_1 代表電流 I_{L3} 於 phase4 截止時的峰值電流， I_2 代表電流 I_{L3}

於 phase1 截止時的峰值電流， I_3 代表電流 I_{L3} 於 phase2 截止時的峰值電流， I_4 代表電流 I_{L3} 於 phase3 截止時的峰值電流， t_1 代表 phase1 所佔的時間， t_c 代表 phase2 所佔的時間， t_2 代表 phase3 所佔的時間， $T - t_1 - t_c - t_2$ 代表 phase4 所佔的時間，

$$I_2 = I_1 + m_{31}t_1 \quad (3.47)$$

$$I_3 = I_1 + m_{31}t_1 + m_{32}t_c \quad (3.48)$$

$$I_4 = I_1 + m_{31}t_1 + m_{32}t_c + m_{33}t_2 \quad (3.49)$$

$$I_1 = I_1 + m_{31}t_1 + m_{32}t_c + m_{33}t_2 + m_{34}(T - t_1 - t_c - t_2) \quad (3.50)$$

依據流經電感 L_3 的電流平均值為輸出電流 I_o ，則

$$\frac{(I_1 + I_2)t_1 + (I_2 + I_3)t_c + (I_3 + I_4)t_2 + (I_4 + I_1)(T - t_1 - t_c - t_2)}{2T} = I_o \quad (3.51)$$

由圖 3.5 (c) 及各階段經電感 L_2 的電流變化率得到

$$t_1 = \frac{I_1}{m_{21}} \quad (3.52)$$

$$t_2 = \frac{-I_4}{m_{23}} \quad (3.53)$$

由(3.52)、(3.53)代入(3.47)、(3.48)、(3.49)可得

$$I_2 = \frac{m_{21} + m_{31}}{m_{21}} I_1 \quad (3.54)$$

令 $C_1 = \frac{m_{21} + m_{31}}{m_{21}}$ ，則

$$I_2 = C_1 I_1 \quad (3.55)$$

$$I_3 = \frac{m_{21} + m_{31}}{m_{21}} I_1 + m_{32}t_c \quad (3.56)$$

令 $C_2 = m_{32}$ ，則

$$I_3 = C_1 I_1 + C_2 t_c \quad (3.57)$$

$$I_4 = \frac{m_{23}(m_{21} + m_{31})}{m_{21}(m_{23} + m_{33})} I_1 + \frac{m_{23}m_{32}}{m_{23} + m_{33}} t_c \quad (3.58)$$

令 $C_3 = \frac{m_{23}(m_{21} + m_{31})}{m_{21}(m_{23} + m_{33})}$, $C_4 = \frac{m_{23}m_{32}}{m_{23} + m_{33}}$, 則

$$I_4 = C_3 I_1 + C_4 t_c \quad (3.59)$$

由(3.53) 、(3.58)得到

$$t_2 = -\frac{m_{21} + m_{31}}{m_{21}(m_{23} + m_{33})} I_1 - \frac{m_{32}}{m_{23} + m_{33}} t_c \quad (3.60)$$

其中令

$$C_8 = -\frac{m_{21} + m_{31}}{m_{21}(m_{23} + m_{33})} , \quad C_9 = -\frac{m_{32}}{m_{23} + m_{33}} , \quad \text{則}$$

$$t_2 = C_8 I_1 + C_9 t_c \quad (3.61)$$

由(3.52) 、(3.60)代入(3.50)得

$$\frac{m_{21}m_{34} - m_{21}m_{33} + m_{31}m_{34} - m_{33}m_{34} - m_{23}m_{34} + m_{23}m_{31}}{m_{21}(m_{23} + m_{33})} I_1 + \frac{(m_{32}m_{34} + m_{23}m_{32} - m_{23}m_{34} - m_{33}m_{34})}{m_{23} + m_{33}} t_c + m_{34}T = 0 \quad (3.62)$$

整理(3.62) , 令 $C_5 = \frac{m_{21}(m_{23}m_{32} + m_{32}m_{34} - m_{33}m_{34} - m_{23}m_{34})}{-m_{21}m_{33} + m_{21}m_{34} + m_{31}m_{34} - m_{33}m_{34} - m_{23}m_{34} + m_{23}m_{31}}$,

$$C_6 = \frac{m_{21}m_{34}(m_{23} + m_{33})T}{-m_{21}m_{33} + m_{21}m_{34} + m_{31}m_{34} - m_{33}m_{34} - m_{23}m_{34} + m_{23}m_{31}} , \quad \text{則}$$

$$I_1 + C_5 t_c + C_6 = 0 \quad (3.63)$$

由(3.52) 、(3.55) 、(3.57) 、(3.59) 、(3.61)代入(3.51)可得

$$\begin{aligned} & [C_8(C_1 - 1) + \frac{C_1 - C_3}{m_{21}}] I_1^2 + [-\frac{C_4}{m_{21}} + C_9(C_1 - 1) + C_2 C_8 + (2C_1 - C_3 - 1)] I_1 t_c \\ & + (C_2 C_9 + C_2 - C_4) t_c^2 + T(C_3 + 1) I_1 + T C_4 t_c = 2T I_0 \end{aligned} \quad (3.64)$$

其中令

$$C_3 = \frac{m_{23}(m_{21} + m_{31})}{m_{21}(m_{23} + m_{33})}, \quad C_4 = \frac{m_{23}m_{32}}{m_{23} + m_{33}}, \quad C_8 = \frac{-(m_{21} + m_{31})}{m_{21}(m_{23} + m_{33})}, \quad C_9 = \frac{-m_{32}}{m_{23} + m_{33}},$$

$$C_{10} = C_8(C_1 - 1) + \frac{(C_1 - C_3)}{m_{21}}, \quad C_{11} = -\frac{C_4}{m_{21}} + C_9(C_1 - 1) + C_2C_8 + 2C_1 - C_3 - 1,$$

$$C_{12} = C_2C_9 + C_2 - C_4, \quad C_{13} = T(C_3 + 1), \quad C_{14} = C_4T, \quad C_{15} = -2TI_o$$

因此 (3.64) 可改寫為

$$C_{10}I_1^2 + C_{11}I_1t_c + C_{12}t_c^2 + C_{14}t_c + C_{13}I_1 + C_{15} = 0 \quad (3.65)$$

以 (3.63) 代入 (3.65) 得下式

$$(C_{10}C_5^2 - C_5C_{11} + C_{12})t_c^2 + (2C_5C_6C_{10} - C_6C_{11} - C_{13}C_5 + C_{14})t_c + C_{15} +$$

$$C_{10}C_6^2 - C_{13}C_6 = 0 \quad (3.66)$$

依據(3.66)，可解得 t_c ，因此可求得 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 、 t_1 、 t_2 ，由圖 3.5(d) 及各階段流經電感 L_1 的電流變化率可得到下列關係式，其中 I_a 代表電流 I_{L1} 於 phase4 截止時的峰值電流， I_b 代表電流 I_{L1} 於 phase1 截止時的峰值電流， I_c 代表電流 I_{L1} 於 phase2 截止時的峰值電流， I_d 代表電流 I_{L1} 於 phase3 截止時的峰值電流，

$$I_b = I_a + m_{11}t_1 \quad (3.67)$$

$$I_c = I_a + m_{11}t_1 + m_{12}t_c \quad (3.68)$$

$$I_d = I_a + m_{11}t_1 + m_{12}t_c + m_{13}t_2 \quad (3.69)$$

依據轉換器輸入的能量等於輸出的能量，可得

$$\frac{V_{in}[(I_a + I_b)t_1 + (I_b + I_c)t_c + (I_c + I_d)t_2 + (I_d + I_a)(T - t_1 - t_c - t_2)]}{2T} = I_oV_o \quad (3.70)$$

將(3.67)、(3.68)、(3.69)代入(3.70) 可得下式

$$I_a = \frac{V_o}{V_{in}} I_o + I_x \quad (3.71)$$

其中令

$$I_x = \frac{(m_{12} - m_{11})t_1 t_c}{2T} + \frac{(m_{13} - m_{11})t_1 t_2}{2T} + \frac{(m_{13} - m_{12})t_c t_2}{2T} - \frac{m_{11}t_1}{2} - \frac{m_{12}t_c}{2} - \frac{m_{13}t_2}{2} \quad (3.72)$$

由(3.71)可得知 I_a ，其中 m_{11} 、 m_{12} 、 m_{13} 、 t_1 、 t_2 、 t_c 由前述求得已知，

因此 I_b 、 I_c 、 I_d 即可由(3.67)、(3.68)、(3.69)求出。

另外從(3.71)可知 I_o 對於 I_a 的影響到底有多大， I_a 會影響主開關 M_1 導通時間以期達到 ZVS。



3.4 主動箝位零電壓轉換分析

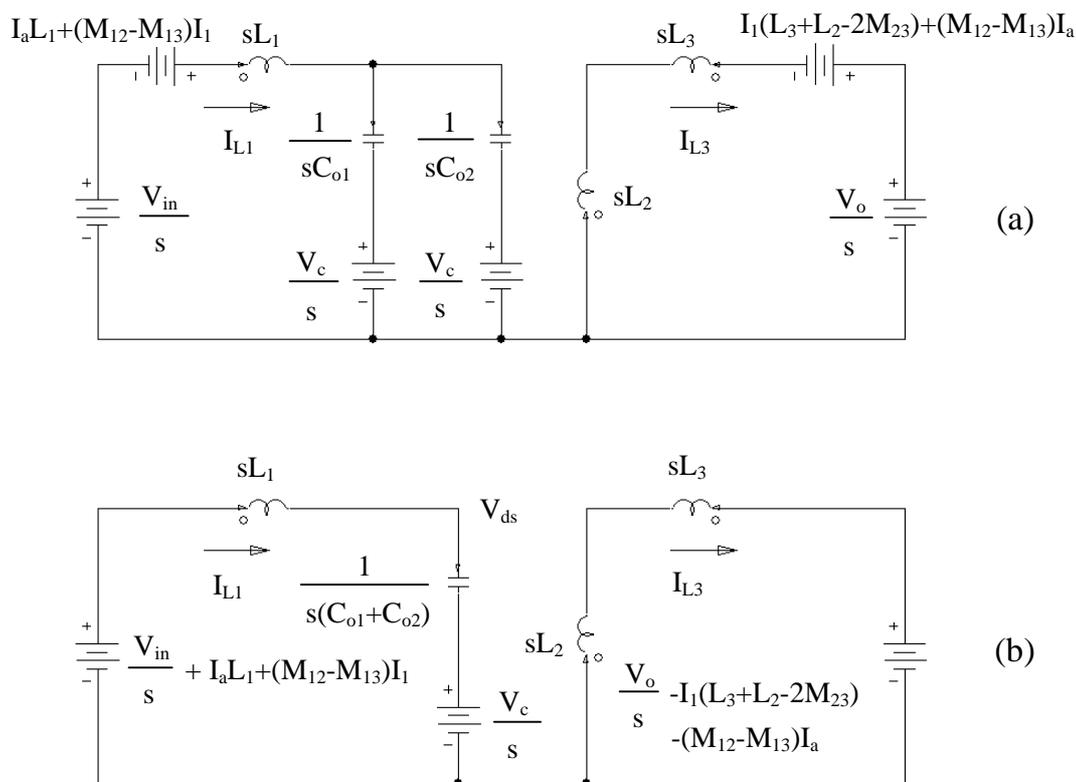


圖 3.6 零電壓轉換分析

當在第四階段輔助開關 M_2 截止時，主開關 M_1 即將進入 ZVS 的動作，其拉式轉換等效電路如圖 3.6(a) 所示， C_{o1} 、 C_{o2} 代表 M_1 、 M_2 開關的極際電容。此時 L_1 與 $C_{o1} + C_{o2}$ 產生共振使 V_{ds} 開始降低直到零電壓，此時 M_1 開關及其伴隨的飛輪二極體依次導通，因而達到 ZVS 的目標。

圖 3.6(a) 整理得圖 3.6(b)，可列出下列式子

$$\frac{V_{in} - V_c}{s} + I_a L_1 + (M_{12} - M_{13}) I_1 = [sL_1 + \frac{1}{s(C_{o1} + C_{o2})}] I_{L1}(s) + s(M_{12} - M_{13}) I_{L3}(s) \quad (3.73)$$

$$\frac{V_o}{s} - I_1(L_3 + L_2 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13}) I_a = -s(M_{12} - M_{13}) I_{L1}(s) - s(L_3 + L_2 - 2M_{23}) I_{L3}(s) \quad (3.74)$$

$$\begin{aligned}
V_{ds}(s) &= \frac{1}{s(C_{o1} + C_{o2})} I_{L1}(s) + \frac{V_c}{s} \\
&= \frac{s[I_a L_1 + (M_{12} - M_{13})I_1](L_3 + L_2 - 2M_{23})}{s\{s^2(C_{o1} + C_{o2})[L_1(L_3 + L_2 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2] + (L_3 + L_2 - 2M_{23})\}} - \\
&\quad \frac{s[I_1(L_3 + L_2 - 2M_{23}) + (M_{12} - M_{13})I_a](M_{12} - M_{13})}{s\{s^2(C_{o1} + C_{o2})[L_1(L_3 + L_2 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2] + (L_3 + L_2 - 2M_{23})\}} + \\
&\quad \frac{[(V_{in} - V_c)(L_3 + L_2 - 2M_{23}) + V_o(M_{12} - M_{13})]}{s\{s^2(C_{o1} + C_{o2})[L_1(L_3 + L_2 - 2M_{23}) - (M_{12} - M_{13})^2] + (L_3 + L_2 - 2M_{23})\}} + \frac{V_c}{s} \quad (3.75)
\end{aligned}$$

其中 I_a 代表電流 I_{L1} 於 phase4 截止時的峰值電流， I_1 代表電流 I_{L3} 於 phase4 截止時的峰值電流。

令

$$C_{16} = L_3 + L_2 - 2M_{23} = L_3 + L_2 - 2\sqrt{L_2 L_3} k_{23} \quad (3.76)$$

$$\begin{aligned}
C_{17} &= [I_a L_1 + (M_{12} - M_{13})I_1]C_{16} - [I_1(L_3 + L_2 - 2M_{23}) + (M_{12} - M_{13})I_a](M_{12} - M_{13}) \\
&= [I_a L_1 + (\sqrt{L_1 L_2} k_{12} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13})I_1]C_{16} - [I_1 C_{16} + (\sqrt{L_1 L_2} k_{12} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13})I_a] \times \\
&\quad (\sqrt{L_1 L_2} k_{12} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13}) \quad (3.77)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{18} &= (V_{in} - V_c)(L_3 + L_2 - 2M_{23}) + V_o(M_{12} - M_{13}) \\
&= (V_{in} - V_c)C_{16} + V_o(\sqrt{L_1 L_2} k_{12} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13}) \quad (3.78)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{19} &= (C_{o1} + C_{o2})[L_1 C_{16} - (M_{12} - M_{13})^2] \\
&= (C_{o1} + C_{o2})[L_1 C_{16} - (\sqrt{L_1 L_2} k_{12} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13})^2] \quad (3.79)
\end{aligned}$$

$$C_{20} = \frac{C_{17}}{C_{19}} \quad (3.80)$$

$$C_{21} = \frac{C_{18}}{C_{17}} \quad (3.81)$$

$$C_{22} = \frac{C_{16}}{C_{19}} \quad (3.82)$$

由(3.76)至(3.82)代入(3.73)、(3.74)、(3.75)解得

$$V_{ds}(s) = C_{20} \frac{s + C_{21}}{s(s^2 + C_{22})} + \frac{V_c}{s} \quad (3.83)$$

將(3.83)反拉式轉換得

$$V_{ds}(t) = C_{23} + V_c + C_{24} \sin(C_{25}t - C_{26}) \quad (3.84)$$

其中

$$C_{23} = \frac{C_{20}C_{21}}{C_{22}} \quad (3.85)$$

$$C_{24} = C_{20} \sqrt{\frac{1}{C_{22}} + \frac{C_{21}^2}{C_{22}^2}} \quad (3.86)$$

$$C_{25} = \sqrt{C_{22}} \quad (3.87)$$

$$C_{26} = \tan^{-1}\left(\frac{C_{21}}{C_{25}}\right) \quad (3.88)$$

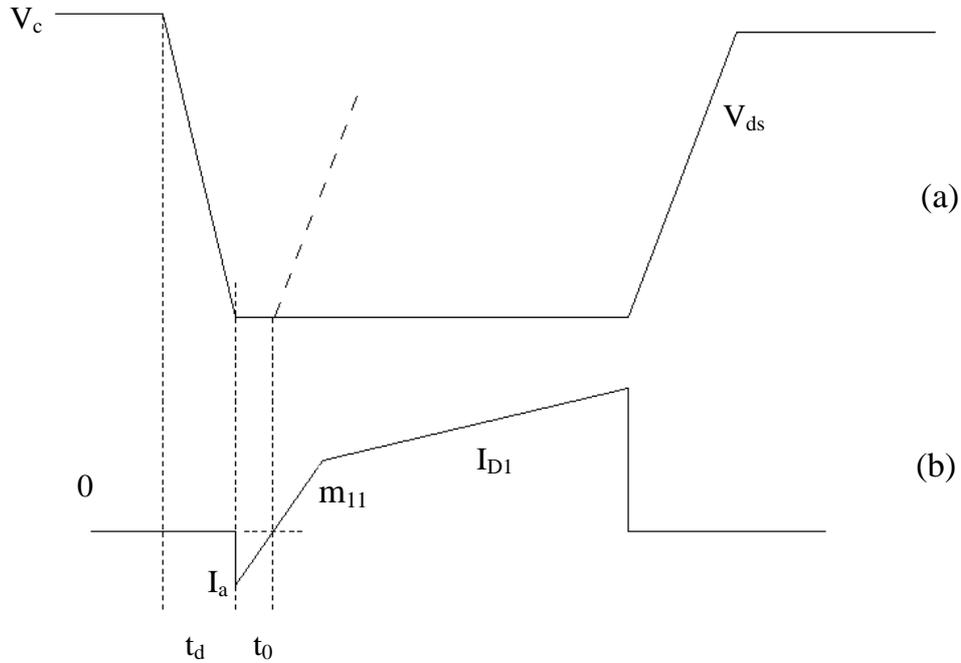


圖 3.7 零電壓切換主開關 M_1 電壓對電流波形圖

主開關 M_1 電壓對電流的關係如圖 3.7 所示，當 V_{ds} 經過 t_d 時間而達到零伏特，

$$V_{ds}(t_d) = C_{23} + V_c + C_{24} \sin(C_{25}t_d - C_{26}) = 0 \quad (3.89)$$

由(3.89)可解得

$$t_d = \frac{C_{26}}{C_{25}} - \frac{1}{C_{25}} \sin^{-1} \frac{V_c + C_{23}}{C_{24}} \quad (3.90)$$

以 t_0 代表 I_a 從負變為零所需的時間，即
$$t_0 = -\frac{I_a}{m_{11}} \quad (3.91)$$

從輔助開關 M_2 截止，經過 t_d 時間，主開關 M_1 的兩端電壓 V_{ds} 由 V_c 變為零，其飛輪二極體很快的導通。再經過 t_0 時間，主開關 M_1 的兩端電壓 V_{ds} 由負的飛輪二極體導通電壓變為正，如圖 3.7(a) 虛線所示。從 t_d 到 $t_d + t_0$ 之間 V_{ds} 約為零，在此期間主開關 M_1 即可導通，達到 ZVS 的目標。 t_0 是主開關 M_1 導通時間可容許的誤差。

因為(3.66)、(3.90)中係數 C_i 皆為 V_c 和 t_c 的函數，又 $V_c = \frac{V_{in}}{1-D}$ ， D 又為 t_c 函數，因此 V_c 為 t_c 函數，故(3.66)、(3.90) 為一非線性的方程式，無法用一般的代數方法解出，因此必須使用數值方法分析，利用程式語言撰寫計算程式，詳細程式附於附錄[A]中。

第四章

系統電路設計分析與零件參數計算

4.1 整合電感器參數的計算

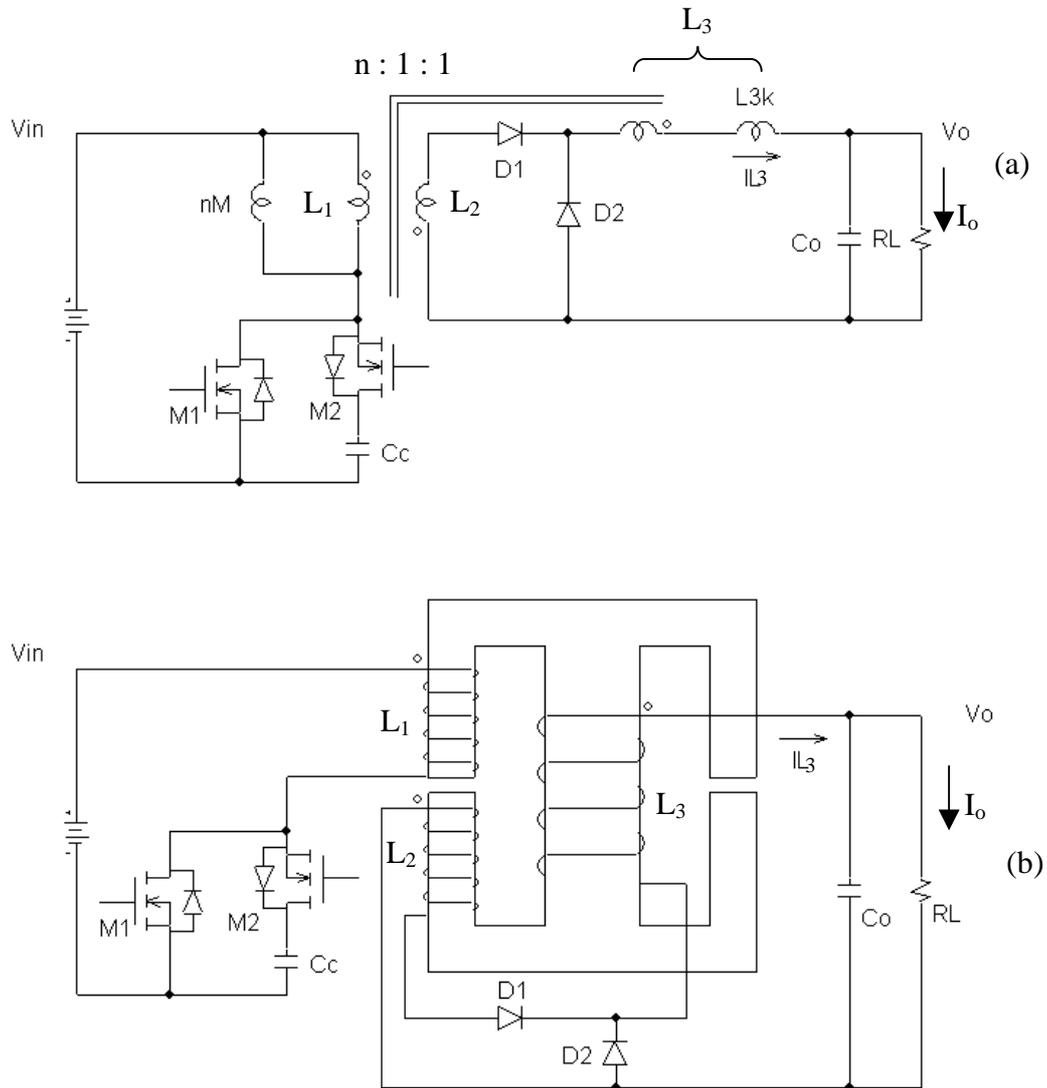


圖 4.1 整合電感變壓器電路圖

由前面 3.3、3.4 節所導出的數學式子皆為精確解 (exact expression)，因為式子過於複雜，變數很多，很難徒手分析。為了使其簡化方便設計，在可接受合理誤差範圍內(<10%)設定一些變數及其限制，以求得近似解 (approximation expression)，再利用計算程式輸入這些數據來精算各個參數，必要時可稍為修改輸入的參數，以期得到希望的設計數據。

圖 4.1 為圖 3.4 (a) 等效參考線路圖及變壓器繞法。 L_{1k} 、 L_{2k} 、 L_{3k} 分別為 L_1 、 L_2 、 L_3 的漏感， M 為 L_1 、 L_3 的互感， n 為一次側與二次側的圈數比，則依第二章(2.77)、(2.78)、(2.79)，可知

$$L_1 = L_{1k} + nM \quad (4.1)$$

$$L_2 = L_{2k} + \frac{M}{n} \quad (4.2)$$

$$L_3 = L_{3k} + \frac{M}{n} \quad (4.3)$$

設定一些變數及其限制:

(1). 設定 $nM \geq 20L_{1k}$ ， $\frac{M}{n} \geq 20L_{2k}$ ， $L_{3k} \geq 20L_{2k}$ ， $L_{3k} \geq 20L_{1k}$ ，由(4.1)、(4.2)

可得

$$L_1 \doteq nM \quad (4.4)$$

$$L_2 \doteq \frac{M}{n} \quad (4.5)$$

(2). L_1 與 L_2 採用密耦合繞法， L_3 與 L_1 、 L_2 採用疏耦合繞法如圖 4.1，依照(2.21)至(2.24)的自感、漏感、耦合係數的觀念推導及(4.4)、(4.5)，可得

$$k_{12} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \doteq 0.99 \quad (4.6)$$

$$k_{13} = \frac{M}{\sqrt{nM(L_{3k} + M/n)}} = \frac{M/n}{\sqrt{M/n(L_{3k} + M/n)}} = k_{23} \quad (4.7)$$

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} \quad (4.8)$$

$$k_{13} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_3}} = \frac{L_1}{n \sqrt{L_1 (L_{3k} + \frac{L_1}{n^2})}} \quad (4.9)$$

由(4.6)、(4.7)代入(3.26)、(3.27)、(3.38)、(3.39)可知 m_{11} 、 m_{13} 、 m_{21} 、 m_{23} 趨近無限大，如圖 3.5 知 $t_1 = 0$ 、 $t_2 = 0$ ，因此得知流經輸出電感 L_{3k} 的電流 I_{L3}

電流折點值 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 的關係式為 $I_1 \doteq I_2$ 、 $I_3 \doteq I_4$ 。

定義 I_o 為流經輸出電感 L_{3k} 的電流 I_{L3} 於轉換器操作在連續導通模式即

$I_{L3} > 0$ 的平均電流， $I_{o(\text{boundary})}$ 為流經輸出電感 L_{3k} 的電流 I_{L3} 於轉換器操作在連續導通模式及不連續導通模式交界的平均電流，因此

$$I_{o(\text{boundary})} = \alpha I_o, \alpha < 1 \quad (4.10)$$

$$\Delta I_o = I_4 - I_1 = 2I_{o(\text{DCM})} = 2\alpha I_o \quad (4.11)$$

其中 ΔI_o 代表流經輸出電感 L_{3k} 電流 I_{L3} 的峰對峰值電流變化量。

以上參數代入 3.3 節(3.32)、(3.71)、(3.72)、(3.84)可得

$$m_{12} \doteq \frac{V_{in} - \sqrt{\frac{L_1}{L_3}} k_{13} V_o}{L_1 (1 - k_{13}^2)} \quad (4.12)$$

$$I_x \doteq -\frac{(I_b - I_a)(1 + t_c/T)}{2} - \frac{(I_d - I_c)(1 - t_c/T)}{2} - \frac{m_{12} t_c}{2} \quad (4.13)$$

$$I_a \doteq \alpha I_o - \frac{(L_3 V_{in} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13} V_o) t_c}{2L_1 L_3 (1 - k_{13}^2)} \quad (4.14)$$

$$V_{ds}(t) \doteq V_{in} + I_a \sqrt{\frac{L_1}{C} + \frac{(V_{in} - V_c)^2}{I_a^2}} \sin\left\{\frac{t}{\sqrt{L_1 C}} - \tan^{-1}\left[\frac{(V_{in} - V_c)\sqrt{C}}{I_a \sqrt{L_1}}\right]\right\} \quad (4.15)$$

