

私立中原大學 電機工程學系 碩士學位論文

應用於感應加熱的負載串聯共振電壓型反
流器設計與研製

**Design and Implementation of Voltage-Fed
Load Series Resonant Inverter for Induction
Heating System**

指導教授：何金滿
研 究 生：許國展

中華民國九十一年六月

摘 要

感應加熱技術是二十世紀初才開始應用於工業界，由於它具有加熱速度快、安全性高、產品質量好、幾乎無環境污染等許多優點，而得到迅速的發展。另一方面，隨著半導體元件製作技術的進步，反流器上的功率開關能夠操作在更高頻率的範圍，使得高頻感應加熱裝置具備了輕、薄、短、小、效率高的特色。

本論文的主要目標在建立一個以單晶片TMS320C240微處理器為基礎的數位化高頻感應加熱器。此數位化高頻感應加熱器已將切換頻率提高至70kHz，減短加熱過程所需的時間，並使用零電壓切換相移式脈波寬度調變技術，降低功率開關元件之切換損失、切換應力及電磁干擾。有鑑於加工物件在加熱過程中，其本身的電氣特性會隨之而改變，致使共振頻率亦隨著加熱時溫度之變化而變動。所以利用變頻控制技術來使驅動頻率追隨共振頻率，促使系統在運轉時的效率隨時保持於最佳狀態。同時，為了能夠調整輸出功率，乃藉由相移脈波寬度調變控制技術來改變輸出電壓的工作週期，來達成此一目標。

最後，將對加熱時產生的負載參數變化現象以及在負載變動下反流器的運轉性能等進行實際的量測及探討，並驗證此零電壓切換技術的確提高了系統的整體效率。

Abstract

Since the early twentieth century, induction heating have been widely used and rapidly developed in the industrial applications because of their distinctive advantages such as high-speed heating, safety, high products quality, cleanliness, and etc.. In addition to this, with tremendous advance in the latest power semiconductor devices permitting switches of inverters to operate under high frequencies, the induction heating systems have become lighter, compacter, and more effiience.

The main purpose of this study is to investigate the application of a single chip, TMS320C240, microprocessor to a fully digital high frequency induction heating system. By using the phase-shifted full-bridge zero-voltage-switched PWM technique, this system can reduce switching loss, component stress, and electromagnetic interference of power semiconductor devices. In induction heating applications, because the electrical characteristics of the workpieces will change in the processing, the circuit resonant frequency must be changed in accordance. Hence, the variable frequency control technique is used for tracking the resonant frequency to keep the system operating at the optimal condition. The phase-shift Pulse-Width-Modulated (PWM) is used for regulating the duty-cycle to control the output power.

Finally, the efficiency of this heater are measured and analyzed under load variations. Experimental results show that the ZVS PWM technique can improve the efficiency of this system.

誌 謝

首先作者深深的感謝指導教授 何金滿老師兩年的耐心指導、鼓勵與熱心的幫助，無論在學業或是處事方面受益良多，使得論文得以順利完成，在此獻上無限的敬意。並且也衷心感謝清華大學 潘晴財教授、台灣大學 陳秋麟教授對本論文提供寶貴