其中 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 、 I_a 、 I_b 、 I_c 、 I_d 於(3.3)節已定義， C_{o1} 、 C_{o2} 為主開關和輔助開關的極際電容。詳細的推導請參考附錄[B]。

當 t_x 存在使 $V_{ds}(t_x) \leq 0$ 時，主開關 M_1 再導通，即達到 ZVS 之目標。

由圖 4.1 所示，可知二次測漏感 L_{3k} 和其兩端電壓電流的關係式為

$$L_{3k} = \frac{V_o(T - t_c)}{\Delta I_o} = \frac{V_o(T - t_c)}{2\alpha I_o} \quad (4.16)$$

其中 ΔI_o 於(4.11)已定義。

依照圖 4.1 繞法若鐵心間隙各為 1 mm， $\frac{L_{3k}}{L_3}$ 的比值为 0.6，即

$$\frac{L_{3k}}{L_3} = 0.6 \quad (4.17)$$


此觀念於 2.3 節已提過。

本論文設定規格為：輸入 DC 225±75 V，輸出 DC 48 V/500 W。以圖 4.1 說明設計的步驟及方式。線路參數的決定並非唯一解，端視設計者對線路動作特性的重點要求與取捨。

首先選定輸入電壓變化範圍中間值 V_{in} 、輸出電壓 V_o 、由 CCM 進入 DCM 的負載電流值 $I_{o(boundary)}$ 、全載負載電流 I_o 、輸出瓦特數 P_o 、希望動作的責任週期 D 及切換頻率 f_s ，依照圖 4.1 可列式如下

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (4.18)$$

由(3.1)、(3.2)節可得到下式

$$n = \frac{DV_{in}}{V_o} \quad (4.19)$$

其中 n 定義為圈數比， D 定義為 $\frac{t_c}{T}$

$$\alpha = \frac{I_{o(\text{boundary})}}{I_o} \quad (4.20)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (4.21)$$

$$\Delta I_o = 2\alpha I_o \quad (4.22)$$

$$L_{3k} = \frac{(V_{in}/n - V_o)DT}{\Delta I_o} \quad (4.23)$$

由(4.23)代入(4.17)求出 L_3 ，由(4.3)至(4.9)可估算出 L_1 、 L_2 、 k_{12} 、 k_{23} 、 k_{13} ，將上述數據代入 Pspice 模擬軟體分析或利用附錄程式計算，觀察主開關是否能達到零電壓切換，若未達到零電壓切換，則修改減少 L_1 與 k_{12} 的數值，再由(4.3)、(4.6)至(4.9)、(4.23)求出 L_2 、 L_3 、 k_{12} 、 k_{23} 、 k_{13} ，再重新驗證，使得主開關能夠在時間 $0.1 \mu s$ 內達到零電壓切換，則整合電感器的參數就完成。

根據上述的設計方法，本線路整合電感器的參數計算如下

$$V_{in} = 225 \text{ V}$$

$$D = 0.36$$

$$V_o = 48 \text{ V}$$

$$n = \frac{V_{in} D}{V_o} = \frac{225 \times 0.36}{48} = 1.69$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{500}{48} = 10.4 \text{ A}$$

$$I_{o(\text{boundary})} = 1.5 \text{ A}$$

$$T = \frac{1}{200k} = 5 \mu s$$

$$\alpha = \frac{1.5}{10.4} = 0.144$$

$$L_{3k} = \frac{(V_{in}/n - V_o)DT}{\Delta I_o} = \frac{(225/1.69 - 48) \times 0.36 \times 5}{2 \times 0.144 \times 10.4} = 51.2 \mu H$$

L_{3k} 已求出，代入 (4.17) 求出 $L_3 = 84.5\mu H$ ，由 (4.3) 至 (4.9) 可估算出 $L_1 = 96.5\mu H$ 、 $L_2 = 33.8\mu H$ 、 $k_{12} = 0.99$ 、 $k_{23} = 0.632$ 、 $k_{13} = 0.632$ ，利用程式計算當修改 $L_1 = 95\mu H$ ， $k_{12} = 0.99$ ， $t_d = 0.0744\mu s$ ，意指當主開關由最高電壓降至為零需要 t_d 的時間，其飛輪二極體很快的導通，然後主開關再導通達到零電壓切換。 t_d 接近原先預設值 $0.1\mu s$ 是可以接受的，主開關 M_1 可於 $0.1\mu s$ 內達到零電壓切換，此時整合電感器的參數如表 4.1 所示。

```

Frequency(kHz)=200
Vin(V)=225
Vo(V)=48
Io(A)=10.4
Duty=0.36
Alpha(A)=1.5
Coss1(pF)=200
Coss2(pF)=300

L1(uH)=95
K12=0.99
L2(uH)=33.4
L3k(uH)=51.2
L3(uH)=84.2
k13=0.6199
k23=0.6199
n=1.688

m11=1.19e+02    m12=3.31e+00    m13=-7.16e+01    m14=-1.41e+00
m21=1.99e+02    m22=0.00e+00    m23=-1.18e+02    m24=9.18e-01
m31=3.48e-01    m32=1.61e+00    m33=-1.69e+00    m34=-9.18e-01
t1=4.51e-02     tc=1.83e+00     t2=9.96e-02     td=7.44e-02
I1=8.96e+00     I2=8.97e+00     I3=1.19e+01     I4=1.17e+01
Ia=-2.32e+00    Ib=3.05e+00     Ic=9.09e+00     Id=1.96e+00
Ix=-4.54e+00    D=3.65e-01     t0=1.95e-02     Vc=3.59e+02

***** unit *****
mij: A/us
I1, I2, I3, I4, Ia, Ib, Ic, Id, Ix: A
t1, tc, t2, td, t0: us
Vc: V

```

表 4.1 整合電感參數設計表

整合電感器參數已知，接下來要實際繞製此整合電感變壓器，繞製方式依圖 2.8 所示，選用適當的鐵心 TDK PCEE47 的型號，其參數為

$$l_e (\text{等效的磁路長度}) = 90.6 \text{ mm}$$

$$A_e (\text{等效的截面積}) = 2.42 \text{ cm}^2$$

$$V_e(\text{等效的體積}) = 21.93 \text{ cm}^3$$

鐵心右半部當作輸出儲能電感使用，會流過直流電流約 10A，需在鐵心右腳加入間隙以防止電感飽和，在此加入的間隙為 1mm，鐵心左腳加入的間隙先暫定為 0.5mm，由上述計算的參數 L_3 需要 $84.2\mu H$ ，因此在鐵心中腳繞製 L_3 線圈，圈數為 13 圈，又一次側對二次側圈數比為 1.69，故 L_1 所需的圈數為 $13 \times 1.69 = 22$ 圈，將 L_1 線圈繞製在鐵心左腳，然而所需要的 L_1 為 $95\mu H$ ，因此必須調整鐵心左腳間隙為 0.9mm，使 L_1 符合需求，實測值為 $95\mu H$ ，最後再繞製線圈 L_2 於鐵心左腳，其圈數和線圈 L_3 相等為 13 圈。

鐵心損失有二種，一種是渦流損，一種是磁滯損。本整合電感器的鐵心損失有兩個來源，一個是互感磁束 φ_m 變化所造成的鐵心損失，另一個是由於漏感磁束 φ_{3k2} 變化所造成的鐵心損失。互感磁束 φ_m 變化所造成的鐵心損失與漏感磁束 φ_{3k2} 變化所造成的鐵心損失各佔用半個鐵心的體積，因此可列出 φ_m 、 φ_{3k2} 所對應的磁通密度 B_m 、 B_{3k2} 為下式

$$B_m = \frac{V_{in} \times 10^8}{4N_1 A_e f_s} \quad (4.24)$$

$$B_{3k2} = \frac{V_o \times 10^8}{4N_3 A_e f_s} \quad (4.25)$$

其中 N_1 為 L_1 的圈數， N_2 為 L_2 的圈數， N_3 為 L_3 的圈數， f_s 為切換頻率。

$$N_1 = 22, N_2 = \frac{22}{1.69} = 13, N_3 = \frac{22}{1.69} = 13, \text{ 由(4.24)、(4.25)計算 } B_m、B_{3k2} \text{ 為}$$

$$B_m = \frac{225 \times 10^8}{4 \times 22 \times \frac{2.42}{2} \times 200000} = 1056 \text{ gauss}$$

$$B_{3k2} = \frac{48 \times 10^8}{4 \times 13 \times \frac{2.42}{2} \times 200000} = 381 \text{ gauss}$$

由 data sheet[21]鐵損曲線表分別找出 B_m 、 B_{3k2} 相對應的功率損失密度為 $0.2W/cm^3$ 及 $0.017W/cm^3$ ，因此可計算出總鐵損為

$$P_{core} = 0.2 \left(\frac{21.93}{2} \right) + 0.017 \left(\frac{21.93}{2} \right) = 2.38 \text{ W}$$

一般變壓器的損失 \leq 輸出功率的 1%，因此以本文為例變壓器損失要控制在 5W 內，而鐵損及銅損各佔一半。 $P_{core} = 2.38 \text{ W} < \frac{5 \text{ W}}{2}$ ，選 $N_1 = 22$ 、

$N_2 = 13$ 、 $N_3 = 13$ 符合要求。如果不符再改變圈數直到符合要求為止。至於

銅線線徑的選擇要使銅損 $\leq 5w/2$ 。預估一圈的長度選擇適當的線徑查出該

線徑單位長度的電阻(參考附錄[C])，再算出總長度的電阻以及在該電流的

功率損失。最後算出總銅損如果不符合要求就要改變線徑或考慮多股並繞

直到符合要求為止。如果仍不行則需要選擇較大的鐵心。再重複上述步驟

直到符合要求為止，根據表 4.1 的數據可計算 $I_{L1rms} \doteq 3A$ ， $I_{L2rms} \doteq 7A$ ，

$I_{L3rms} \doteq 10A$ 。線徑設計如下：

L_1 : 0.7φ 2 條並繞 22 圈 $R_{dc1} = 30 \text{ m}\Omega$ ， $P_1 = (I_{L1rms})^2 R_{dc1} = 3^2(0.03) = 0.27w$

L_2 : 0.6φ 4 條並繞 13 圈 $R_{dc2} = 15 \text{ m}\Omega$ ， $P_2 = (I_{L2rms})^2 R_{dc2} = 7^2(0.015) = 0.74w$

L_3 : 0.6φ 4 條並繞 13 圈 $R_{dc3} = 16 \text{ m}\Omega$ ， $P_3 = (I_{L3rms})^2 R_{dc3} = 10^2(0.016) = 1.6w$

$P_{cu} = 2.61 \text{ w} \doteq 2.5 \text{ w}$ ， $P_{total} = P_{cu} + P_{core} = 4.99W$ ，符合要求。

實測結果如表 4.2、表 4.3 所示，其中 Z_{ij} 為 2.2 節定義過，則

$M_{ij} = \frac{Z_{ij+} - Z_{ij-}}{4}$ ， $k_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}}$ ， $L_{3k} = L_3 - \frac{M_{13}}{n_{13}}$ 或 $L_{3k} = L_3 - \frac{M_{23}}{n_{23}}$ ，其中 n_{13} 代表

L_1 圈數除以 L_3 圈數， n_{23} 代表 L_2 圈數除以 L_3 圈數，表 4.4 為設計值與實測值

的比較，由表 4.4 觀之，實測值與設計值近似，因此所繞製的整合電感器

符合需求。

表 4.2 整合電感器實測(a)

L_1	L_2	L_3	Z_{13+}	Z_{13-}	Z_{23+}	Z_{23-}	Z_{12+}	Z_{12-}
95.0 μH	34.4 μH	88.7 μH	296 μH	71.6 μH	191.4 μH	55.3 μH	242.4 μH	16.3 μH

表 4.3 整合電感器實測(b)

M_{13}	M_{23}	M_{12}	k_{13}	k_{23}	k_{12}	L_{3k}
56.1 μH	34 μH	56.5 μH	0.611	0.615	0.988	55 μH

表 4.4 整合電感器設計值與實測值的比較

	L_1	L_2	L_3	L_{3k}	k_{12}	k_{13}	k_{23}
設計值	95 μH	33.4 μH	84.2 μH	51.2 μH	0.99	0.619	0.619
實測值	95 μH	34.4 μH	88.7 μH	55 μH	0.99	0.611	0.615

4.2 主開關截止緩衝線路

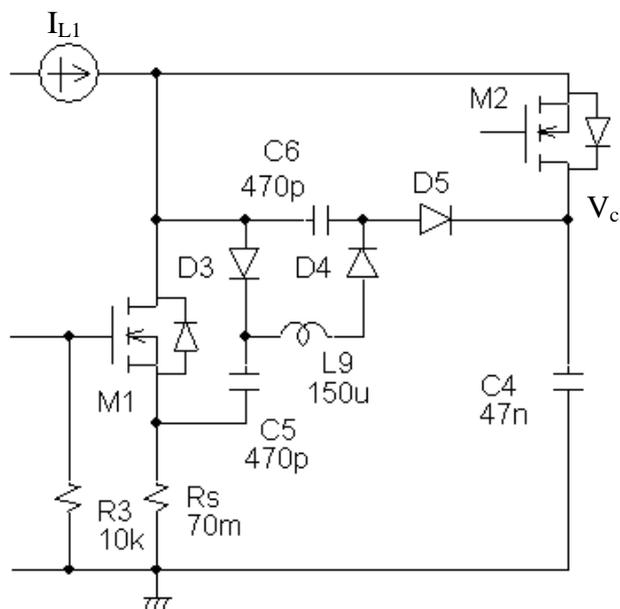


圖 4.2 主開關截止緩衝電路

當主開關 M_1 截止時 I_{L1} 的峰值電流為 I_c ， I_c 於 3.3 節已定義。因截止時間通常很短， I_c 在此階段可視為定值，則開關兩端電壓為

$$V_{ds}(t) = \frac{I_c t}{C + C_5 + C_6} \quad (4.26)$$

其中 $C = C_{o1} + C_{o2}$ ， C_{o1} 為 M_1 的極際電容， C_{o2} 為 M_2 的極際電容， C_5 、 C_6 為

外加的緩衝電容如圖 4.2，如果電壓上升斜率太大將在汲極產生較大的突波容易使主開關崩潰。為降低突波必需降低電壓上升斜率，使原來斜率從

$\frac{I_x}{C}$ 降至 $\frac{I_x}{C + C_5 + C_6}$ 。電壓由 0 升至 V_c 所需時間約 0.1μ 即足夠，由

$C = 500p$ 、 $I_c = 9A$ 、 $t = 0.1 \mu s$ 、 $V_{ds} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{225}{1-0.36} = 352$ 代入(4.26)，可

得 $C_5 + C_6 = 2n$ ，因此取 $C_5 = C_6 = 1n$ 較理想。如此在截止期間 C_5 二端電壓

會達到 V_c ， C_6 二端電壓會達到 0。當主開關導通時， C_5 與 L_9 共振，經共振二分之一週期， C_5 二端電壓變成 0， C_6 二端電壓會達到 V_c 。這樣可使主開關一截止， C_5 即刻充電， C_6 即刻放電，達到降低電壓上升斜率的目的，其中 D_3 迫使 C_5 與 L_9 共振， D_4 可使其只共振二分之一週期， D_5 防止箝位電容 C_4 向 C_6 充電。 C_5 、 C_6 能量的轉換必須要在主開關導通期間內完成，使 C_5 保持零電壓以迎接即將到來的截止時段。當轉換器輸入最高電壓 300V 時，其主開關導通時間最少約 1.5μ ，因此選定共振週期 $T_{osc} \leq 3\mu$ 即可，令

$$C_x = \frac{C_5 C_6}{C_5 + C_6}，則 L_9 = \frac{T_{osc}^2}{4\pi^2 C_x} = 456 \mu H，只要 L_9 小於 456 \mu H 都可符合要$$

求，為降低銅損取 $L_9 = 150 \mu H$ 為適當值。



4.4 控制死區時間(dead time)參數計算

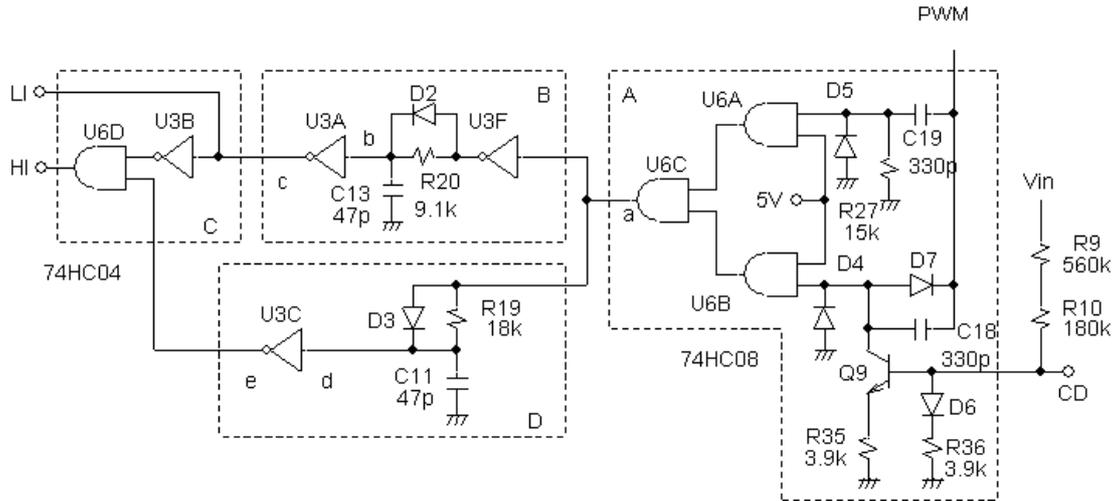


圖 4.4 控制主開關和輔助開關死區時間電路

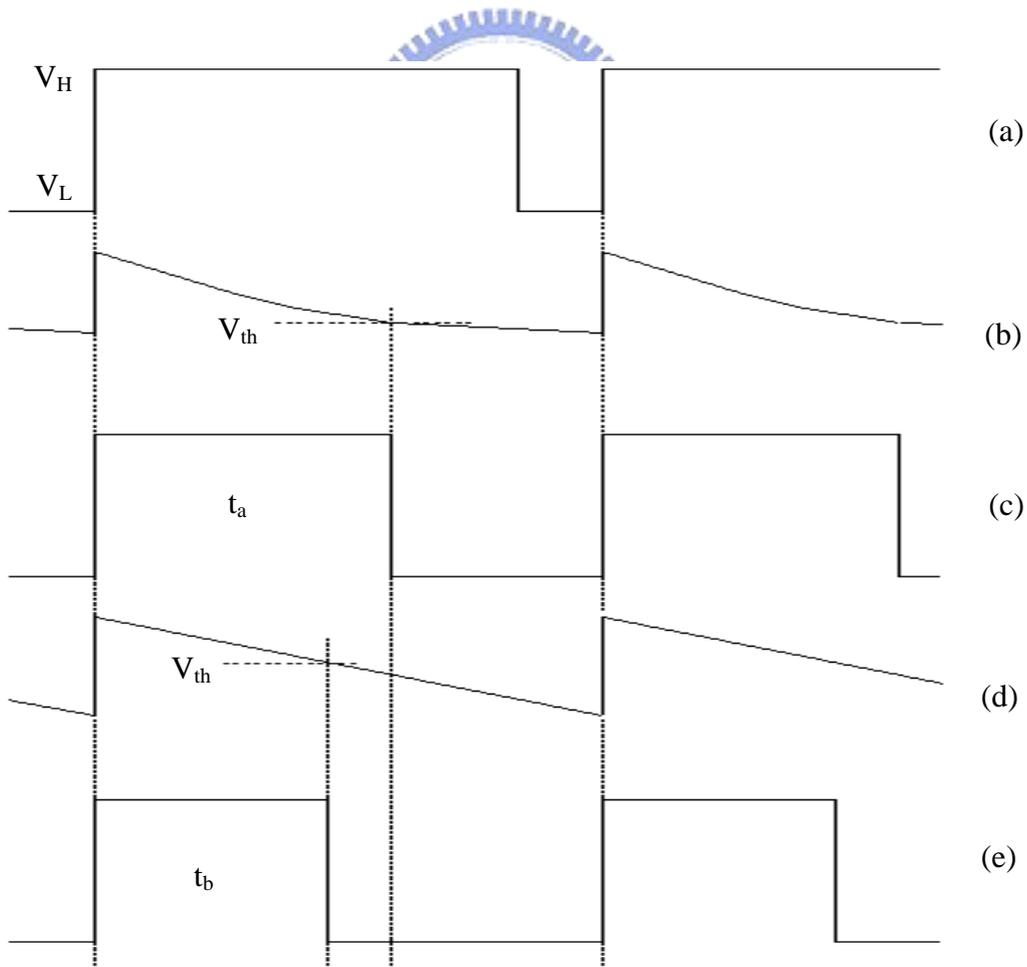


圖 4.5 輸入電壓限制責任週期工作時序圖

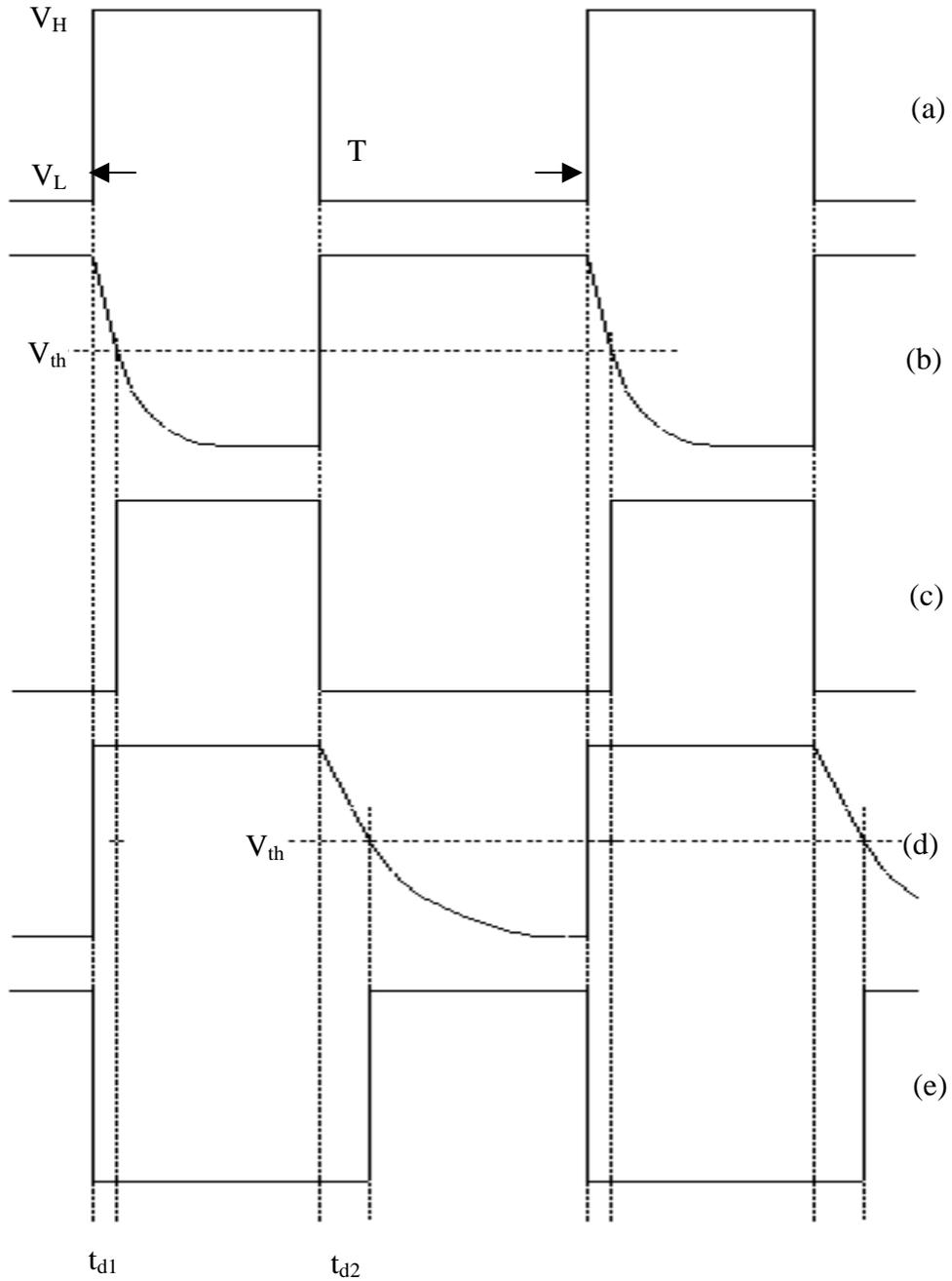


圖 4.6 控制主開關和輔助開關死區時間工作時序圖

圖 4.4 的方塊 A 主要是把二個不同責任週期的脈波經 AND 閘(U6C) 合成一個脈波，如圖 4.6(a)，此二脈波一個由 UC3842 輸出經反向器 U3D、U3E(圖 4.3)緩衝後，波型如圖 4.5(a)所示，再經 D_5 、 C_{19} 、 R_{27} 、U6A 產生一個責任週期受限制的脈波如圖 4.5(c)所示。此脈寬由 C_{19} 、 R_{27} 之時間

常數來決定， D_5 的功能為當 PWM 輸出為零時，電容 C_{19} 能快速放電，以迎接下一周的充電計時。 $U6A$ 輸入端的波形如圖 4.5(b)，因此輸入端的電壓 V 為

$$V = V_H e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.27)$$

其中 $\tau = C_{19}R_{27}$ ， V_H 為 UC3842 經反向器輸出電壓之最高值，轉換器最低輸入電壓為 150V 時，責任週期約等於 0.6，因此最大責任週期可限於 0.6，設計最大責任週期限制的目的為當有任何的暫態產生如負載劇烈變動或是輸入電壓的變動，會造成責任週期劇烈的變動，因此會致使箝位電容電壓劇烈的變化，因而導致開關電壓過高而崩潰，另一方面也必需要隨著輸入電壓限制責任週期的機制存在，舉例說明，輸入電壓為 300V 時若不限制責任週期，則開機瞬間 $V_c = \frac{V_{in}}{1-D_{max}} = \frac{300}{1-0.6} = 750$ ，開關二極體及電容的耐壓必須大於 800V，零件取得變的困難。由圖 4.4 中 R_9 、 R_{10} 、 R_{35} 、 R_{36} 、 D_4 、 D_6 、 D_7 、 Q_9 、 C_{18} 可以完成隨輸入電壓改變限制責任週期的動作。上述的動作如圖 4.5(d)、(e)所示，圖 4.5(d)為 AND 閘 $U6B$ 的輸入端電壓波型，圖 4.5(e)為 AND 閘 $U6B$ 的輸出端電壓波型。

欲求 C_{19} 、 R_{27} 值，脈寬時間 $t_a = T \times D_{max} = 5 \times 0.6 = 3\mu s$ ，74HC08、74HC04 之 $V_H \doteq 4.5$ 、 $V_L \doteq 0.2$ 、 $V_{th} \doteq 2.5$ ，將上述代入(4.27)可得 $\tau = 5.1\mu s$ ，取 $C_{19} = 330p$ ，則 $R_{27} = \frac{5.1\mu s}{C_{19}} = 15K$ 。

其次求 R_9 、 R_{10} 、 R_{35} 、 R_{36} 、 C_{18} 值。必需使 Q_9 射極電壓 $\leq V_{th} - 0.5$ (Q_9 飽和電壓)以維持工作於主動區。選擇 R_9 、 R_{10} 、 R_{35} 、 R_{36} 適當值使合乎上述條件，令 $R_{36} = 3.9k$ 、 $R_9 = 560k$ 、 $R_{10} = 180k$ 、 $R_{35} = 3.9k$ ，則

$$I_{Q9} = \frac{300 - 0.7}{560k + 180k + 3.9k} = 0.4mA \text{ 是定電流源，}$$

$$t_b = 5\mu s \times D_{V_{in}=300V} = 5\mu s \times 0.33 = 1.65\mu s \text{，由 } V_{th} = V_H - \frac{I_{Q9}t_b}{C_{18}} \text{，可求得}$$

$$C_{18} = 330 \text{ p} \text{。}$$

圖 4.4 的方塊 B 是使 U6C 的輸出波形如圖 4.6(a) 前緣產生時間延遲 t_{d1} 而後緣時間幾乎不變如圖 4.6(c)。 t_{d1} 等於主開關 ZVS 所需時間加上輔助開關截止延遲時間共需 $0.35\mu s$ ，圖 4.6(b) 為 U3A 的輸入電壓波型，利用 (4.27)，其中 $\tau = (10p + C_{13})R_{20} = 0.35\mu$ ， $10p$ 代表反向閘輸入電容。取 $C_{13} = 47p$ ，求得 $R_{20} = 12k$ ，U3A 的輸出就是推動主開關 M_1 的訊號如圖 4.6(c)。

圖 4.4 的方塊 D 的作用與方塊 B 相同，為使輔助開關 M_2 達到 ZVS，需在輔助開關逆流期間 ($t_y - t_x$) 導通即可如圖 4.7 所示，其中 I_{d2} 代表輔助開關的電流。所以延遲最小為主開關截止延遲時間加截止緩衝時間約 $0.5\mu s$ ， $t_{d2} = 0.7\mu s$ 已足夠，圖 4.6(d) 為 U3C 的輸入電壓波型，利用 (4.27)，其中 $\tau = (10p + C_{11})R_{19} = 0.7\mu s$ 。取 $C_{11} = 47p$ ，求得 $R_{19} = 21k$ ，U3C 的輸出就是推動輔助開關的訊號如圖 4.6(e)。為使不因雜訊的干擾而使主開關、輔助開關同時導通造成晶體燒毀，增加圖 4.4 的方塊 C 得到最終推動輔助開關的訊號。

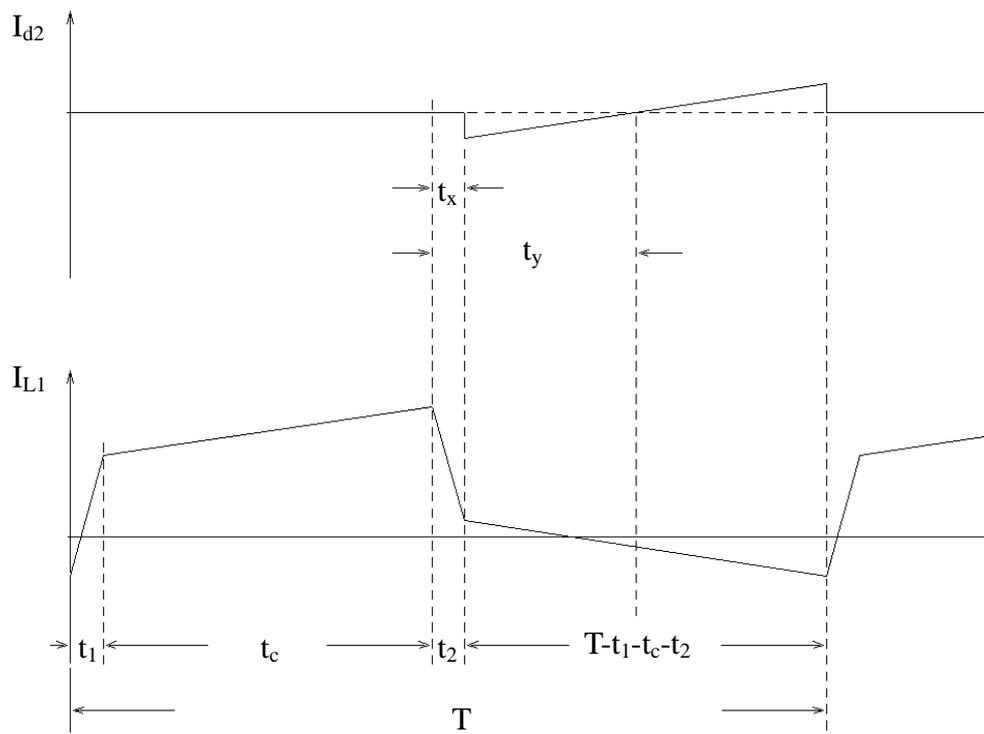


圖 4.7 輔助開關 M_2 及一次側電感 L_1 的電流波型



4.5 主開關及輔助開關推動 IC IR2113

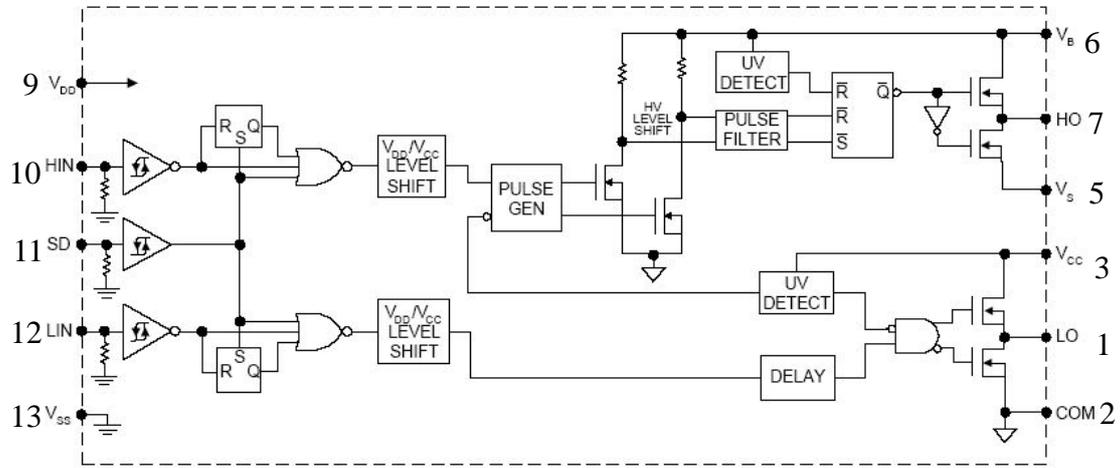


圖 4.8 IR2113 內部方塊圖

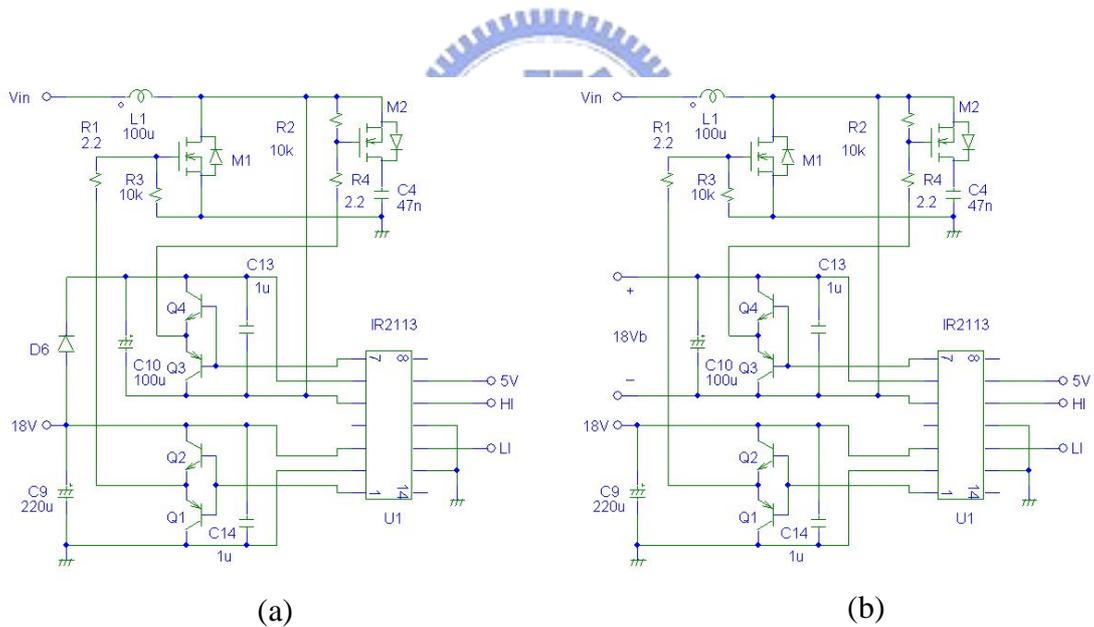


圖 4.9 IR2113 驅動電路

IC IR2113 方塊圖如圖 4.8 所示，LIN、HIN 表示主開關、輔助開關推動訊號輸入端， V_{DD} 表示訊號處理低壓電源輸入端， V_{DD} 可以 5~25V，因 LIN、HIN 係由 74HC08 所輸出，所以 V_{DD} 只能加 5V 與 74HC08 一致，不能與低壓 18V 共用，此乃 V_{th} 隨 V_{DD} 而變的關係。

推動輸出有二組， V_{CC} 、 LO 、 COM 一組推動低壓主開關。 COM 直接接到一次側的地， V_{CC} 接到低壓 18V， LO 接緩衝器(Q_1 、 Q_2)再經 $R_1(2.2\Omega)$ 至主開關的閘極。另一組 V_B 、 V_S 、 HO 推動高壓輔助開關， V_S 接到輔助開關的源極， V_B 接到高壓 18V， HO 接緩衝器(Q_3 、 Q_4)再經 $R_4(2.2\Omega)$ 至輔助開關的閘極。令 $SD(\text{shutdown}) = 0V$ ，所有工作電壓不得超過 600V。

IR2113 驅動電路有二種接法如圖 4.9。圖 4.9(a)只用一組 18V 電源，推動高壓輔助開關的電源是由 18V 電源得到。當主開關導通時 18V 電源經 D_6 往 C_{10} 充電至 18V， C_{10} 需夠大足以維持一週的耗電量。圖 4.9(b)需用二組 18V 電源且互相隔離，與開關動作無關。 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 用來增強 IR2113 的驅動能力。



4.6 輔助電源

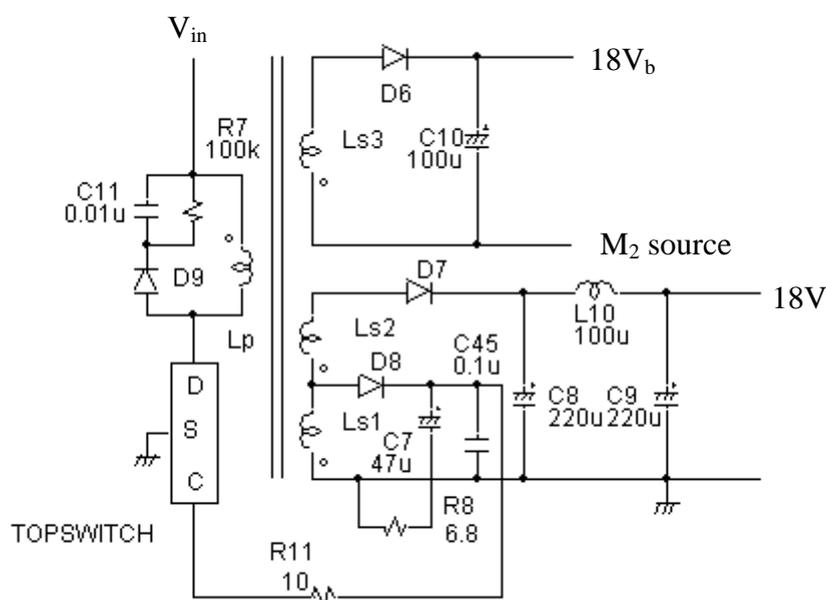


圖 4.10 輔助電源

本論文輔助電源採用TOPSWITCH配合反馳式轉換器的架構，提供兩組電源，輸出皆為18V，一組供 IR2113 低壓側驅動使用，另一組則供高壓側驅動使用，使用TOPSWITCH的優點為節省零件成本及空間，提高轉換器的功率密度，茲將TOPSWITCH各接腳功能描述如下；

汲極接腳(D)：做為MOSFET 的汲極，並經由內部交換式高壓電流源，於啟動運作時提供內部的偏壓電流，且為內部電流感應之端點。

控制接腳(C)：(a)做為誤差放大器(Error Amplifier)及回授電流(Feedback Current)的輸入端，以控制其工作週期。(b)於正常操作期間，做為內部分路穩壓的連接端子，來提供內部偏壓電流。(c)做為自動重新啟動及補償電容的連接端子。

源極接腳(S)：(a)變壓器一次側電路參考電位端子。(b)TOP221Y內部之MOSFET 源極連接端子，作為高壓功率迴路之參考電位。

4.7 斜率補償

在固定切換頻率且 CCM (continuous inductor current mode)情況下，以電流模式控制方式才有斜率補償的問題，有必要詳細加以研究，分責任週期大於 0.5、責任週期小於 0.5 二種來討論。

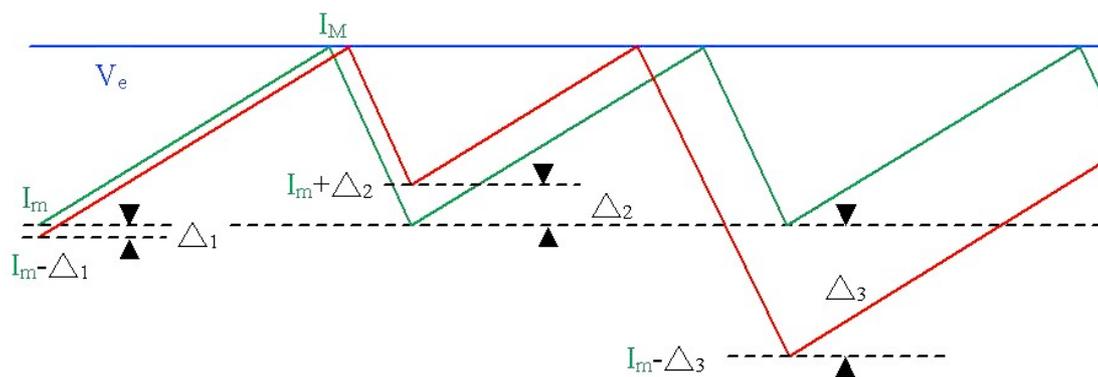


圖 4.11 責任週期大於 0.5 無斜率補償的電流發散圖

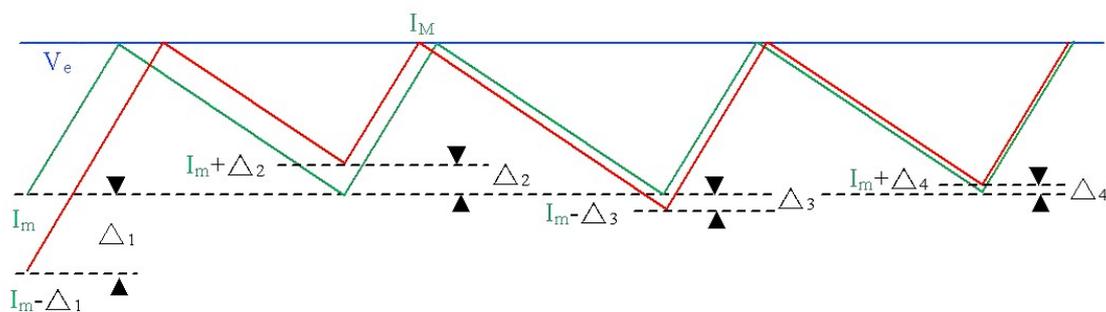


圖 4.12 責任週期小於 0.5 無斜率補償的電流收斂圖

圖 4.11、圖 4.12 中 V_e 代表誤差訊號電壓， I_M 代表電流最大值， I_m 代表最低值，若責任週期大於 0.5 或責任週期小於 0.5，當電流稍為變動一點，依幾何作圖計算可得圖 4.11、圖 4.12，其中電流變化量 Δ_1 、 Δ_2 、 Δ_3 ----- 依相似三角形關係成幾何級數，公比為 $D/(1-D)$ 。不穩定的臨界點是當公比等於 1 的情況，此時 $D = 0.5$ 。若 $D > 0.5$ ， Δ_1 、 Δ_2 、 Δ_3 、----- 形成

發散幾何級數如圖 4.11，造成回路不穩定。若 $D < 0.5$ ， Δ_1 、 Δ_2 、 Δ_3 、-----
 形成幾何收斂級數如圖 4.12，終會穩定。基於以上原因，採用 $D > 0.5$ 時
 必須加上斜率補償之對策，以消除回路不穩定的問題。

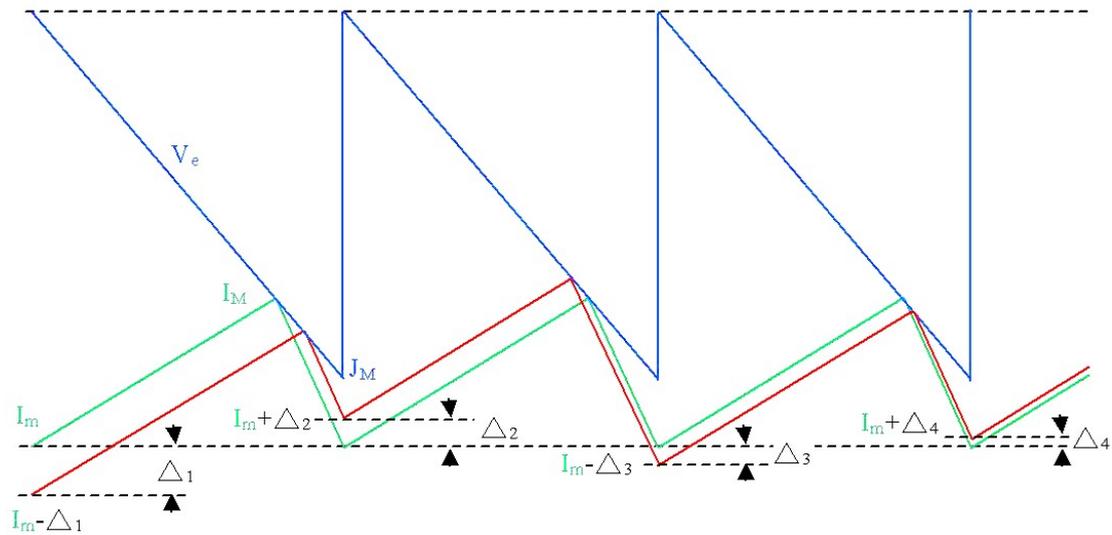


圖 4.13 有斜率補償電流收斂圖

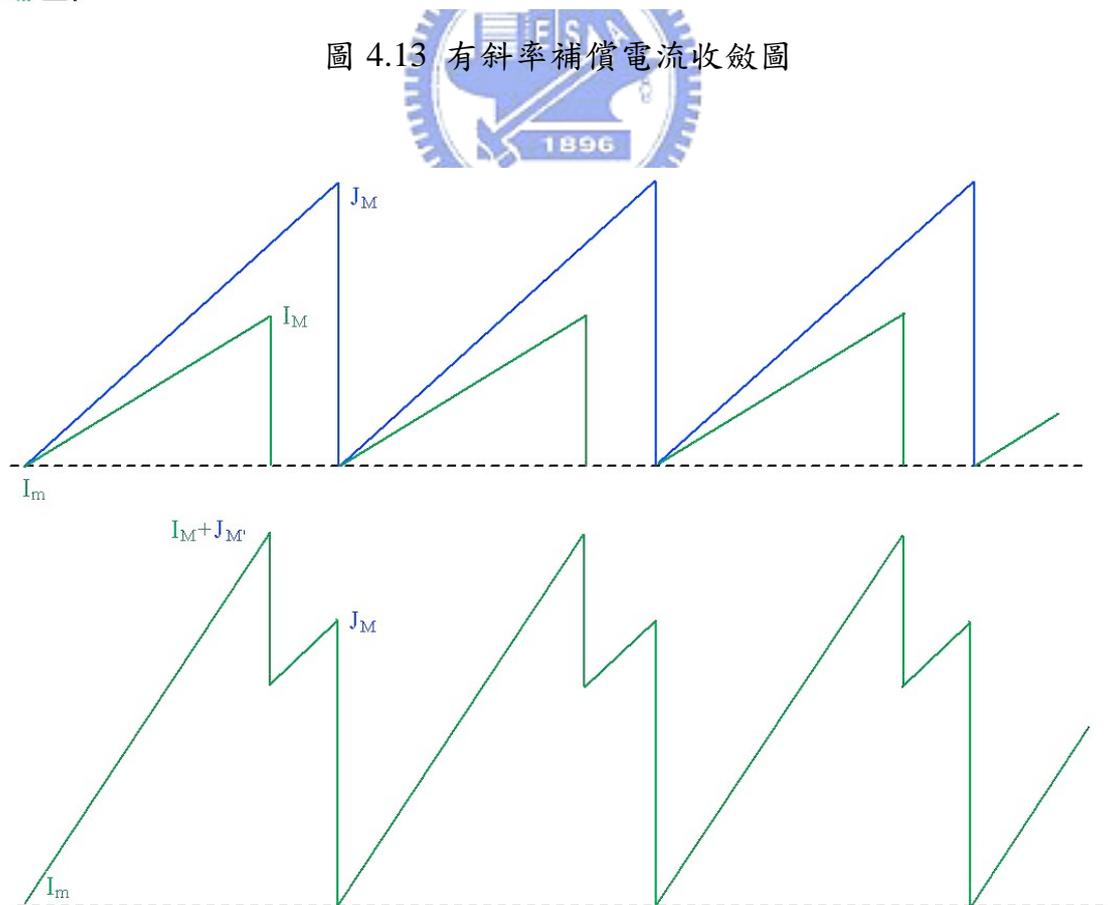


圖 4.14 斜率補償與電流波形合成圖

若 $D > 0.5$ 為使工作穩定，加負斜率鋸齒波電壓於誤差訊號電壓 V_e ，再與回授電流轉成電壓比較如圖 4.13，或在回授電流轉成電壓再加正斜率鋸齒波電壓，與誤差訊號電壓 V_e 比較如圖 4.14。在圖 4.13 可看出斜率鋸齒波如何迫使電流朝向收斂，此方法稱為斜率補償。 Δ_1 、 Δ_2 、 Δ_3 、 Δ_4 最後會收斂至 0。斜率補償穩定的條件為 $2m_e > m_d - m_c$ ，其中 m_e 為斜率補償電壓的斜率， m_c 為電感充電的斜率， m_d 為電感放電的斜率，證明如圖 4.15。

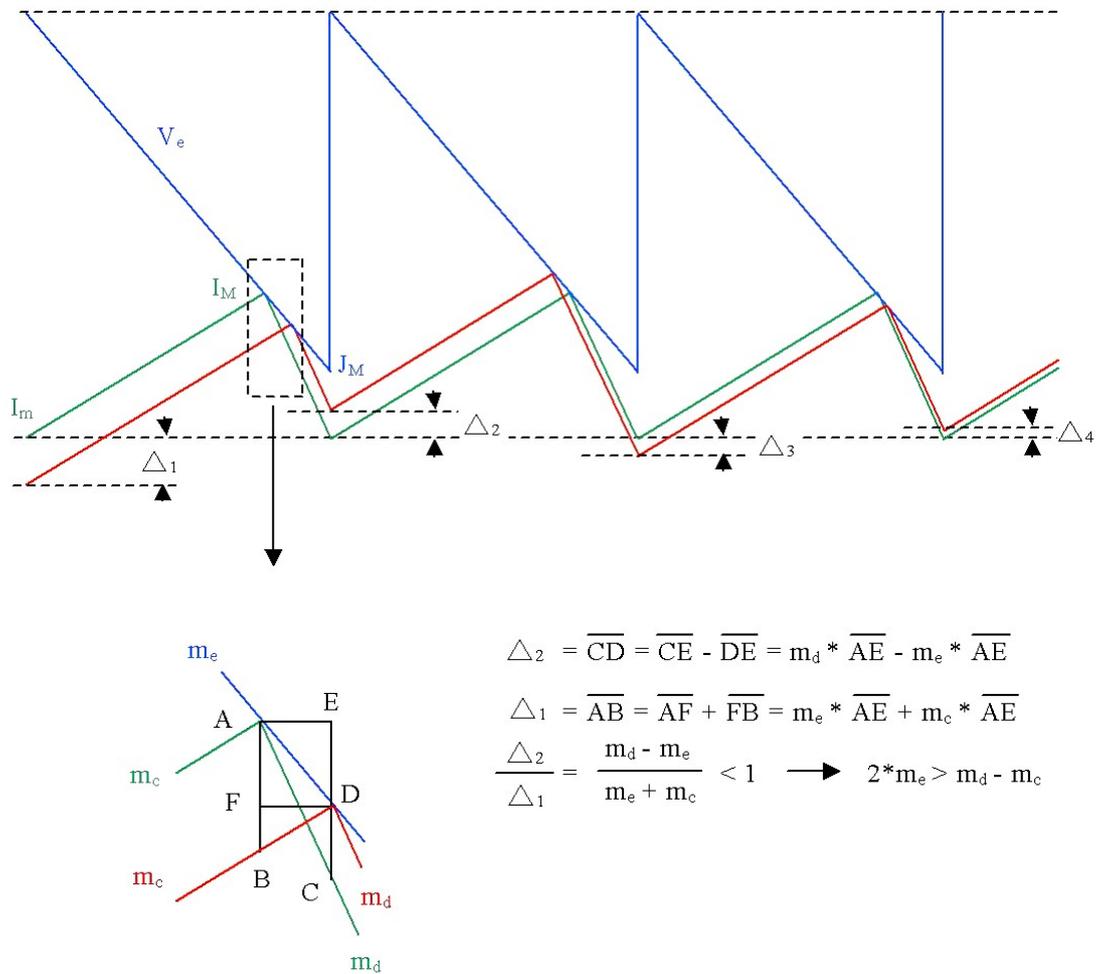


圖 4.15 斜率補償零界條件證明圖

由圖 4.15 所述的公式若無斜率補償即 $m_e = 0$ ， $\Delta_2 / \Delta_1 = m_d / m_c = D / (1-D)$ 。若 $D > 0.5$ ， $\Delta_2 / \Delta_1 > 1$ ，屬於發散，須補償。若 $D < 0.5$ ， $\Delta_2 / \Delta_1 < 1$ ，屬於收斂，不須補償。若 $m_d = m_e$ ， $\Delta_2 / \Delta_1 = 0$ 則表示在動作一週就可以收斂至 0，如圖 4.16，圖中三個不同大小電流的變動皆能一周回到穩定值。

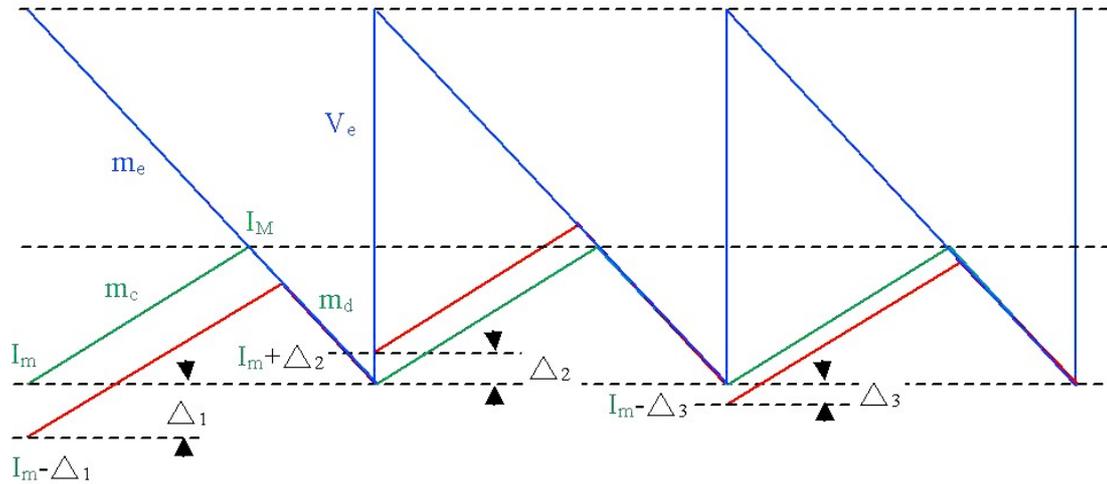


圖 4.16 電感放電斜率等與斜率補償的電流收斂圖

雖然 $D < 0.5$ ， $\Delta_2 / \Delta_1 < 1$ 不須補償，但仍有幾週的暫態。如果能加斜率補償且使 $m_d = m_e$ 則可消除暫態更加穩定。

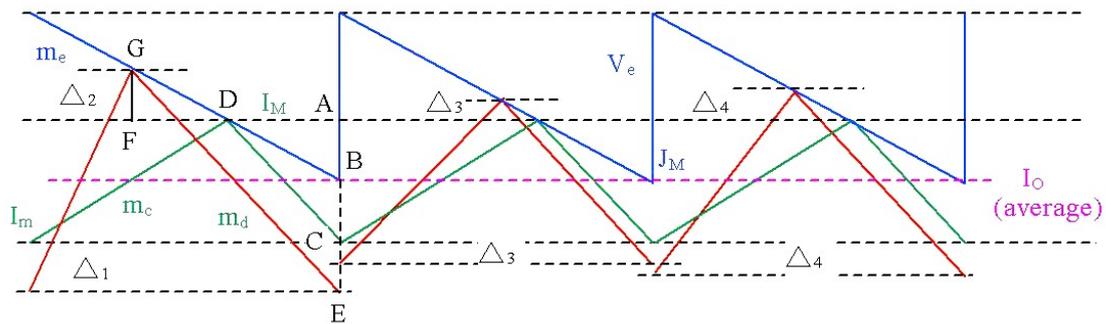


圖 4.17 降壓式轉換器輸出電壓不受輸入電壓變化之斜率補償

在降壓式轉換器中，若加入斜率補償，只要 $m_d = 2m_e$ 如圖 4.17，圖中三個不同輸入電壓所對應輸出電流平均值皆相等，因此在開回路狀況下，

可使輸入電壓的變化不需靠回授控制也不會影響到輸出電壓。證明如下：

$$\therefore m_d = 2m_e \quad \therefore \overline{AB} = \overline{BC} \quad (4.28)$$

$$\frac{\Delta_1}{BC} = \frac{\overline{EC}}{BC} = \frac{\overline{GD}}{BD} = \frac{\overline{GF}}{AB} = \frac{\Delta_2}{AB} \quad (4.29)$$

由(4.28)、(4.29)可知， $\Delta_1 = \Delta_2$ ，因此不同輸入電壓所對應輸出電流平均值皆相等，即輸出電壓相等，不受輸入電壓變化影響。



4.8 轉移函數

本節要以電流控制模式來導出於 3.3 節所述的電感整合轉換器的轉移函數。首先導出輸出對責任週期的轉移函數，然後導出責任週期對誤差訊號的轉移函數以及控制電流對誤差訊號的轉移函數，並計算出補償電路的參數。

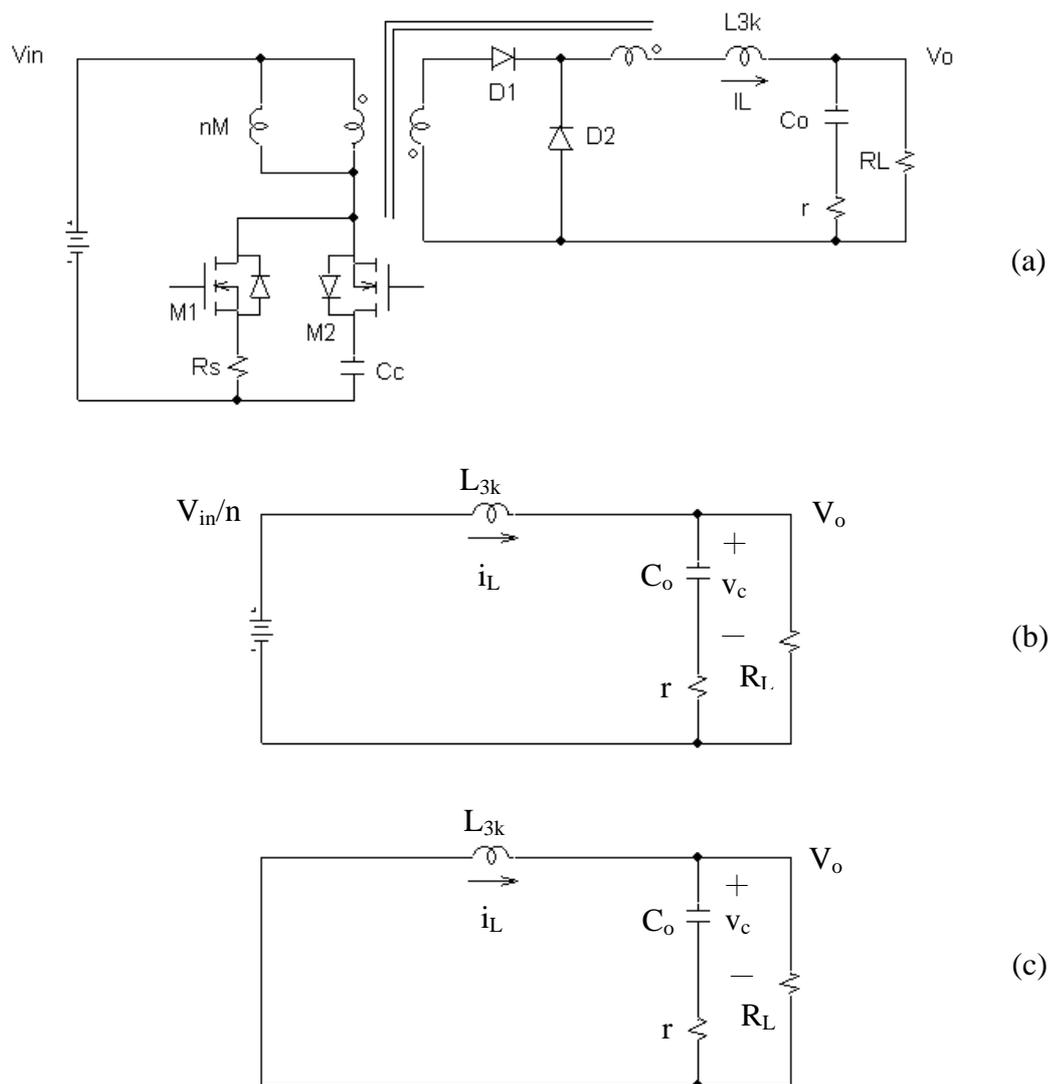


圖 4.18 電感整合轉換器小訊號等效電路圖

圖 4.18(a)為 3.3 節所述的電感整合轉換器，圖 4.18(b)為圖 4.18(a)主開關 M_1 導通時將一次側參數轉換至二次側等效電路，圖 4.19(c)為主開關 M_1 截止時將一次側參數轉換至二次側等效電路，轉換器皆操作於連續導通模

式(CCM)。

如圖 4.18(b)，定義流經輸出電感 L_{3k} 電流的狀態變數為 i_L ，輸出電容 C_o 兩端的電壓為 v_c ， n 為一次側圈數除以二次側圈數， v_{in} 為輸入電壓， v_o 為輸出電壓，因此可列出狀態方程式

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L+r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L+r)} \\ \frac{R_L}{C_o(R_L+r)} & -\frac{1}{C_o(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ nL_{3k} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \\ i_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L r}{R_L+r} & \frac{R_L}{(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.30)$$

同理如圖 4.18(c)，可列出狀態方程式

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L+r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L+r)} \\ \frac{R_L}{C_o(R_L+r)} & -\frac{1}{C_o(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \\ i_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L r}{R_L+r} & \frac{R_L}{(R_L+r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.31)$$

依據 Middlebrook 提出狀態空間平均法，定義責任週期變數為 d ，因此由(4.30)、(4.31)可得狀態平均方程式如下

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L + r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L + r)} \\ \frac{R_L}{C_o(R_L + r)} & -\frac{1}{C_o(R_L + r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ nL_{3k} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \\ i_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L r}{R_L + r} & \frac{R_L}{(R_L + r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.32)$$

其中定義 $i_L = I_L + \tilde{i}_L$, $v_c = V_c + \tilde{v}_c$, $v_o = V_o + \tilde{v}_o$, $v_{in} = V_{in} + \tilde{v}_{in}$, $d = D + \tilde{d}$, I_L 、

V_c 、 V_o 、 V_{in} 、 D 代表狀態變數的直流部分 , \tilde{i}_L 、 \tilde{v}_c 、 \tilde{v}_o 、 \tilde{v}_{in} 、 \tilde{d} 代表狀態

變數的交流部分 , 因此由(4.32)可得直流狀態平均方程式為

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L r}{(R_L + r)} & -\frac{R_L}{(R_L + r)} \\ \frac{R_L}{(R_L + r)} & -\frac{1}{(R_L + r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ n \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \\ I_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} \\ V_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L r}{R_L + r} & \frac{R_L}{(R_L + r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.33)$$

交流狀態平均方程式為

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L + r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L + r)} \\ \frac{R_L}{C_o(R_L + r)} & -\frac{1}{C_o(R_L + r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{in} \\ nL_{3k} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} + \begin{bmatrix} D \\ nL_{3k} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{v}_{in} \\ \tilde{i}_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \\ \tilde{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L r}{R_L + r} & \frac{R_L}{(R_L + r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.34)$$

$$\text{令 } A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L r}{L_{3k}(R_L + r)} & -\frac{R_L}{L_{3k}(R_L + r)} \\ \frac{R_L}{C_o(R_L + r)} & -\frac{1}{C_o(R_L + r)} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{nL_{3k}} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} \frac{D}{nL_{3k}} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D = [1 \quad 0]$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{R_L r}{R_L + r} & \frac{R_L}{R_L + r} \end{bmatrix}, \quad \text{因此由(4.34)可求出輸出電壓對責任週期轉移函數}$$

為

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = E(SI - A)^{-1}B = \frac{V_{in}R_L(1 + srC_o)}{n[s^2L_{3k}C_o(r + R_L) + s(L_{3k} + rR_LC_o) + R_L]} \quad (4.35)$$

流經輸出電感 L_{3k} 的電流對責任週期的轉移函數為

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = D(SI - A)^{-1}B = \frac{V_{in}[sC_o(r + R_L) + 1]}{n[s^2L_{3k}C_o(r + R_L) + s(L_{3k} + rR_LC_o) + R_L]} \quad (4.36)$$

參考圖 4.19，圖 4.19(b)表示主開關的電流流經電流檢知電阻 R_s 的電壓波形，其中 R_s 和主開關串聯以取得控制電壓，圖 4.19(c)表示斜率補償電壓波形， m_s 表示斜率，圖 4.19(a)表示圖 4.19(b)加上圖 4.19(c)所得到的波形， v_e 表示誤差放大器輸出電壓，流經主開關電流之變化量等於 $\tilde{i}_L(s)/n$ ，因此由圖 4.19(a)可列出

$$\tilde{i}_L(s)R_s/n + m_s\tilde{d}(s)T = \tilde{v}_e(s) \quad (4.37)$$

由(4.36)、(4.37)可得責任週期對誤差放大器輸出電壓的轉移函數為

$$\frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_e(s)} = \frac{N_1(s)}{D_1(s)} \quad (4.38)$$

$$\text{其中 } N_1(s) = n^2[s^2L_{3k}C_o(R_L + r) + s(L_{3k} + rR_LC_o) + R_L] \quad (4.39)$$

$$D_1(s) = s^2n^2L_{3k}C_o m_s T(R_L + r) + s[n^2m_s T(L_{3k} + rR_LC_o) + V_{in}R_sC_o(R_L + r)] + (n^2R_L m_s T + V_{in}R_s) \quad (4.40)$$

由(4.35)、(4.38)，可推得輸出電壓對誤差放大器輸出電壓的轉移函數為

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_e(s)} = \frac{nV_{in}R_L(1+srC_o)}{D_1(s)} \quad (4.41)$$

其中 $D_1(s)$ 為(4.40)所定義。

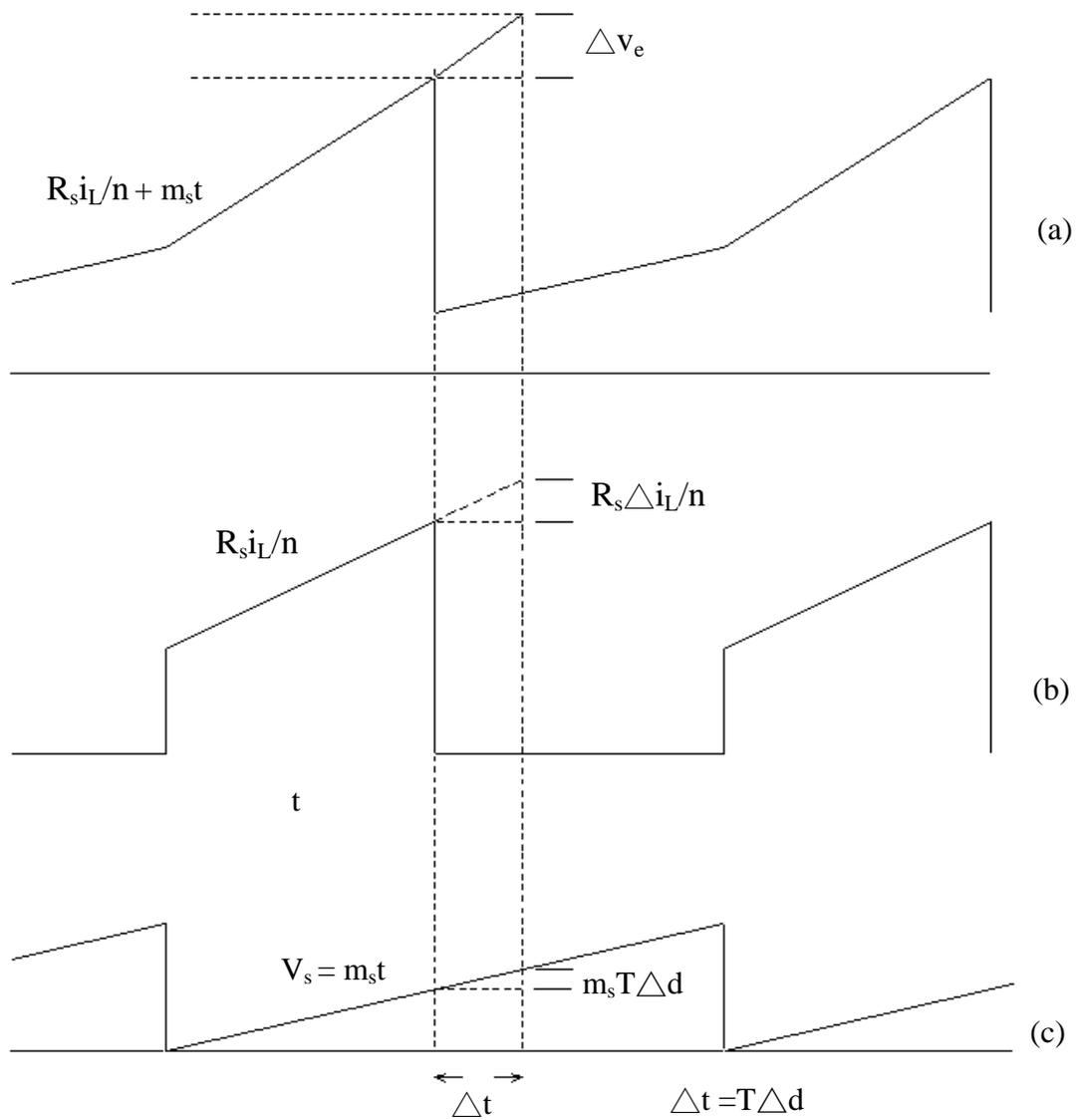


圖 4.19 電流模式控制電流與斜率補償的波形合成圖

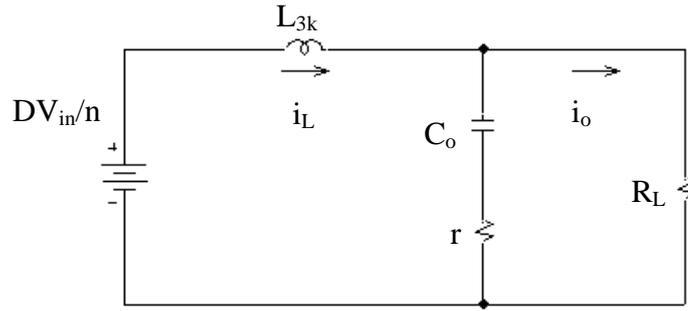


圖 4.20 求輸出負載電流與輸出電感電流比值的等效電路圖

由(4.36)、(4.38)可求出輸出電感 L_{3k} 電流對誤差放大器輸出電壓的轉移

函數
$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{v}_e(s)} = \frac{V_{in}[sC_o(R_L+r)+1]}{D_1(s)} \quad (4.42)$$

其中 $D_1(s)$ 為(4.40)所定義，令
$$G_i(s) = \frac{V_{in}[sC_o(R_L+r)+1]}{D_1(s)} \quad (4.43)$$

則
$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{v}_e(s)} = G_i(s) \quad (4.44)$$

由圖 4.20(d)，令 $G_o(s)$ 為負載電流變化對輸出電感電流變化的比值，則

$$\frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(srC_o+1)}{sC_o(R_L+r)+1} = G_o(s) \quad (4.45)$$

本系統控制方塊圖如圖 4.21， \tilde{v}_{ref} 代表誤差放大器的參考電壓的變動量， \tilde{v}_e 、 \tilde{i}_L 、 \tilde{i}_o 、 \tilde{v}_o 、 $G_i(s)$ 、 $G_o(s)$ 於前述已定義， $G_c(s)$ 代表頻率補償及誤差放大器的增益， \tilde{i}_d 代表外在負載變化(load disturbance)， R_L 代表負載電阻，其回路增益(loop gain)定義為 $T(s)$ ，則

$$T(s) = \beta G_c(s) G_i(s) G_o(s) R_L \quad (4.46)$$

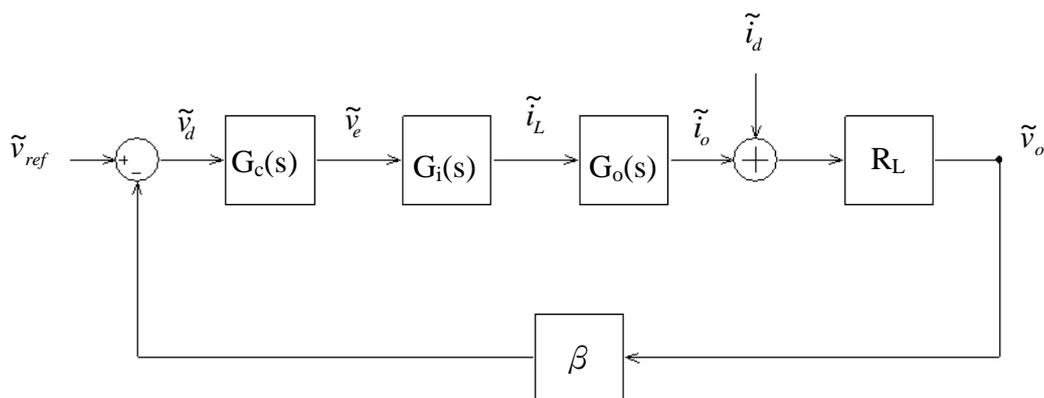


圖 4.21 系統控制方塊圖

若無斜率補償則 $m_s = 0$ ，代入(4.40)得到

$$D_1(s) = sV_{in}R_sC_o(R_L + r) + V_{in}R_s = V_{in}R_s[sC_o(R_L + r) + 1] \quad (4.47)$$

將(4.47)代入(4.43)得到

$$G_i(s) = \frac{1}{R_s} \quad (4.48)$$

將(4.47)代入(4.41)得到

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_e(s)} = \frac{nR_L(srC_o + 1)}{R_s[sC_o(R_L + r) + 1]} \quad (4.49)$$

通常 $r \ll R_L$ ，(4.49)可化簡為

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_e(s)} = \frac{nR_L(srC_o + 1)}{R_s(sC_oR_L + 1)} \quad (4.50)$$

取適當值 $R_s = 70 \text{ m}\Omega$ ，電容 $C_o = 1470 \text{ }\mu\text{F}$ ，電容 ESR $r = 17 \text{ m}\Omega$ ，負載

$R_L = 4.6\Omega$ ，圈數比 n 為 1.69，將上述代入(4.50)可得

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_e(s)} = \frac{0.41(s + 40072)}{s + 148} \quad (4.51)$$

依圖 4.21 知

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_e(s)} = G_i(s)G_o(s)R_L \quad (4.52)$$

由(4.46)、(4.51)、(4.52)並且選擇 $G_c(s) = 1$ ，也就是不加入頻率補償電路，

$\beta = 0.052$ ，可得

$$T(s) = \frac{0.41(s + 40072)}{s + 148} \times 1 \times 0.052 = \frac{0.021(s + 40072)}{s + 148} \quad (4.53)$$

由(4.51)得知 $\tilde{v}_o(s)$ 對 $\tilde{v}_e(s)$ 的轉移函數有一個零點及一個極點，相位餘裕必定大於 90° ，因此由(4.53)繪製波德圖，如圖 4.22，可知相位餘域為 101.3° ，由上述的討論我們可以知道以電流模式控制且無斜率補償及頻率補償其迴路增益的相位餘域必定大於 90° 。

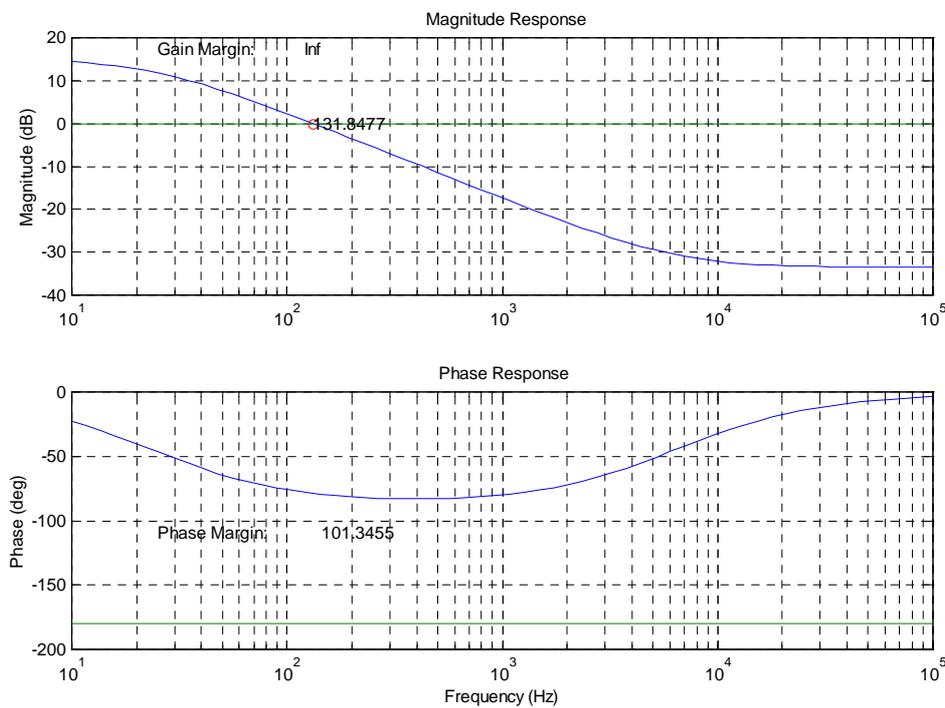


圖 4.22 無斜率補償及頻率補償的電流模式控制迴路增益波德圖

因本論文整合電感轉換器會操作在責任周期大於 0.5 的狀況，因此需要斜率補償，又為了使轉換器達到 ZVS，由 4.1 節知整合電感器 $L_1 = 95 \mu H$ ，比一般的隔離變壓器的磁化電感值還要來的小，因此可從流經 L_1 的電流取得斜率補償，定義流經 L_1 的磁化電感電流斜率為 m_e ，則

$$m_e = \frac{V_{in}}{L_1} = \frac{225}{95} = 2.36 \text{ V} / \mu H \quad (4.54)$$

輸出電感 L_{3k} 充電的斜率定義為 m_c ，則

$$m_c = \frac{V_{in} - V_o}{L_{3k}} = \frac{225}{55} - 48 = 1.55 \text{ V} / \mu\text{H} \quad (4.55)$$

輸出電感的放電斜率定義為 m_d ，則

$$m_d = \frac{V_o}{L_{3k}} = \frac{48}{55} = 0.87 \text{ V} / \mu\text{H} \quad (4.56)$$

參考圖 4.15，可知斜率補償穩定的條件為

$$2m_s > m_d - m_c \quad (4.57)$$

由(4.54)、(4.55)、(4.56)代入(4.57) 可得 $2 \times 2.36 > 0.87 - 1.55$ 無條件成立， L_1 已提供足夠的斜率補償，不需要再加額外的斜率補償電壓。

由 4.1 節所求出的參數 $L_{3k} = 55 \mu\text{H}$ ， $n=1.69$ ， $C_o=1470 \mu\text{F}$ ，

$m_e = 2.36 \text{V} / \mu\text{H}$ ， $T = 5 \mu\text{s}$ ， $R_L = 4.6 \Omega$ ， $r = 17 \text{m}\Omega$ ， $V_{in} = 225 \text{V}$ ， $R_s = 70 \text{m}\Omega$ ，

代入(4.40)、(4.43)、(4.45)、(4.46)，其中令 $\beta = 0.052$ ， $G_c(s) = 1$ ，則可求出

含有斜率補償且不含頻率補償電路的回路增益為

$$T(s) = \beta G_i(s) G_o(s) G_c(s) R_L = 199 \frac{s + 4 \times 10^4}{s^2 + 9.8 \times 10^3 s + 1.5 \times 10^7} \quad (4.58)$$

由(4.58)繪製波德圖如下

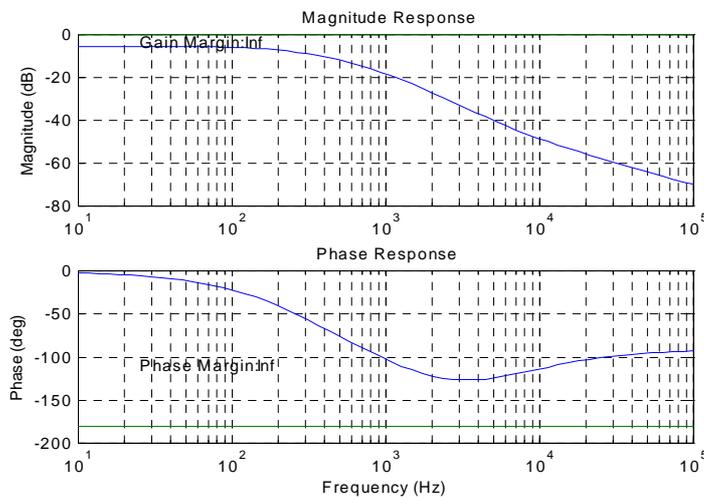


圖 4.23 有斜率補償但無頻率補償的電流模式控制迴路增益波德圖

由圖 4.23 的波德圖得知於頻率 $2k$ 附近的增益只有 $-27db$ 顯然不足，相位位
移 -122° ，因此必須設計補償器，本文用的補償器線路如圖 4.24(a)所示。

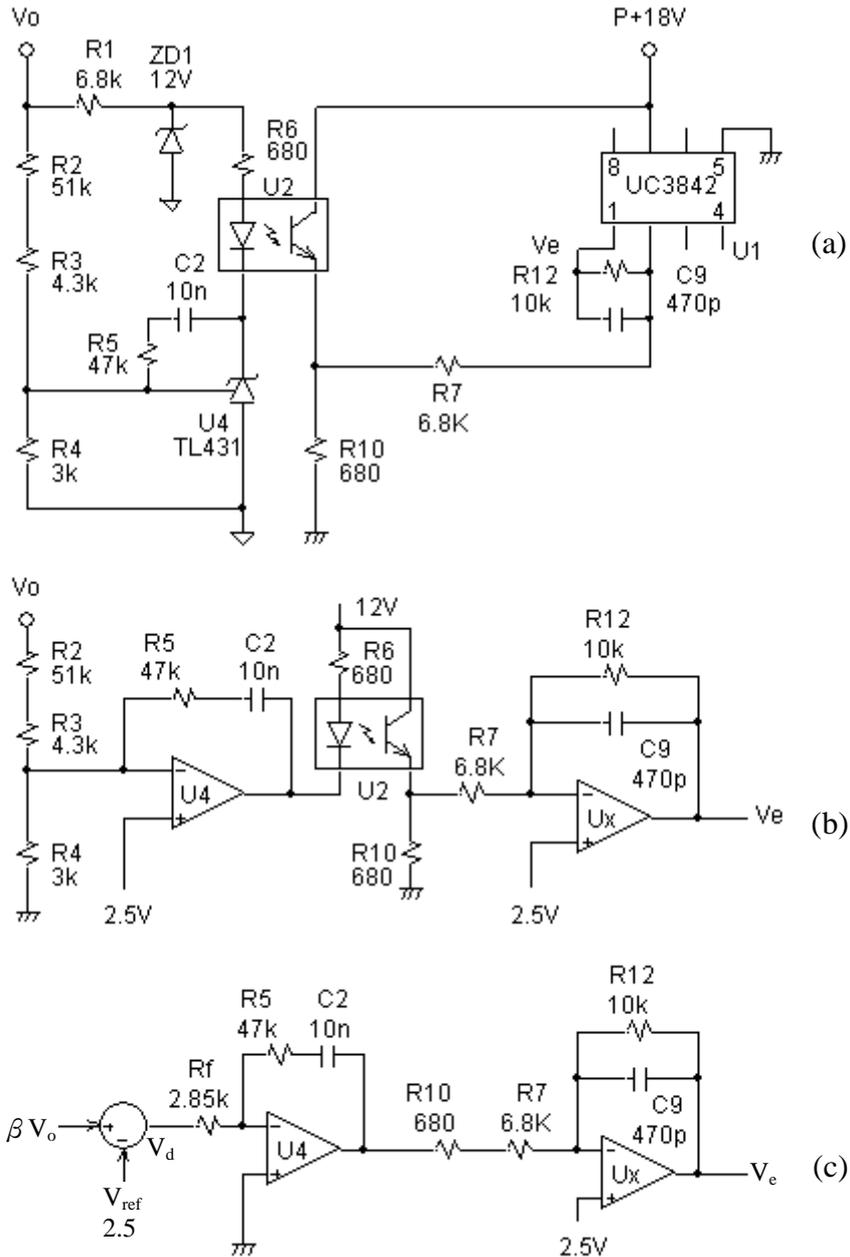


圖 4.24 補償器線路圖

圖 4.24(a)為本文用的頻率補償放大器的實際線路圖，圖 4.24(b)、圖
4.24(c)為圖 4.24(a)的等效電路圖。於圖 4.24(a)中，編號 U4 的 IC TL431 其
特性等如一個運算放大器，它的輸入正端接有內建 2.5V 參考電壓包裝於

內部，UC3842 也有一個運算放大器，它的輸入正端接有內建 2.5V 參考電壓包裝於內部，IC 腳 1 是運算放大器的輸出，腳 2 是演算放大器負輸入端，因此可以將 UC3842 和 TL431 用兩個運算放大器取代，如圖 4.24(b)所示， U_4 、 U_X 為上述用來取代 UC3842 和 TL431 的運算放大器。圖 4.24(b)的 U_2 是光耦合器，主要目的是隔離一次側與二次側，它是電流轉換器，其電流增益約為 -1，做為 U_4 與 UC3842 的連接器，因此圖 4.24(b)可演變成圖 4.24(c)。

希望補償後的控制回路增益等於零的對應頻率 $f_0 = 2k$ ，相位餘域 $\phi_m = 45^\circ$ 左右。由圖 4.23 的波德圖得知於頻率 $2k$ 附近的增益只有 $-27db$ 顯然不足，相位位移 -122° 。因此需要補償增益 $27db$ ，補償相位 -13° 左右。

如圖 4.24(b)、圖 4.24(c)所示，輸出電壓 v_o 的回授因子 β 為



$$\beta = \frac{R_4}{R_2 + R_3 + R_4} \quad (4.59)$$

戴為寧等效電阻 R_f 為

$$R_f = (R_2 + R_3) // R_4 = \frac{(R_2 + R_3)R_4}{R_2 + R_3 + R_4} \quad (4.60)$$

按照圖 4.23(c)可導出如圖 4.21 所定義的 $G_c(s)$ 為

$$G_c(s) = \frac{v_e(s)}{v_d(s)} = \frac{R_{12}(1 + sR_5C_2)}{C_2(R_7 + R_{10})R_f s(1 + sR_{12}C_9)} \quad (4.61)$$

$$|G_c(j\omega_0)| = \frac{R_{12}\sqrt{1 + \omega_0^2 R_5^2 C_2^2}}{C_2(R_7 + R_{10})R_f \omega_0 \sqrt{1 + \omega_0^2 R_{12}^2 C_9^2}} \quad (4.62)$$

$$\phi_c(\omega_0) = \tan^{-1} \omega_0 R_5 C_2 - \tan^{-1} \omega_0 R_{12} C_9 - 90^\circ \quad (4.63)$$

依 4.1 節所述輸出電壓 v_o 規格為 48V，運算放大器的開迴路增益為無限大，

因此運算放大器輸入的負端可追隨正端的 2.5V 參考電壓，

$$v_o \beta = 2.5 \quad (4.64)$$

由(4.64)可知 $\beta = \frac{2.5}{48} = 0.052$ ，再由(4.59)可選擇 $R_2 = 51k$ ， $R_3 = 4.3k$ ， $R_4 = 3k$

符合需求。將已求出的 R_2 、 R_3 、 R_4 代入(4.60)可求出 $R_f = 2.85k$ 。

依前述需求補償器的增益於頻率 $f_0 = 2k$ 為 27db，由(4.62)可知 $20 \log_{10} |G_c(j\omega_0)| = 27$ ，可算出 $|G_c(j\omega_0)| = 22.4$ 。令 $R_5 = 47k$ ， $R_7 = 6.8k$ ， $R_{10} = 680$ ， $C_9 = 470p$ ， $\omega_0 = 4000\pi$ ，代入(4.62)、(4.63)得到

$$\frac{R_{12} \sqrt{1 + (5.9 \times 10^8 C_2)^2}}{2.69 \times 10^{11} C_2 \sqrt{1 + (5.9 \times 10^{-6} R_{12})^2}} = 22.4 \quad (4.65)$$

$$\tan^{-1} 5.9 \times 10^8 C_2 - \tan^{-1} 5.9 \times 10^{-6} R_{12} - 90 = -13 \quad (4.66)$$

解(4.65)、(4.66) 得到 $R_{12} = 10k$ ， $C_2 = 10n$ ，將上述解得的參數代入(4.61)、(4.58)可得

$$G_c(s) = \frac{R_{12}(1 + sR_5C_2)}{C_2(R_7 + R_{10})R_f s(1 + sR_{12}C_9)} = 4.68 \times 10^6 \times \frac{s + 2128}{s(s + 212800)} \quad (4.67)$$

$$T(s) = 9.31 \times 10^8 \times \frac{(s + 4 \times 10^4)(s + 2128)}{s(s^2 + 9.8 \times 10^3 s + 1.5 \times 10^7)(s + 212800)} \quad (4.68)$$

因此可由(4.68)繪製出補償後的迴路增益波德圖如圖 4.25 所示，於圖 4.25，頻率為 2k 的迴路增益大小為 0db，也就是頻寬為 2k，相位餘域為 45° ，直流增益為 50db，符合需求。

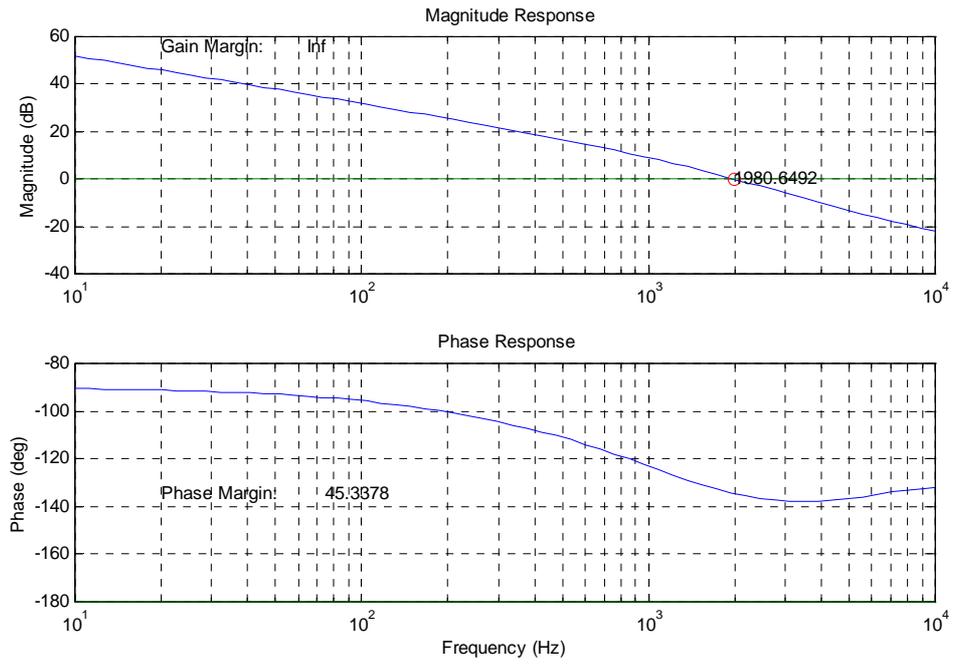


圖 4.25 有斜率補償及頻率補償的迴路增益波德圖

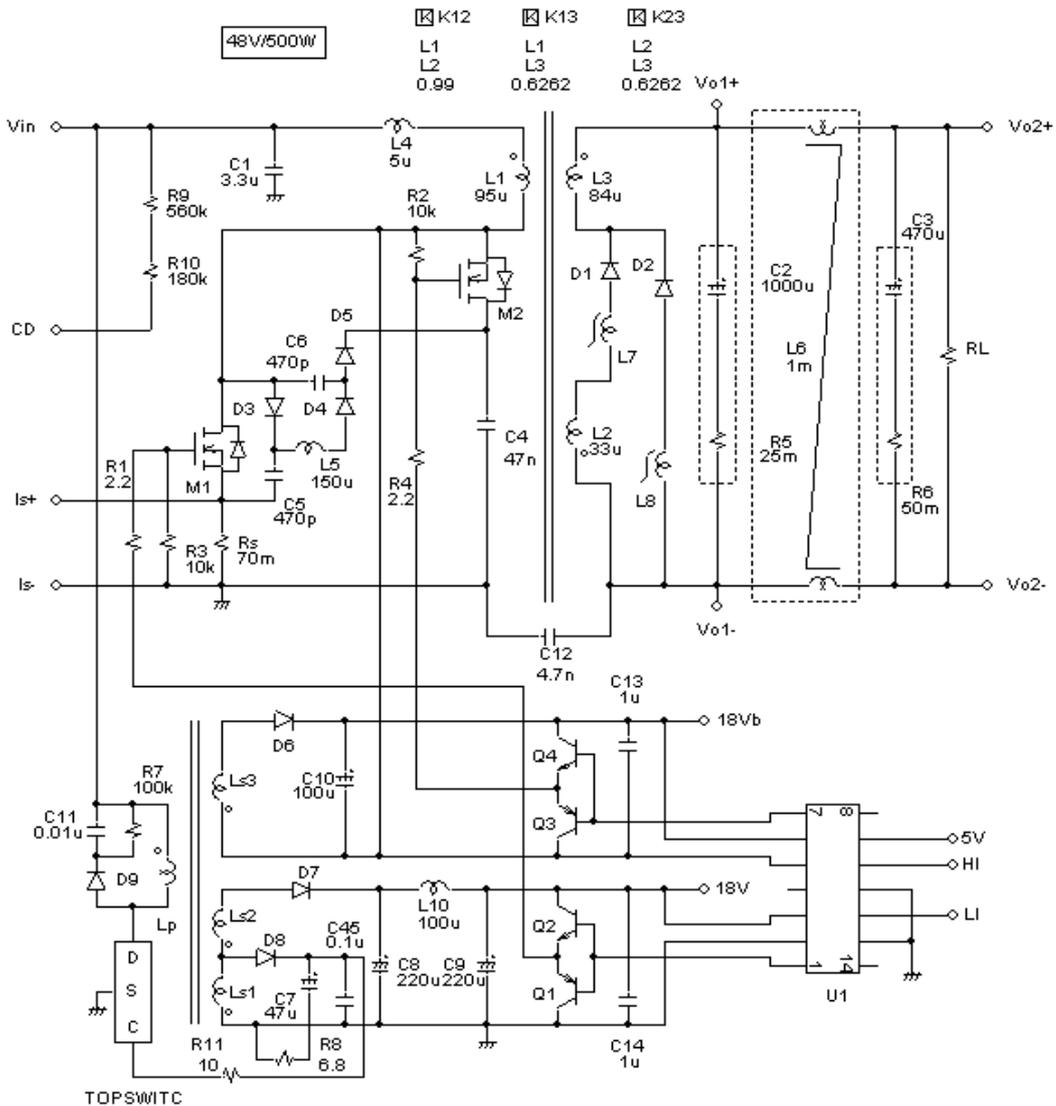


第五章

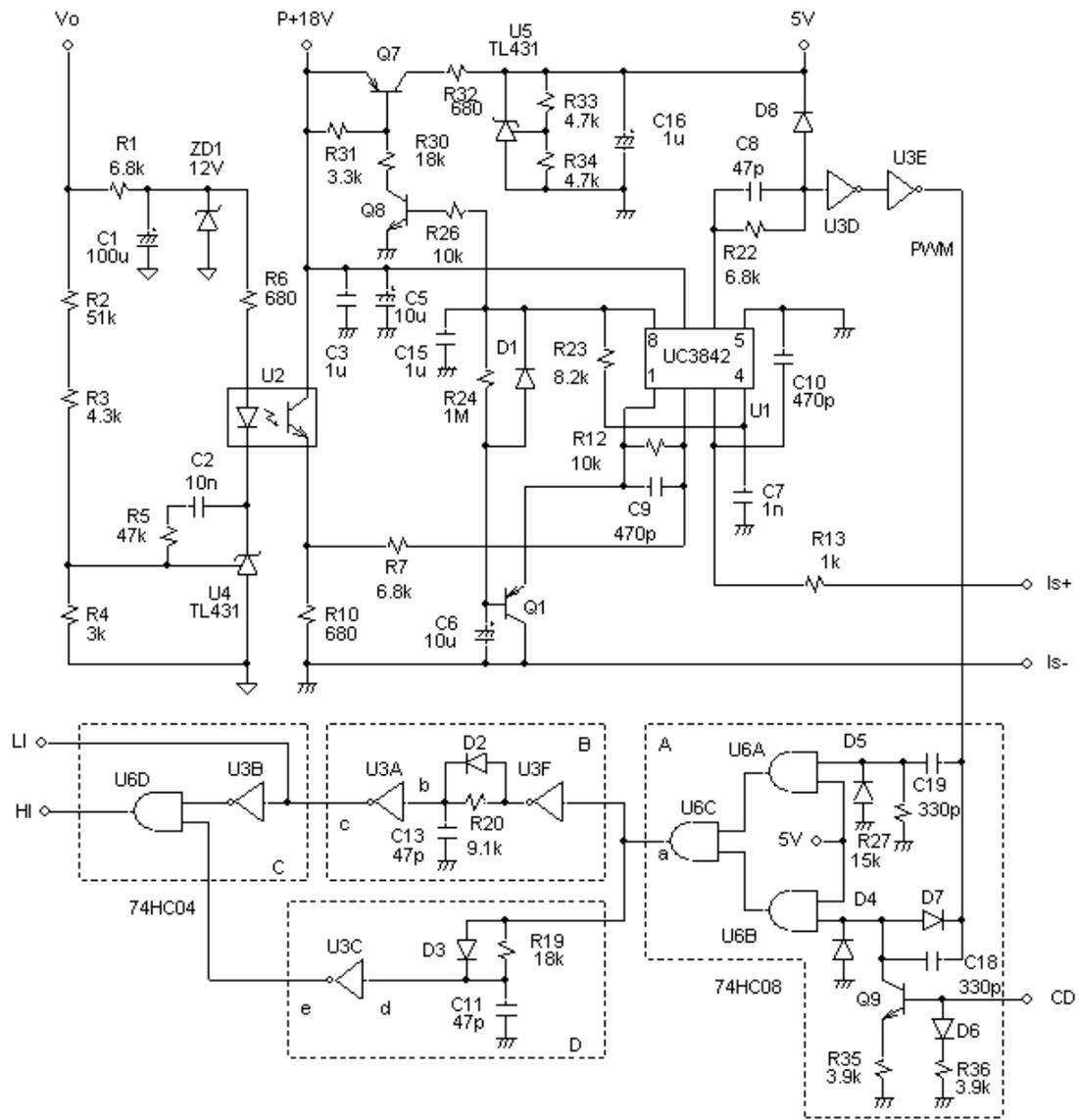
實驗結果與討論

5.1 前言

本章將根據第二章、第三章之理論基礎與第四章之設計流程所設計之實體電路做進一步的實驗與驗證，並量測各種波形以驗證電路的正常工作。完整線路如圖 5.1(a)、圖 5.1(b)。我們將在 5.2 節裡驗證控制信號、穩態、暫態波形。



(a) 整合電感轉換器功率級電路



(b) 整合電感轉換器控制級電路

圖 5.1 整合電感轉換器電路

5.2 控制訊號與穩暫態波形

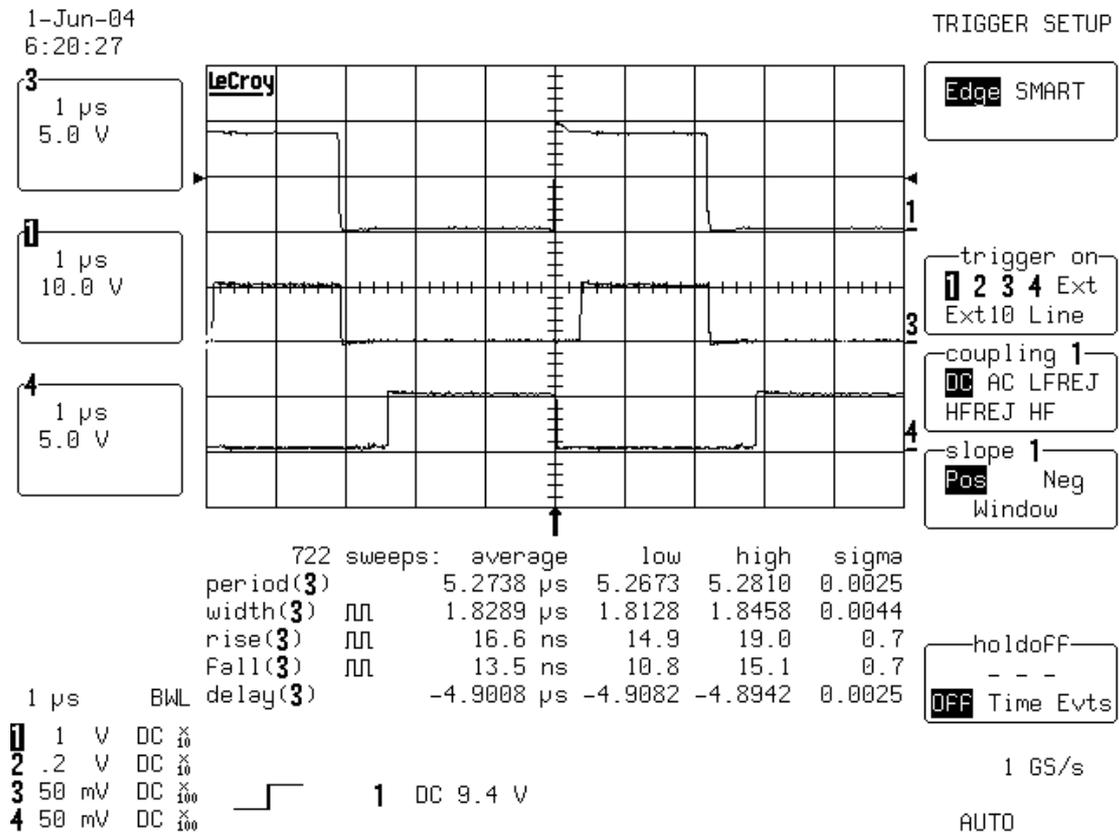


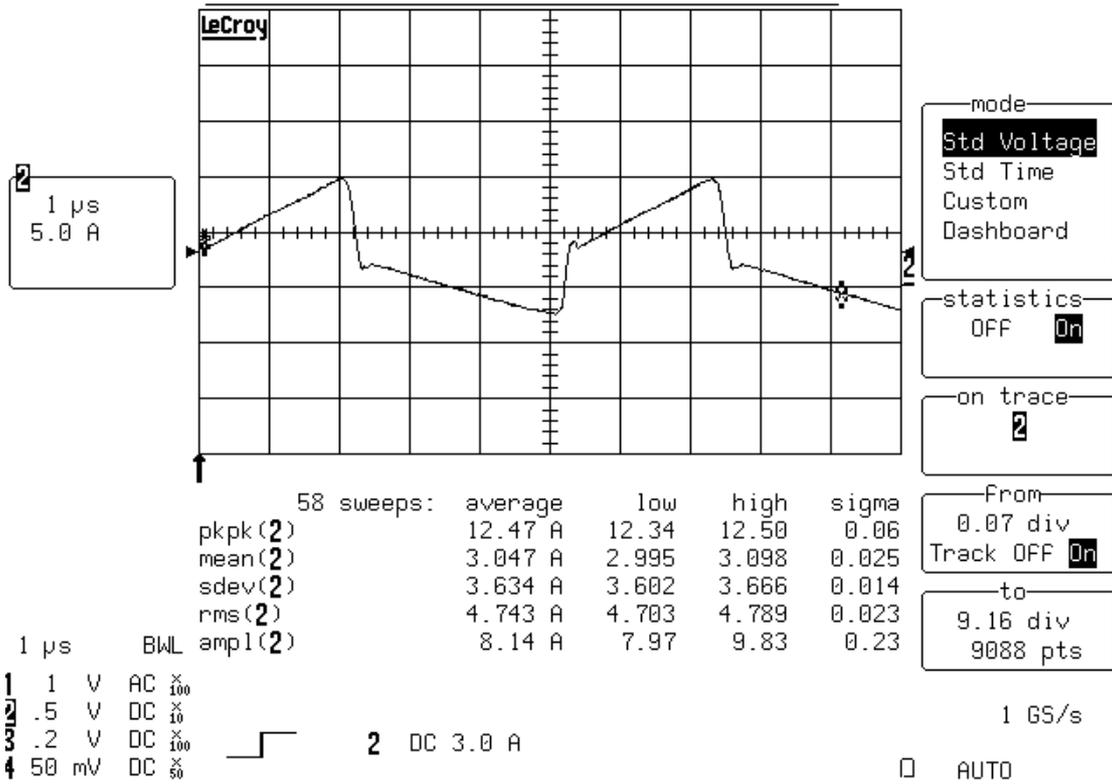
圖 5.2 推動主開關、輔助開關控制訊號

於圖 5.2 中 1 號軌跡圖是 UC3842 第 6 腳輸出波形，3 號軌跡圖是推動主開關的控制訊號波形，4 號軌跡圖是推動輔助開關的控制訊號波形，由圖得知輔助開關截止到主開關導通的時距約 0.36μ 秒，主開關截止到輔助開關導通的時距約 0.7μ 秒，兩者皆合乎 4.4 節所要求。

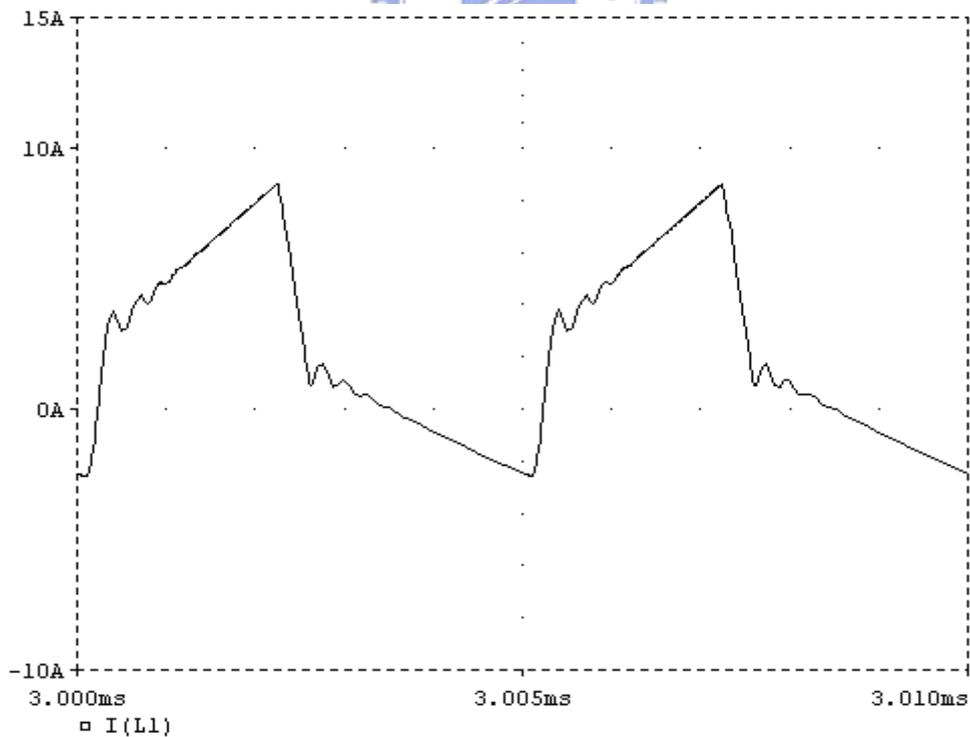
1-Jun-04
2:26:27

Offset 2 -4.60 A

MEASURE



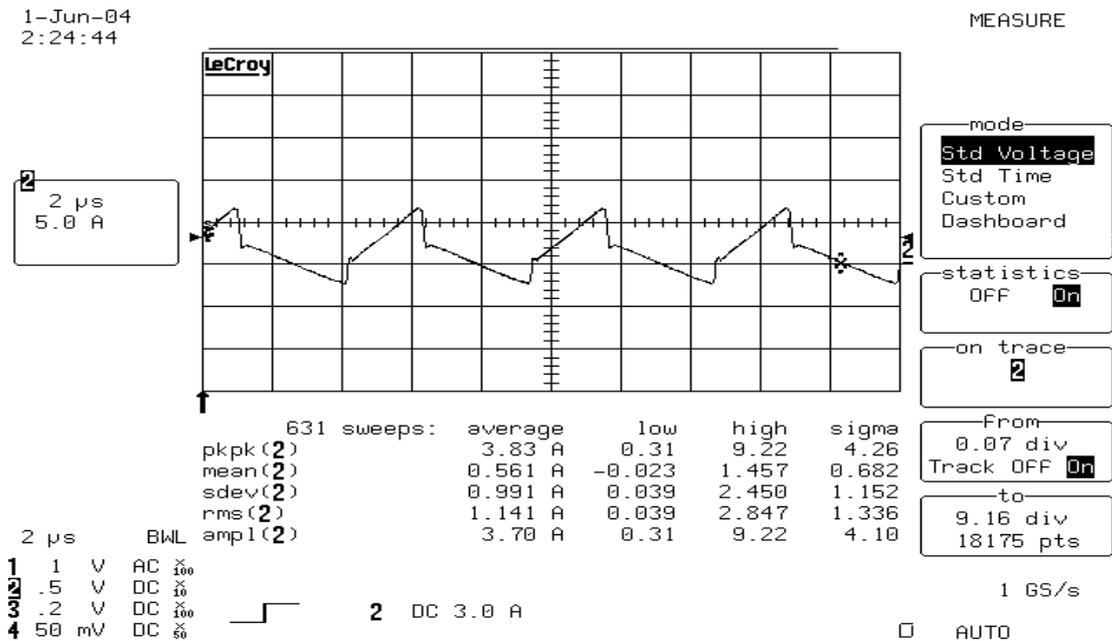
(a) L_1 的實測電流波形(全載 500W)



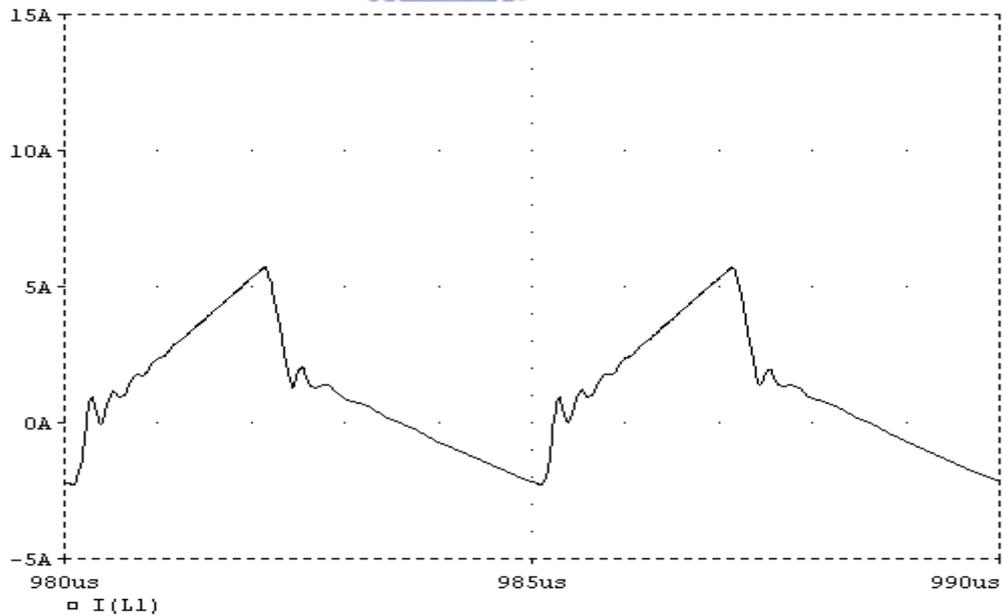
(b) L_1 的模擬電流波形(全載 500W)

圖 5.3 L_1 的電流波形(全載 500W)

圖 5.3(a)是 L_1 的實測電流波形，圖 5.3(b)是模擬波形，其各階段電流峰值 I_a 、 I_b 、 I_c 、 I_d 的值與表 4.1 比較很接近，實際值會大些是因為表 4.1 是假設轉換器效率為 100%，實際效率是 91% 之故。圖 5.4(a)、圖 5.4(b)是 L_1 半載的電流波形。



(a) L_1 的實測電流波形(半載 250W)



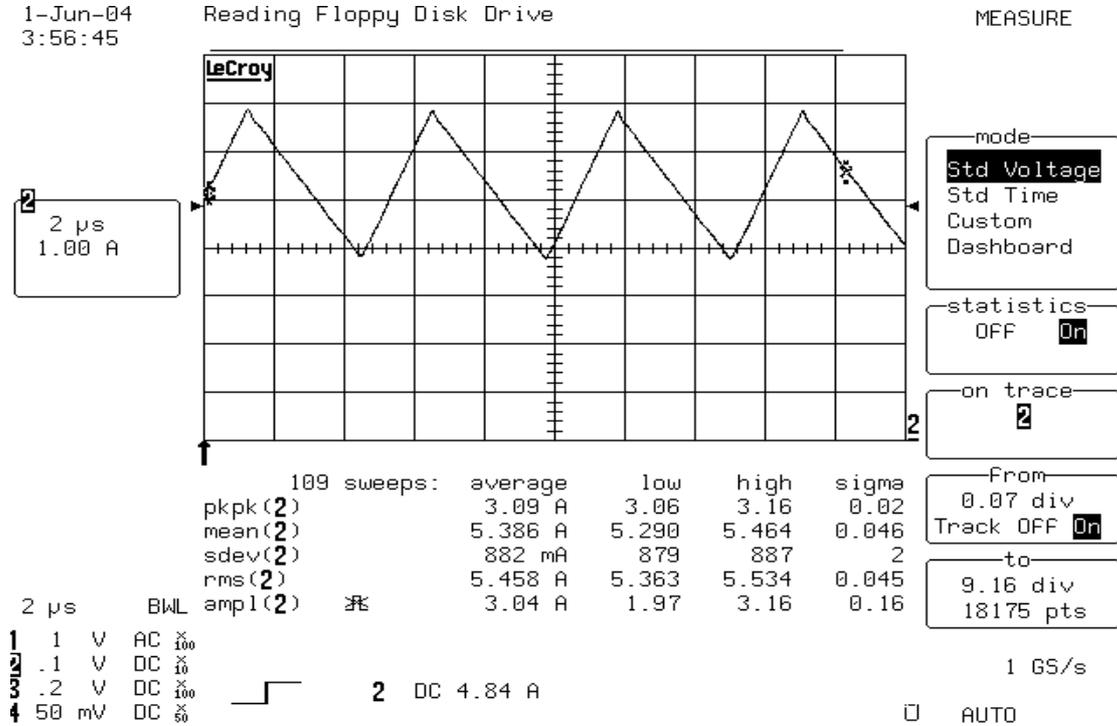
(a)

(b) L_1 的模擬電流波形(半載 250W)

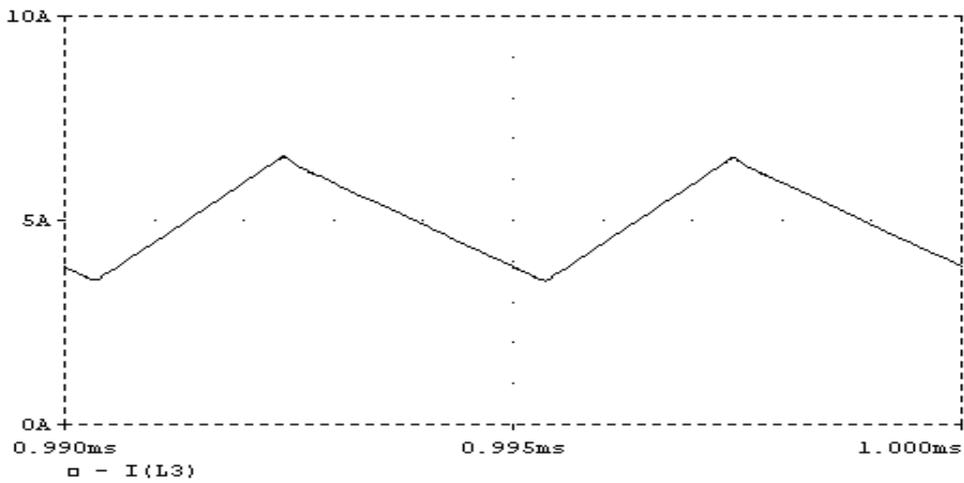
圖 5.4 L_1 的電流波形(半載 250W)

圖 5.5(a), 圖 5.5(b) 分別是 L_3 實測與模擬的電流波形。電流峰對峰值 ΔI_{L_3}

約為 3A 與設計值同。圖 5.6(a), 圖 5.6(b) 是 L_3 半載的電流波形。



(a) L_3 的實測電流波形(半載 250W)

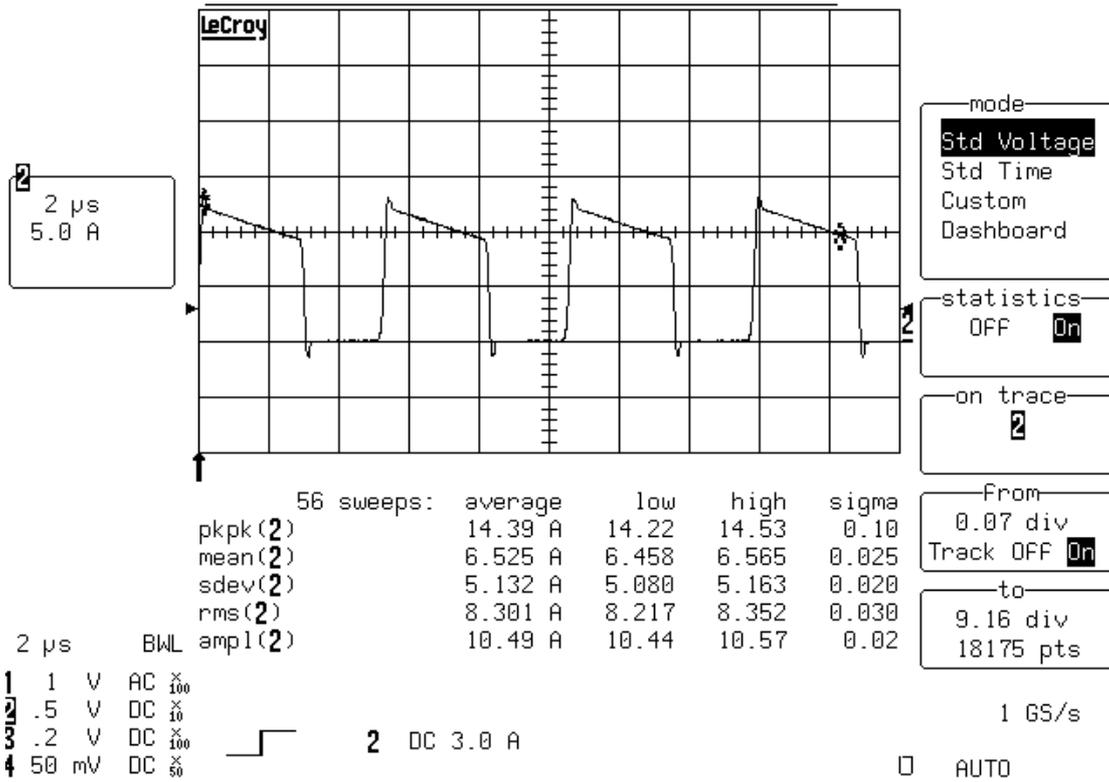


(b) L_3 的模擬電流波形(半載 250W)

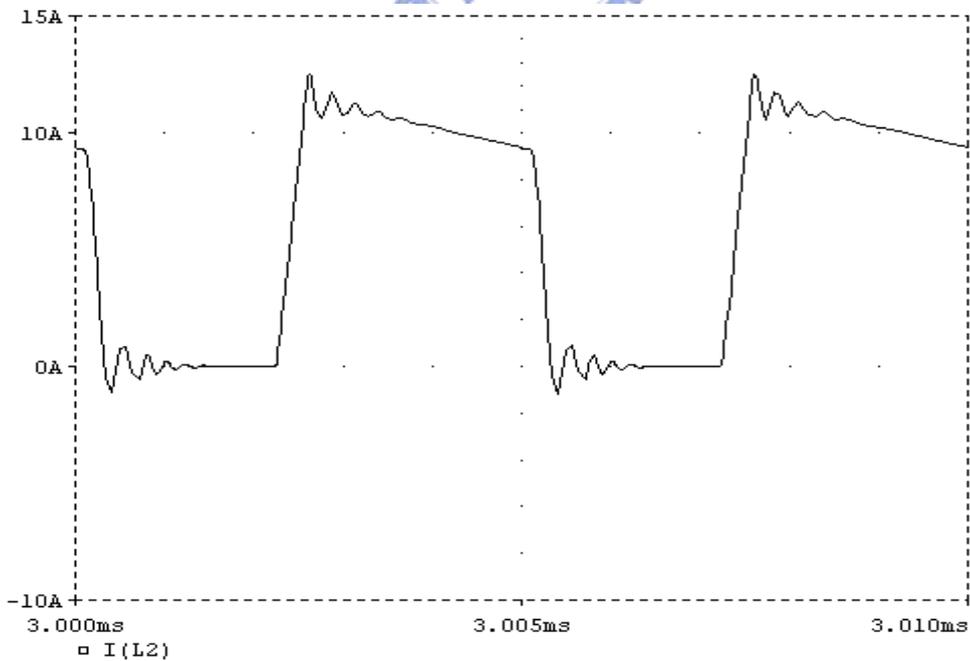
圖 5.6 L_3 的電流波形(半載 250W)

1-Jun-04
2:57:27

MEASURE



(a) L_2 的實測電流波形(全載 500W)



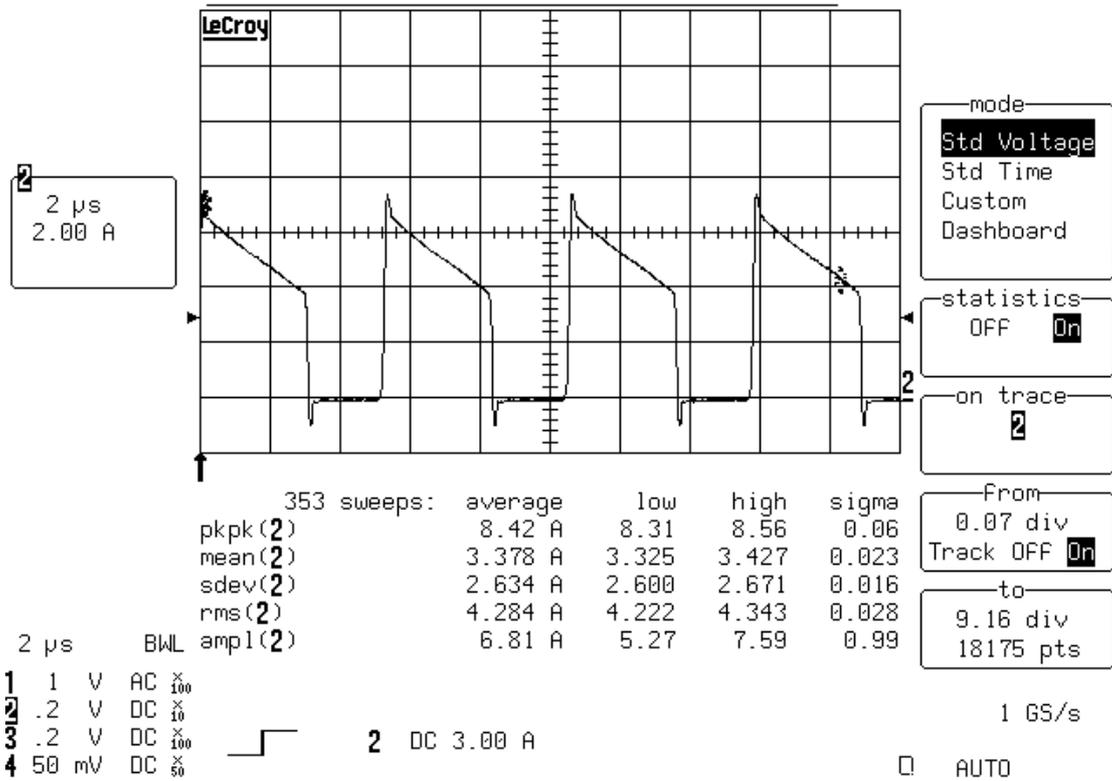
(b) L_2 的模擬電流波形(全載 500W)

圖 5.7 L_2 的電流波形(全載 500W)

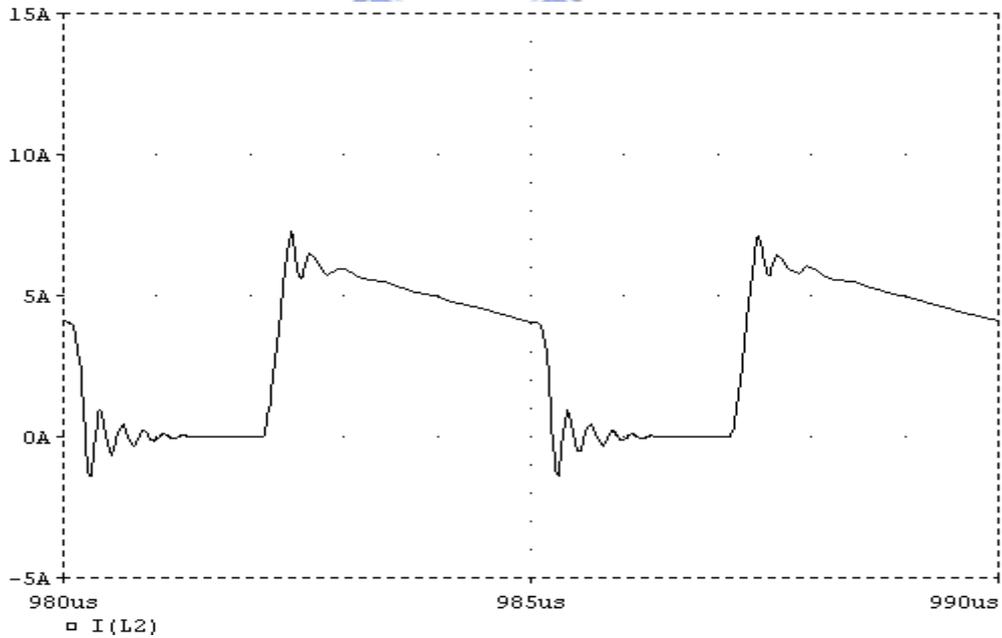
1-Jun-04
2:56:26

Reading Floppy Disk Drive

MEASURE



(a) L_2 的實測電流波形(半載 250W)

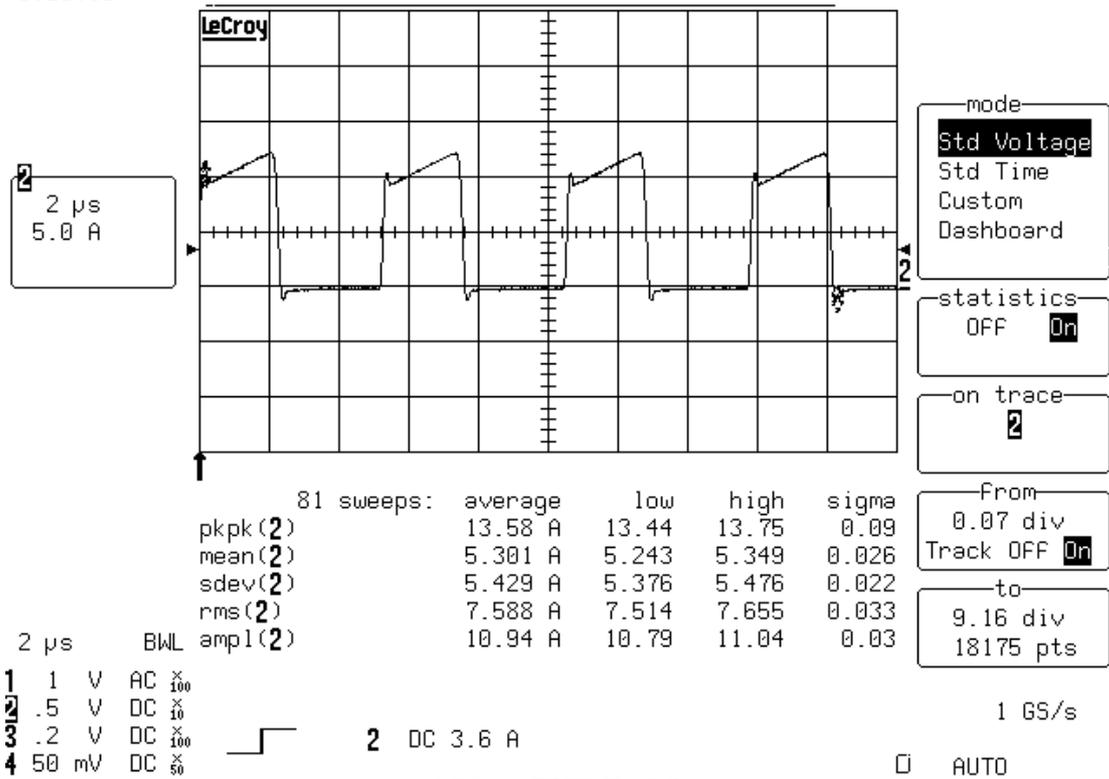


(b) L_2 的模擬電流波形(半載 250W)

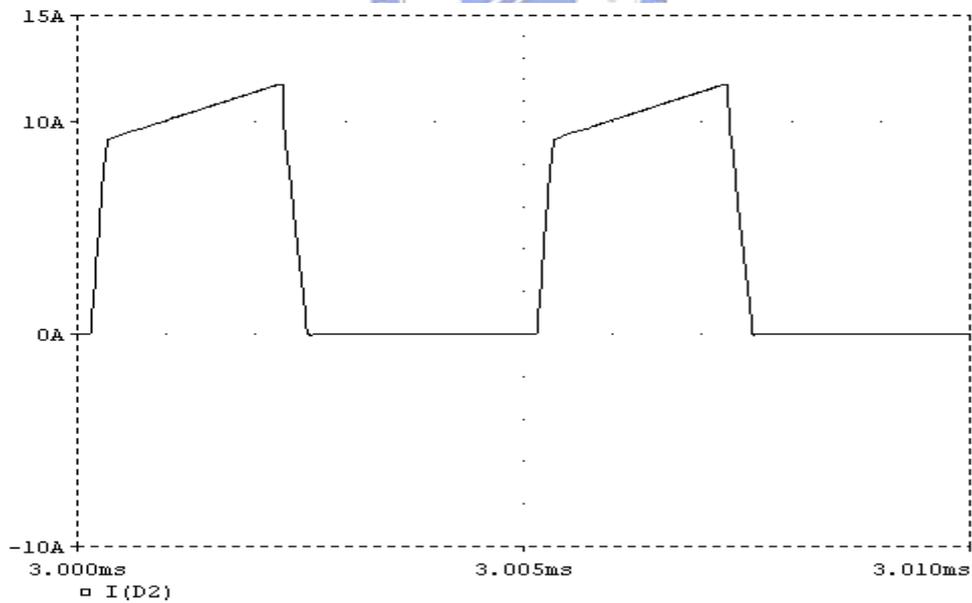
圖 5.8 L_2 的電流波形(半載 250W)

1-Jun-04
3:29:19

MEASURE



(a) 流經 D_2 的實測電流波形(全載 500W)

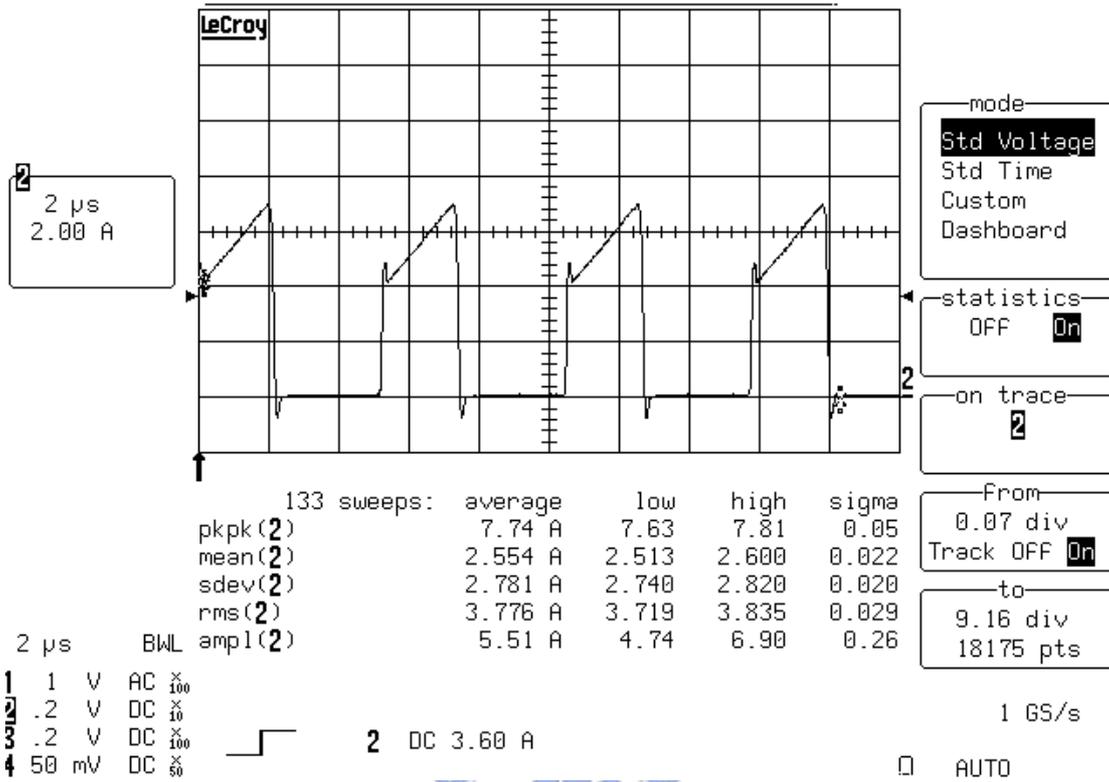


(b) 流經 D_2 的模擬電流波形(全載 500W)

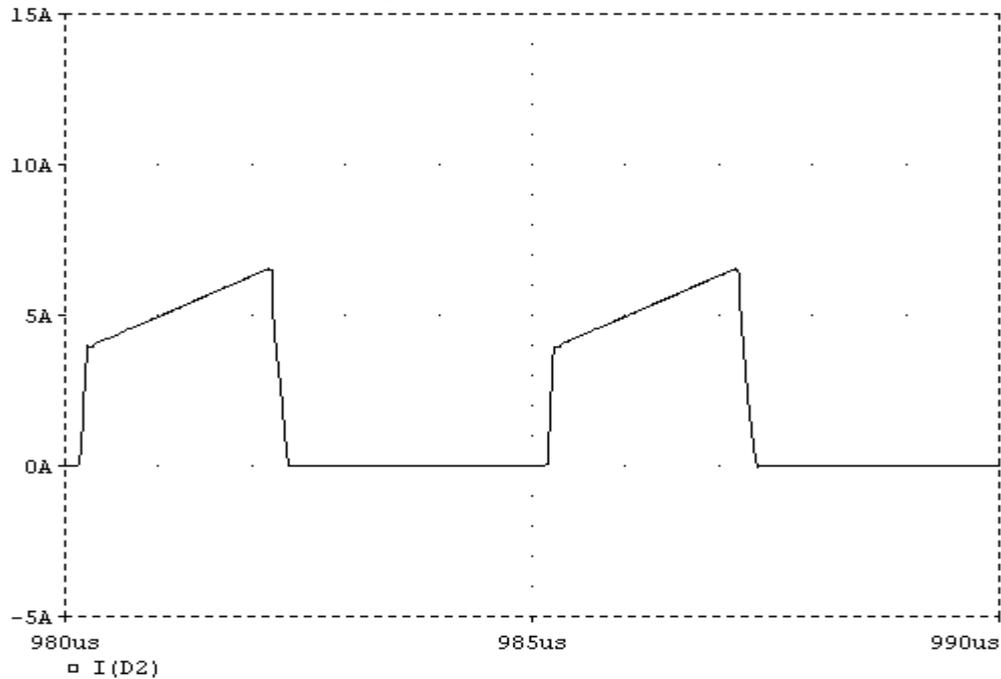
圖 5.9 流經 D_2 的電流波形(全載 500W)

1-Jun-04
3:28:19

MEASURE



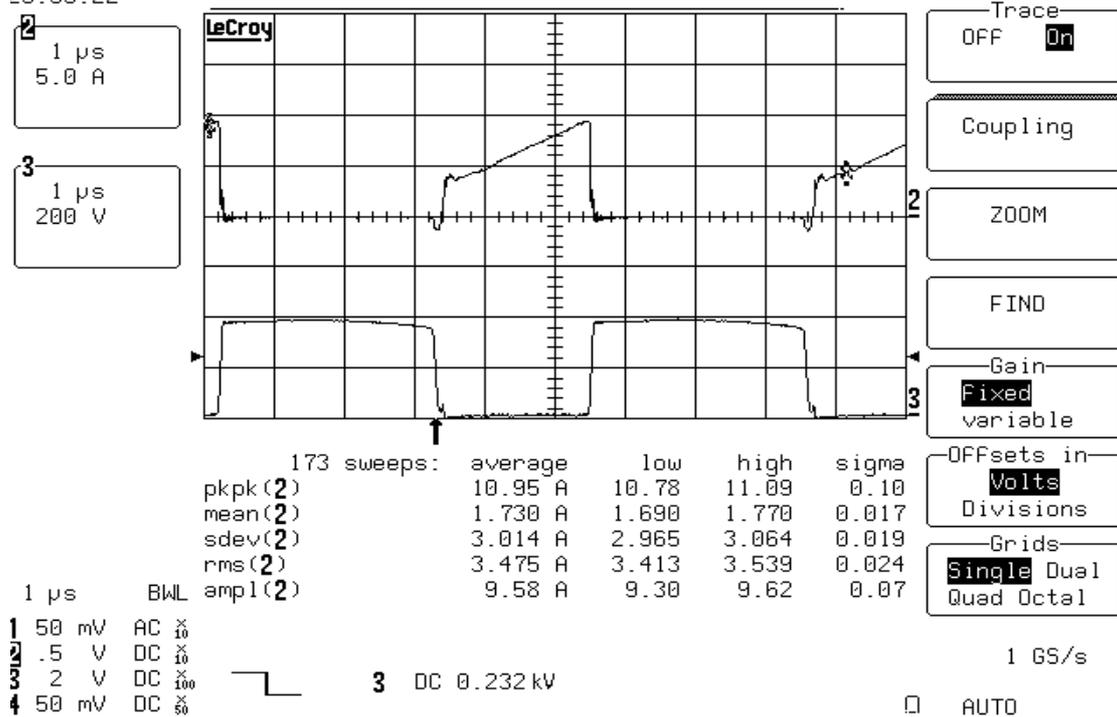
(a) 流經 D_2 的實測電流波形(半載 250W)



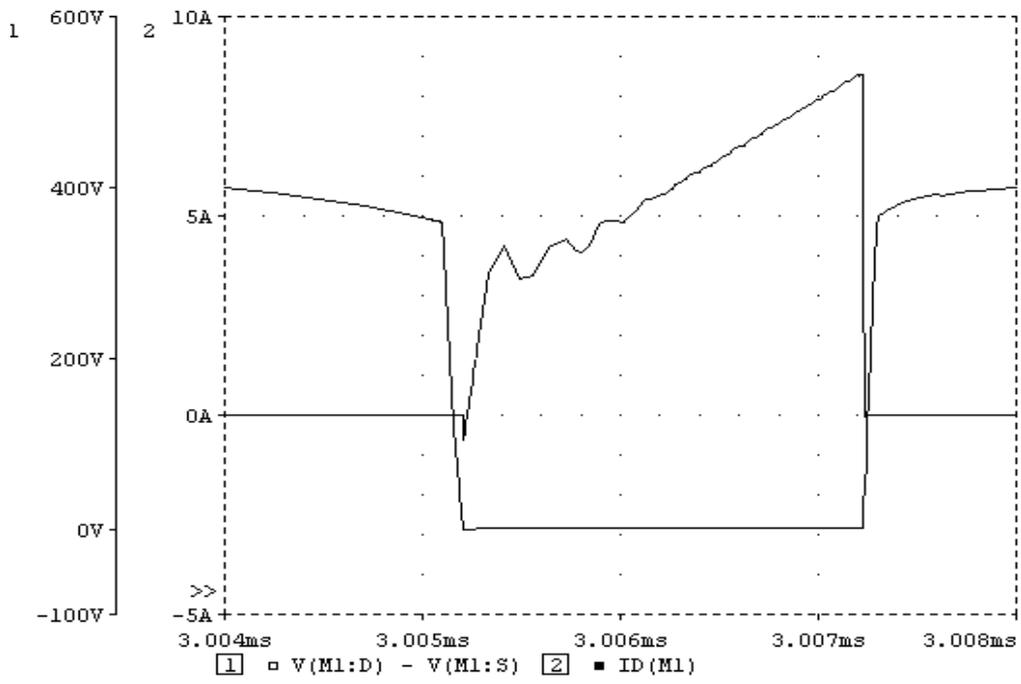
(b) 流經 D_2 的模擬電流波形(半載 250W)

圖 5.10 流經 D_2 的電流波形(半載 250W)

31-May-04
23:55:22



(a) 主開關電壓對電流實測波形(全載 500W)

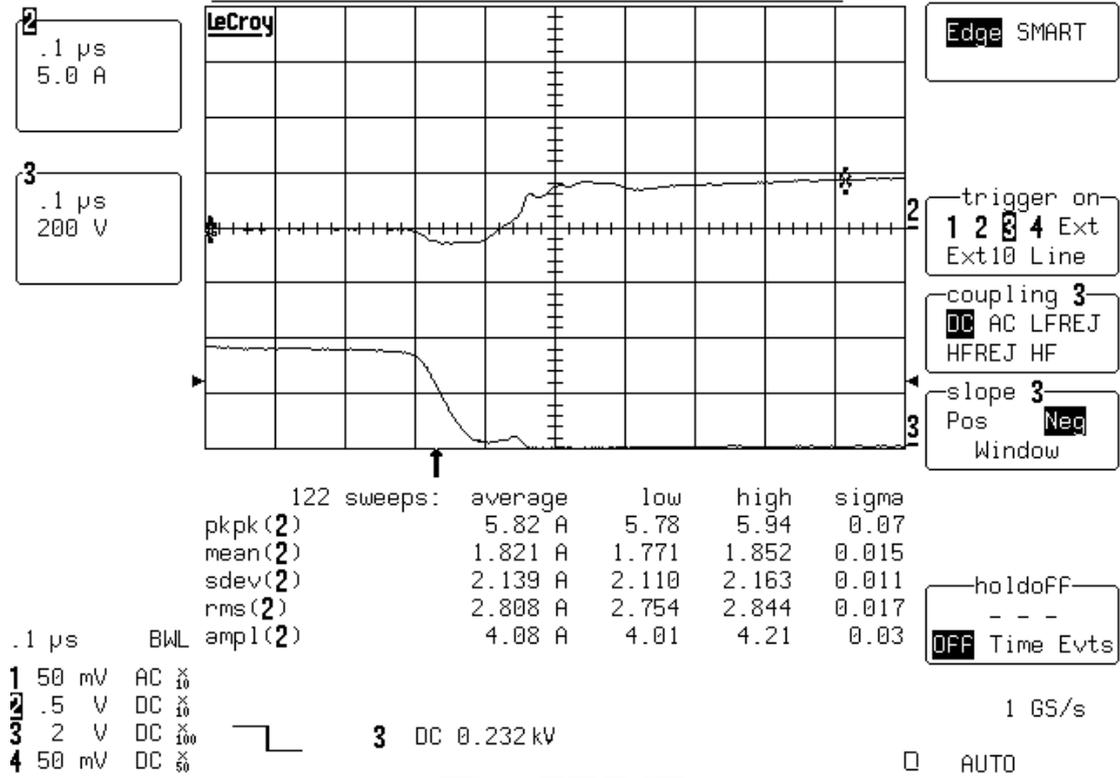


(b) 主開關電壓對電流模擬波形(全載 500W)

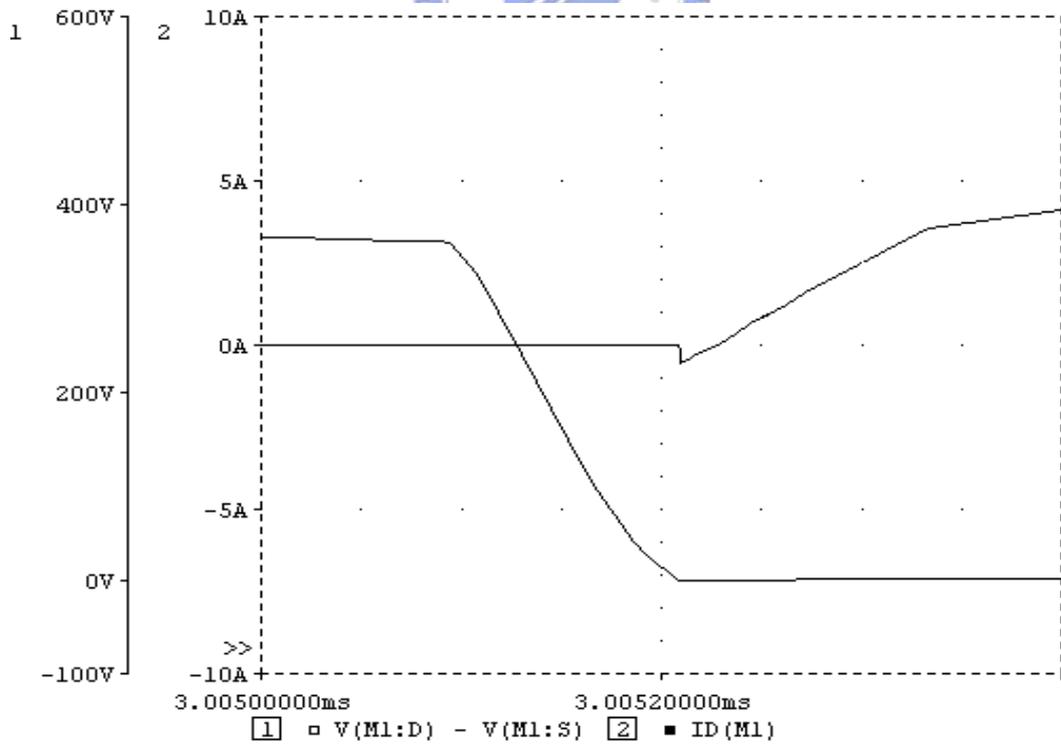
圖 5.11 主開關電壓對電流波形(全載 500W)

31-May-04
23:56:21

TRIGGER SETUP



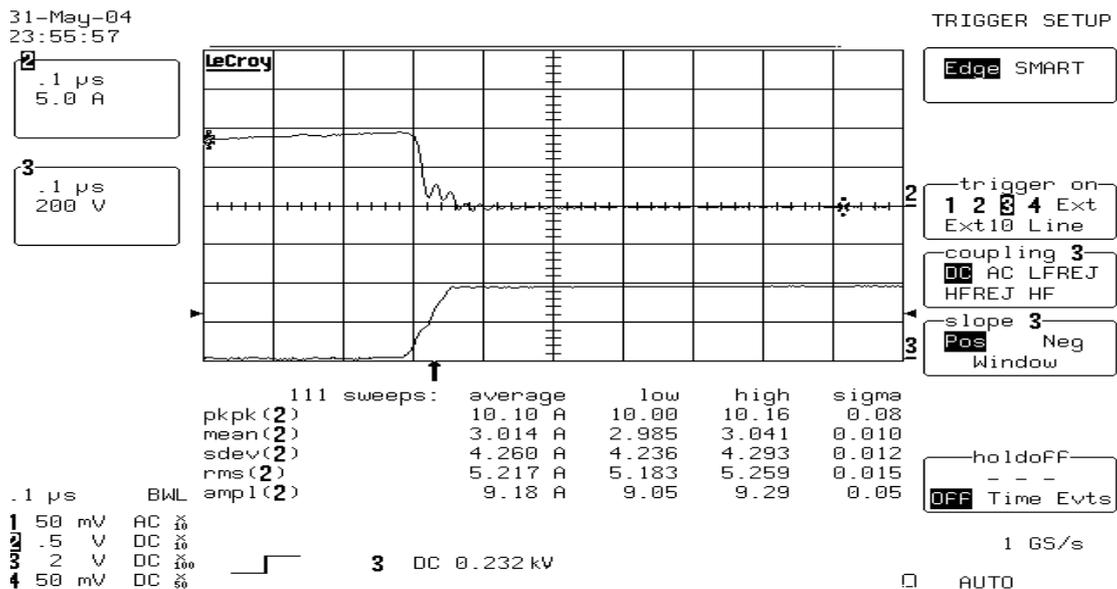
(a) 主開關導通電壓對電流實測波形(全載 500W)



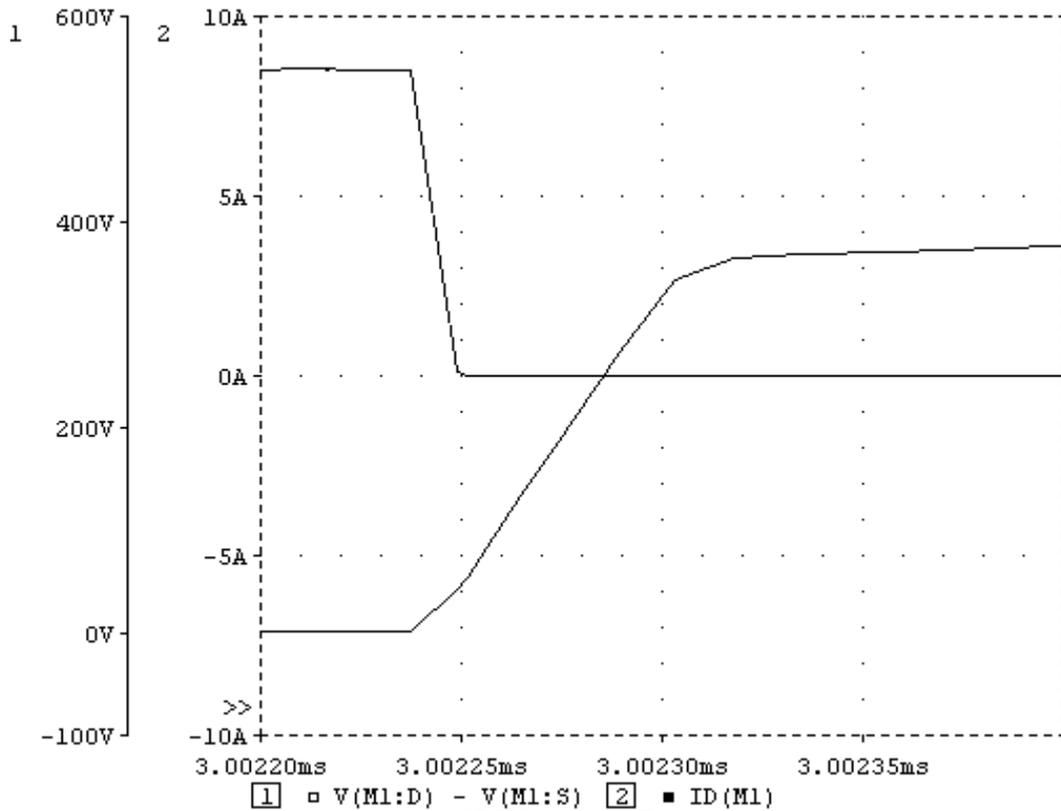
(b) 主開關導通電壓對電流實測波形(全載 500W)

圖 5.12 主開關導通電壓對電流波形(全載 500W)

圖 5.12(a)、圖 5.12(b)是主開關將要進入 ZVS 時段的實測波形及模擬波形。如圖 5.12(a)，主開關電壓一開始從 370V 快速降下，但是在 40V 左右則很緩慢並未完全到零，在圖 5.12(b)則完全到零，其中的差異是模擬線路中開關的極際電容值(C_{oss})是固定的，實際開關的極際電容值是會隨電壓而改變，當電壓大於 100V 時電容值約 200p 左右，50V 時電容值約 1000p 左右，30V 以下時電容值約 2000p 左右，這些數據規格書可查得到(請參考附錄 D)。所以當主開關達到 40V 時極際電容不再是 200p，電容放電速度變慢。如果開關沒有 ZVS 動作時，總極際電容約 500p，充放電所耗費的功率為 $0.5 \times 500p \times (370)^2 / 5\mu = 6.9w$ ，開關電壓在輸入電壓範圍內最高會有 500V，其能量有 $0.5 \times 500p \times (500)^2 / 5\mu = 12.5w$ 會消耗在開關上。如果開關電壓降至 40V 時才導通，則只有 $0.5 \times 1000p \times (40)^2 / 5\mu = 0.16w$ 的小功率會消耗在開關上，這對開關及整體效率已無影響。如果一定要達到完美 ZVS 就需要增加 L_1 與 L_2 的漏感(降低 k_{12})以增加儲能使極際電容可以放電至零，因而 t_1 、 t_2 會變大造成一次側責任週期也會變大迫使箝位電容電壓 V_c 變高，這是不利的影響。

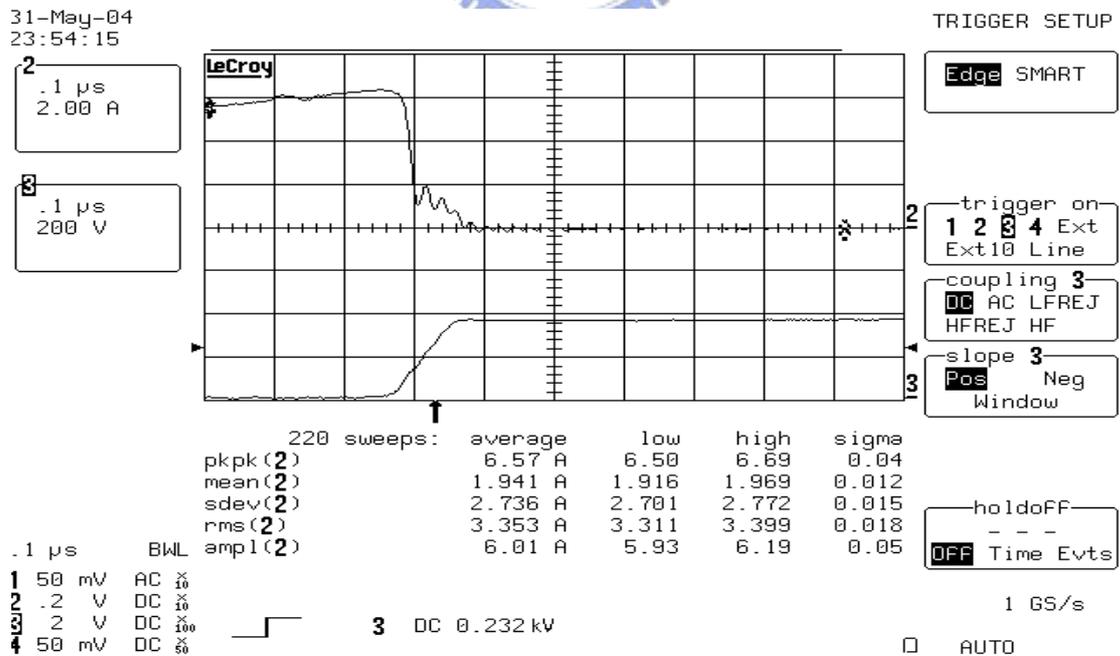


(a) 主開關截止電壓對電流實測波形(全載 500W)

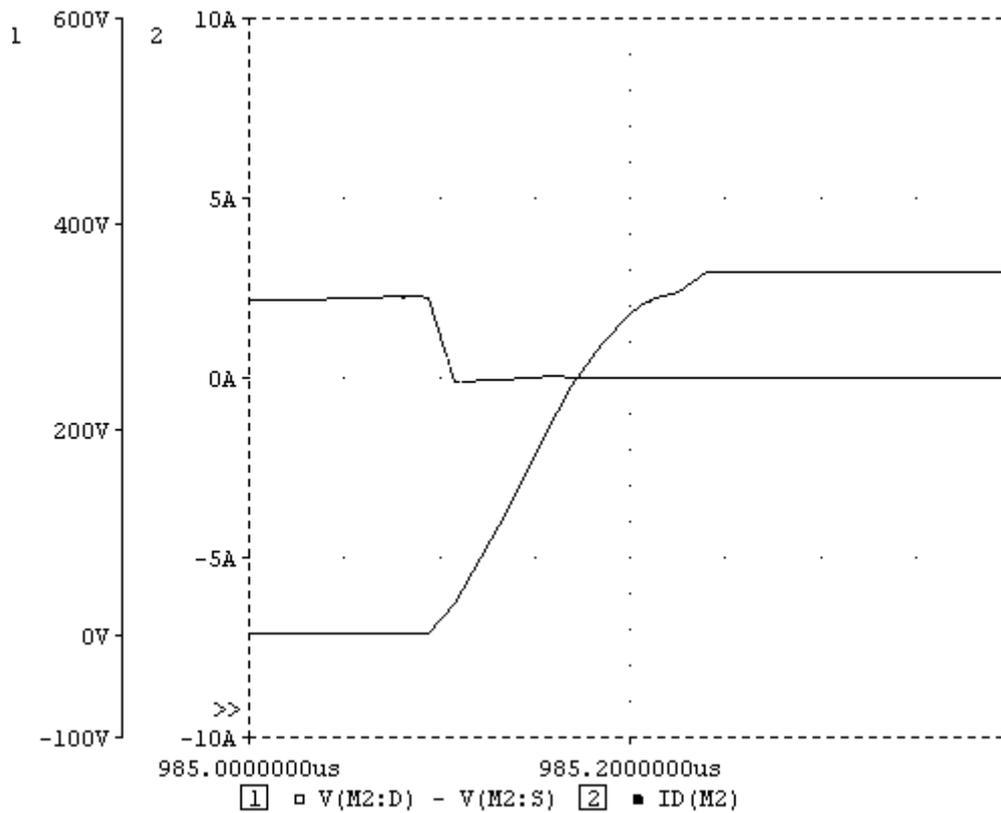


(b) 主開關截止電壓對電流模擬波形(全載 500.W)

圖 5.13 主開關截止電壓對電流波形(全載 500W)



(a) 主開關截止電壓對電流實測波形(半載 250W)



(b) 主開關截止電壓對電流模擬波形(半載 250W)

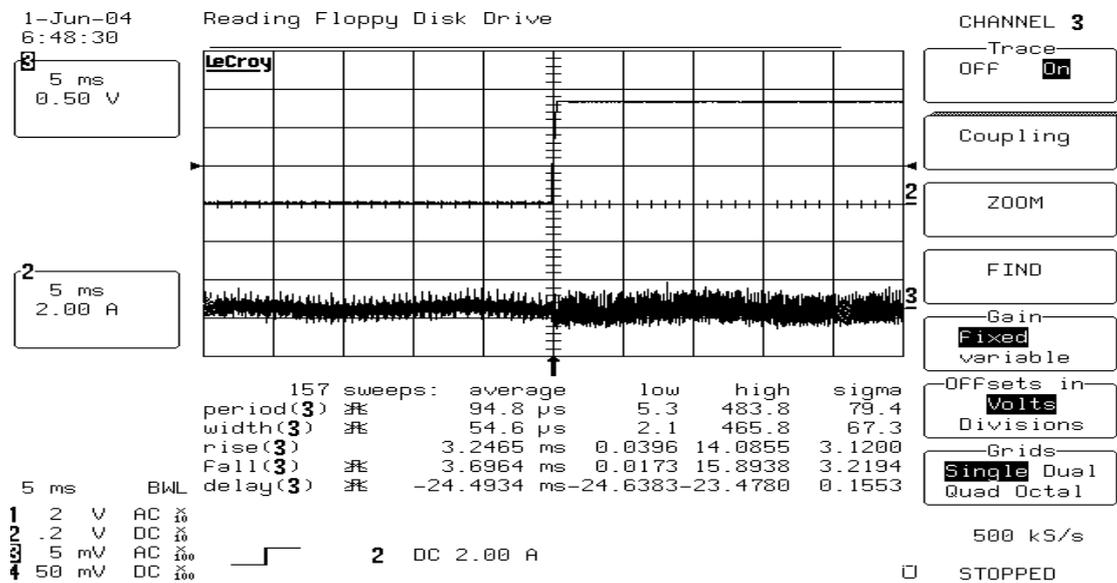
圖 5.14 主開關截止電壓對電流波形(半載 250W)

在圖 5.13(a)中，全載時主開關電壓上升時間約為 0.08μ ，在圖 5.14(a)中，半載時主開關電壓上升時間約為 0.1μ ，與設計值接近。

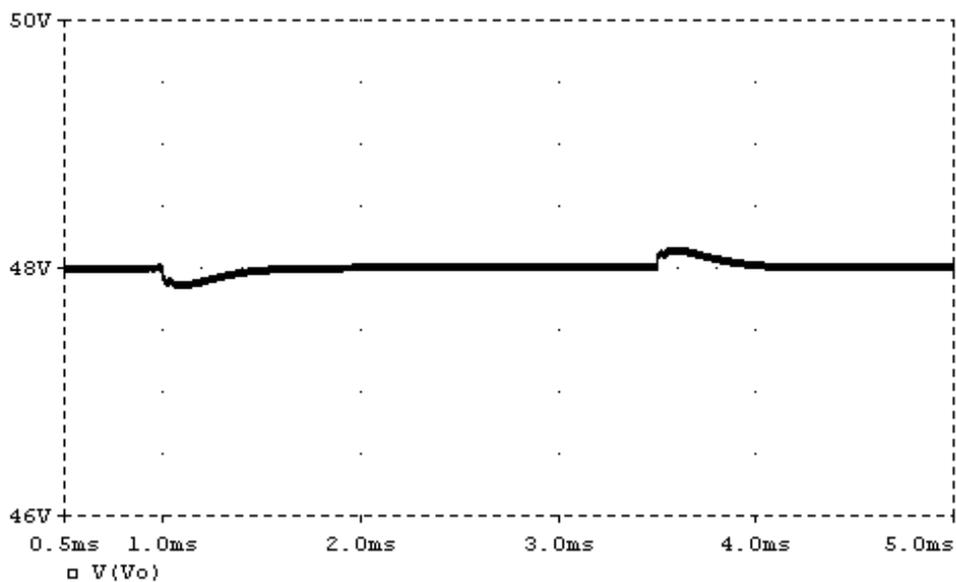
表 5.1 所示為全載的條件下，輸入電壓變化換器實際測得的效率。由表 5.1 所示，可知在本論文設定的輸入規格 150 至 300V 內，轉換器的效率皆達到 90%。

表 5.1 輸入電壓對轉換器的效率

V_{in}	150V	170V	190V	210V	225V	240V	270V	300V
η	90.5%	90.68%	90.95%	91.1%	91.3%	90.75%	90%	90.02%



(a) 半載/全載輸出暫態反應實測波形



(b) 半載/全載輸出暫態反應模擬波形

圖 5.15 半載/全載輸出暫態反應波形

圖 5.15(a)、圖 5.15(b)是實測與模擬的半載/全載暫態反應波形，其反應時間約為 0.5m 秒，幅度約為 0.2V。圖 5.15(a)中因突波大以至於不容易看出反應的波形。

第六章

結論與展望

6.1 結論

經過實作及實驗後獲得一些重要的結果。原先設計未考慮到的問題一一浮現，而這些問題在別種線路架構是不會產生的。本論文的線路架構係採用主動箝位動作的架構，所以會產生箝位電壓 V_c ，此電壓若未妥善處理則會造成主、輔開關同時燒毀的問題。線路一開始只規劃使用一組 18V 電源來供應推動 IC IR2113，原則上 IR2113 需要二組互隔離 18V 的電源各別供應主、輔開關推動輸出級。依照廠商推薦線路高壓端的電源可以由低壓端的電源經一個二極體(D6)及電容(C10)導出如圖 4.9(b)，當主開關(M1)導通時等於接地，電容就可以充電獲得電壓供應高壓端的推動輸出級。當主開關導通時間太短時，電容充電不足，以至於無法推動高壓端的開關，箝位電容只充電卻無法放電，使 V_c 電壓快速上升造成主、輔開關同時崩潰燒毀，此現象發生於開機時。當開機時 UC3842 會有緩啟動的動作責任週期由 0 開始，會使 C10 充電不足。無載時責任週期也會很小，也會造成此問題。因此單一輔助電源的設計不適用於主動箝位的架構。改善方法就是使用二組互相隔離的 18V 輔助電源來工作，問題即迎刃而解。

另一個問題就是當輸入電壓 300V 時，暫態會使責任週期達到 0.9，箝位電壓依計算可到 3000V，所以也會發生開關同時崩潰燒毀的問題。是故必需增加限制責任週期的線路而且最大責任週期需要受到輸入電壓的調變以確保在輸入電壓範圍內不會使箝位電壓超過開關的崩潰電壓。上述二個改善對策完成後在實驗中就不再發生開關同時崩潰燒毀的問題，線路變得穩定。

由於切換頻率很高電路板的走線設計要很小心，儘量短捷以降低電磁干擾以及減少雜散電感以降低突波。電磁干擾如果嚴重的話也會使責任週

期不穩定，造成變壓器有異音。

6.2 展望

在國內此種架構的文獻發表甚少，已有少數國外廠商製造成品。如果上節提及的問題適當的處理，本架構不失為另一種輕巧簡捷直流對直流的功率轉換器，提供給設計者未來發展輕薄短小電源供應器的參考。



參考文獻

- [1] Wei Chen, Guichao Hua, Dan Sable, Fred Lee, "Design of High Efficiency, Low Profile, Low Voltage Converter with Integrated Magnetics," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 911 –917, Feb. 1997.
- [2] Peng Xu, Mao Ye, Pit-Leong Wong, and Fred C. Lee, "Design of 48 V Voltage Regulator Modules With a Novel Integrated Magnetics," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 6, November. 2002.
- [3] Peng Xu, Mao Ye and Fred C. Lee, "Single Magnetic Push-Pull Forward Converter Featuring Built-in Input Filter and Coupled-Inductor Current Doubler for 48V VRM," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 843 -849, March. 2002.
- [4] Lenug-Pong Wong, Yim-Shu Lee, David Ki-Wai Cheng, "A New Approach to the Analysis and Design of Integrated Magnetics," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 1196 -1202, March. 2001.
- [5] Lenug-Pong Wong, Yim-Shu Lee, David Ki-Wai Cheng, "Design, Modeling, and Analysis of Integrated Magnetics for Power Converters," Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 320 -325, June 2000.
- [6] Yim-Shu Lee, Leung-Pong Wong, and David Ki-Wai Cheng, "Simulation and Design of Integrated Magnetics for Power Converters," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39, no. 2, March. 2003.
- [7] Lengnien Hsiu, Arthur F. Witulski, "A Geometrical Core Constant Approach to Integrated Magnetics Design," Power Electronics Congress, pp. 108 –116, Oct. 1995.
- [8] Lengnien Hsiu, Arthur F. Witulski, "A Geometrical Core Constant Approach to

- Integrated Magnetics Design,” Power Electronics Congress, pp. 108 –116, Oct. 1995.
- [9] Lenug-Pong Wong, Yim-Shu Lee, David Ki-Wai Cheng, ”A New Approach to the Analysis and Design of Integrated Magnetics,” Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 1196 -1202, March. 2001.
- [10] Wei Chen, Guichao Hua, Dan Sable, Fred Lee, ”Design of High Efficiency, Low Profile, Low Voltage Converter with Integrated Magnetics,” Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 911 –917, Feb. 1997.
- [11] Peng Xu, Mao Ye, Pit-Leong Wong, and Fred C. Lee, ”Design of 48 V Voltage Regulator Modules With a Novel Integrated Magnetics,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 6, November. 2002.
- [12] Gang Chen, Dehong Xu, Bo Feng, and Yousheng Wang, “A Family of Compound Active-Clamping DC-DC Converters,” IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 850 -856 , March. 2002.
- [13] 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, Sept. 2001.
- [14] Cláudio Manoel C. Duarte, Ivo Barbi, ”An Improved Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters,” IEEE transactions on power electronics, vol. 17, no. 1, January. 2002.
- [15] J. A. Cobos, O. Garcia, J. Uceda, J. Sebastian* and E. de la Cruz**, ”Peak Current Mode Control Applied to the Forward Converter with Active Clamp Circuit,” Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, Vol. 1, pp. 45 -51, May. 1998.
- [16] Qiong Li, Fred C. Lee, ”Design Consideration of the Active Clamp Forward

Converter with Current Mode Control During Large Signal Transient,” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000, vol. 2, pp. 966 -972 , Feb. 2000.

[17] Qiong Li, Fred 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, March.1999.

[18] Yasunori Hakoda, Tamotsu Ninomiya, Masahito Shoyama, Takayoshi Hashimoto, ”Effect of Clamp Capacitor on the Stability of Active Clamp DC-DC Converters,” Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 355 -361, May. 1998.

[19] Qiong M. Li, Fred C. Lee and Milan M. Jovanovic, ”Large-Signal Transient Analysis of Forward Converter With Active-Clamp Reset,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 1, January. 2002.

[20] HughHildreth Skilling, “Electrical Engineering Circuits,” 2nded, p.330-348, 1965.

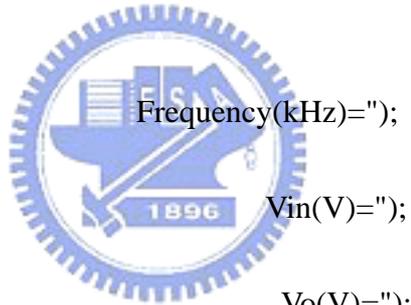
[21] TDK, Ferrite for Switching Power Supplies, Data sheet, 2004.

附錄[A] 整合電感器計算程式

```

#include <stdio.h>
#include<math.h>
main()
{ double  Freq,Vin,Vo,Io,Dutyin,Alpha,Co1,Co2,L1,L2,L3,K12,K13,K23,n;
  double
Arg,T,Vc,M,L3k,Cx,m11,m21,m31,m12,m22,m32,m13,m23,m33,m14,m24;
  double  m34,Cy,Cz,C1,C2,C3,C4,C5,C6,C7,C8,C9,C10,C11,C12,C13,C14,C15;
  double  C16,C17,C18,C19,C20,C21,C22,C23,C24,C25,C26,a,b,c,D,X,X1,X2,tc;
  double  t1,t2,I1,I2,I3,I4,Ia,Ib,Ic,Id,Vx,Deff,Ix,Ts,Tf,Tx,Vds;
  double  td,t0,Idc;
  int Flag,I,J;
labe0:
  clrscr();
  printf("\n");
  printf("
Frequency(kHz)=");
  scanf("%lf",&Freq);
  printf("
Vin(V)=");
  scanf("%lf",&Vin);
  printf("
Vo(V)=");
  scanf("%lf",&Vo);
  printf("
Io(A)=");
  scanf("%lf",&Io);
  printf("
Duty=");
  scanf("%lf",&Dutyin);
  printf("
Alpha(A)=");
  scanf("%lf",&Alpha);
  printf("
Coss1(pF)=");
  scanf("%lf",&Co1);
  printf("
Coss2(pF)=");
  scanf("%lf",&Co2);
  printf("\n");
  printf("
L1(uH)=");
  scanf("%lf",&L1);
  printf("
K12=");

```



```

scanf("%lf",&K12);
Co1=Co1*1e-12;
Co2=Co2*1e-12;
T=1e-3/Freq;
L1=1e-6*L1;
n=Dutyin*Vin/Vo;
M=K12*L1/n;
L2=L1/(n*n);
L3k=(Vin/n-Vo)*Dutyin*T/2/Alpha;
L3=L3k+M/n;
K13=M/sqrt(L1*L3/K12);
K23=M/n/sqrt(L2*L3/K12);
Flag=0;
Vc=Vin/(1-Dutyin);
Label:
Cx=L1*L3*(1-K12*K12-K23*K23-K13*K13+2*K12*K13*K23);
m11=(L3*(1-K23*K23)*Vin-sqrt(L1*L3)*(K13-K12*K23)*Vo)/Cx;

m21=L3*sqrt(L1*L2)*(K12-K13*K23)*Vin+L1*sqrt(L2*L3)*(K23-K12*K13)*Vo;
m21=m21/Cx/L2;
m31=(sqrt(L1*L3)*(K13-K12*K23)*Vin-L1*(1-K12*K12)*Vo)/Cx;
Cy=L1*L3*(1-K13*K13);
m12=(L3*Vin-sqrt(L1*L3)*K13*Vo)/Cy;
m32=(sqrt(L1*L3)*K13*Vin-L1*Vo)/Cy;
m13=(L3*(1-K23*K23)*(Vin-Vc)-sqrt(L1*L3)*(K13-K12*K23)*Vo)/Cx;

m23=L3*sqrt(L1*L2)*(K12-K13*K23)*(Vin-Vc)+L1*sqrt(L2*L3)*(K23-K12*K13)
*Vo;
m23=m23/Cx/L2;
m33=(sqrt(L1*L3)*(K13-K12*K23)*(Vin-Vc)-L1*(1-K12*K12)*Vo)/Cx;

Cz=L1*(L2+L3-2*K23*sqrt(L2*L3))-pow(K12*sqrt(L1*L2)-K13*sqrt(L1*L3),2);
m14=(L2+L3-2*K23*sqrt(L2*L3))*(Vin-Vc);
m14=(m14+(K12*sqrt(L1*L2)-K13*sqrt(L1*L3))*Vo)/Cz;
m34=(-(K12*sqrt(L1*L2)-K13*sqrt(L1*L3))*(Vin-Vc)-L1*Vo)/Cz;
C1=(m21+m31)/m21;
C2=m32;
C3=m23*(m21+m31)/m21/(m23+m33);

```

```

C4=m23*m32/(m23+m33);
Cx=-m21*m33+m21*m34+m31*m34-m33*m34-m23*m34+m23*m31;
C5=m21*(m23*m32+m32*m34-m33*m34-m23*m34)/Cx;
C6=m21*m34*T*(m23+m33)/Cx;
C8=-(m21+m31)/m21/(m23+m33);
C9=-m32/(m23+m33);
C10=C8*(C1-1)+(C1-C3)/m21;
C11=-C4/m21+C9*(C1-1)+C2*C8+2*C1-C3-1;
C12=C2*C9+C2-C4;
C13=T*(C3+1);
C14=T*C4;
C15=-2*T*Io;
a=C10*C5*C5-C5*C11+C12;
b=2*C5*C6*C10-C6*C11-C5*C13+C14;
c=C15+C6*C6*C10-C6*C13;
D=b*b-4*a*c;
if (D<0) goto labe5;
if (a==0 && b==0) goto labe5;
if (a==0 && (b>0 || b<0))
    {
        X=-c/b;
        goto labe3;
    }
D=sqrt(D);
X1=(-b-D)/2/a;
X2=(-b+D)/2/a;
if (X2<T) goto labe2;
if (X1>=T || X1<0) goto labe5;
    else {
        X=X1;
        goto labe4;
    }
labe2:
    if (X2<0) goto labe5;
    if (X1>0) X=X1;
    else X=X2;
    goto labe4;
labe3:

```



```

if (X<=0 || X>=T) goto labe5;
labe4:
tc=X;
I1=-C6-C5*tc;
t1=I1/m21;
if (t1<=0) goto labe5;
if (t1>=0.2*T && X2>=T) goto labe5;
if (t1>=0.2*T && Flag==0)
{
X=X2;
Flag=1;
goto labe4;
}
if (t1>=0.2*T)
{
Flag=0;
goto labe5;
}
if (t1<=0) goto labe5;
Flag=0;
D=(t1+tc)/T;
if (D>=1) goto labe5;
Vx=Vin/(1-D);
if (fabs(Vx-Vc)/Vx<0.001)
{
Vc=Vx;
goto labe6;
}
labe5:
if (Vx>Vc) Vc=Vc*1.001;
else Vc=Vc*0.999;
goto Label1;
labe6:
I2=I1+m31*t1;
I3=I2+m32*tc;
t2=C8*I1+C9*tc;
I4=I3+m33*t2;
Deff=tc/T;

```



```

Ix=(m12-m11)*t1*tc/2/T+(m13-m11)*t1*t2/2/T+(m13-m12)*t2*tc/2/T-m11*t1/2;
Ix=Ix-m12*tc/2-m13*t2/2;
Ia=Vo*Io/Vin+Ix;
Ib=Ia+m11*t1;
Ic=Ib+m12*tc;
Id=Ic+m13*t2;
m24=-m34;
D=(t1+tc)/T;
C16=L2+L3-2*sqrt(L2*L3)*K23;
C17=Ia*L1*C16-I1*(L2+L3)*(sqrt(L1*L2)*K12-sqrt(L1*L3)*K13);
C18=(Vin-Vc)*C16+Vo*(sqrt(L1*L2)*K12-sqrt(L1*L3)*K13);
C19=(Co1+Co2)*(L1*C16-pow(sqrt(L1*L2)*K12-sqrt(L1*L3)*K13,2));
C20=C17/C19;
C21=C18/C17;
C22=C16/C19;
C23=C20*C21/C22;
C24=C20*sqrt(1/C22+C21/C22*C21/C22);
C25=sqrt(C22);
Arg=C21/C25;
C26=atan(Arg);
Ts=1e-8;
Tf=2e-10;
for (I=1;I<=100;I++)
    {
        Tx=Ts*I;
        Vds=C23+Vc+C24*sin(C25*Tx-C26);
        if (Vds<0) goto labe7;
    }
labe7:
    J=1;
Labe8:
    Tx=Tx-Tf*J;
    Vds=C23+Vc+C24*sin(C25*Tx-C26);
    if (Vds<0)
        {
            J++;
            goto Labe8;
        }

```



```

td=Tx;
t0=-Ia/m11;
Idc=(Ib-I2/n)/2+(Ic-I3/n)/2;
L2=L2/1e-6;L3=L3/1e-6;L3k=L3k/1e-6;m11=m11/1e6;m12=m12/1e6;
m13=m13/1e6;m14=m14/1e6;m21=m21/1e6;m22=m22/1e6;m23=m23/1e6;
m24=m24/1e6;m31=m31/1e6;m32=m32/1e6;m33=m33/1e6;m34=m34/1e6;
t1=t1/1e-6;tc=tc/1e-6;t2=t2/1e-6;td=td/1e-6;t0=t0/1e-6;

```

```

printf("                                L2(uH)=%-4.1f\n",L2);
printf("                                L3k(uH)=%-4.1f\n",L3k);
printf("                                L3(uH)=%-4.1f\n",L3);
printf("                                k13=%-5.4f\n",K13);
printf("                                k23=%-5.4f\n",K23);
printf("                                n=%-4.3f\n\n",n);
printf("    m11=%3.2e    m12=%3.2e    ",m11,m12);
printf("    m13=%3.2e    m14=%3.2e\n",m13,m14);
printf("    m21=%3.2e    m22=%3.2e    ",m21,m22);
printf("    m23=%3.2e    m24=%3.2e\n",m23,m24);
printf("    m31=%3.2e    m32=%3.2e    ",m31,m32);
printf("    m33=%3.2e    m34=%3.2e\n",m33,m34);
printf("    t1=%3.2e    tc=%3.2e    ",t1,tc);
printf("    t2=%3.2e    td=%3.2e\n",t2,td);
printf("    I1=%3.2e    I2=%3.2e    ",I1,I2);
printf("    I3=%3.2e    I4=%3.2e\n",I3,I4);
printf("    Ia=%3.2e    Ib=%3.2e    ",Ia,Ib);
printf("    Ic=%3.2e    Id=%3.2e\n",Ic,Id);
printf("    Ix=%3.2e    Deff=%3.2e    ",Ix,Deff);
printf("    D=%3.2e    Vc=%3.2e\n",D,Vc);
printf("    t0=%3.2e    \n\n\n",t0);
printf("    ***** unit
*****\n\n");
printf("                                mij: A/us\n");
printf("    I1,I2,I3,I4,Ia,Ib,Ic,Id,Ix: A\n");
printf("    t1,tc,t2,td,t0: us\n");
printf("    Vc: V\n");
getche();
goto labe0;
}

```

附錄[B] 簡化公式推導

由(4.6)、(4.7)代入(3.26)、(3.27)、(3.38)、(3.39) 可知 m_{11} 、 m_{13} 、 m_{21} 、 m_{23}

趨近無限大，如圖 3.5 知 $t_1 = 0$ 、 $t_2 = 0$ ，因此得知 $I_1 \doteq I_2$ 、 $I_3 \doteq I_4$ 。

$$I_o = \frac{I_1 + I_4}{2} \quad (\text{b.1})$$

$$V_o = \frac{V_{in} t_c}{nT} \quad (\text{b.2})$$

由(3.67)得

$$m_{11} t_1 = I_b - I_a = I_1 / n \quad (\text{b.3})$$

由(3.68) - (3.69) 得

$$-m_{13} t_2 = I_c - I_d = I_4 / n \quad (\text{b.4})$$

由 $t_1 = 0$ 、 $t_2 = 0$ 、(b.3)、(b.4)代入(3.72)可得

$$I_x \doteq -\frac{(I_b - I_a)(1 + t_c / T)}{2} - \frac{(I_d - I_c)(1 - t_c / T)}{2} - \frac{m_{12} t_c}{2} \quad (\text{b.5})$$

由(b.1)、(b.2)、(b.3)、(b.4)、(b.5)代入(3.71)可得

$$I_a \doteq \frac{\alpha}{n} I_o - \frac{(L_3 V_{in} - \sqrt{L_1 L_3} k_{13} V_o) t_c}{2 L_1 L_3 (1 - k_{13}^2)} \quad (\text{b.6})$$

由(2.63)、(2.67)可知

$$M_{13} = M_{31} = \frac{N_1 N_3}{R_m // R_2 + R_1} \times \frac{R_2}{R_m + R_2} \quad (\text{b.7})$$

由(2.75)可知

$$M_{23} = M_{32} = \frac{N_2 N_3}{R_m // R_2 + R_1} \times \frac{R_2}{R_m + R_2} \quad (\text{b.8})$$

由(2.63)、(2.67)的互感推導觀念可知

$$M_{12} = M_{21} = \frac{N_1 N_2}{R_m // R_2 + R_1} \quad (\text{b.9})$$

由鐵心型號 TDK PCEE47 的參數規格計算得 $R_2 = 160R_m$ ，因此令

$M_{13} = M$ ，由(b.7)、(b.8)、(b.9)可得

$$M_{12} = M_{13} = nM_{23} = M \quad (\text{b.10})$$

由(4.3)、(4.4)、(4.5)、(b.10) 代入(3.76)至(3.82)及(3.85)至(3.88)得到

$$C_{16} = L_{3k} \quad (\text{b.11})$$

$$C_{17} = L_{3k} L_1 I_a \quad (\text{b.12})$$

$$C_{18} = L_{3k} (V_{in} - V_c) \quad (\text{b.13})$$

$$C_{19} = L_{3k} L_1 C \quad (\text{b.14})$$

$$C_{20} = I_a / C \quad (\text{b.15})$$

$$C_{21} = \frac{V_{in} - V_c}{I_a L_1} \quad (\text{b.16})$$

$$C_{22} = \frac{1}{L_1 C} \quad (\text{b.17})$$

$$C_{23} = V_{in} - V_c \quad (\text{b.18})$$

$$C_{24} = \frac{I_a}{C} \sqrt{L_1 C + \left[\frac{(V_{in} - V_c) C}{I_a} \right]^2} \quad (\text{b.19})$$

$$C_{25} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (\text{b.20})$$

$$C_{26} = \tan^{-1} \frac{(V_{in} - V_c) \sqrt{L_1 C}}{I_a L_1} \quad (\text{b.21})$$

其中 $C = C_{o1} + C_{o2}$ ， C_{o1} 、 C_{o2} 為主開關和輔助開關的極際電容，由(b.11)至

(b.21)代入(3.84)可得到主開關電壓方程式如下；

$$V_{ds}(t) \doteq V_{in} + I_a \sqrt{\frac{L_1}{C} + \frac{(V_{in} - V_c)^2}{I_a^2}} \sin\left\{\frac{t}{\sqrt{L_1 C}} - \tan^{-1}\left[\frac{(V_{in} - V_c) \sqrt{C}}{I_a \sqrt{L_1}}\right]\right\} \quad (\text{b.22})$$



附錄[C] 線徑表

Diameter (mm)	Cmil	450 Cmil/A	$\mu\Omega/cm$
1.50	3,487	7.75	97.6
1.40	3,038	6.75	112.0
1.30	2,619	5.82	129.9
1.20	2,232	4.96	152.4
1.10	1,875	4.17	181.4
1.00	1,550	3.44	219.5
0.95	1,399	3.11	243.2
0.90	1,255	2.79	271.0
0.85	1,120	2.49	303.8
0.80	992	2.20	343.0
0.75	872	1.94	390.2
0.70	759	1.69	448.0
0.65	655	1.46	519.5
0.60	558	1.24	609.7



附錄[D] 開關電壓對極際電容圖

21 Typ. capacitances

$$C = f(V_{DS})$$

parameter: $V_{GS}=0V$, $f=1\text{ MHz}$

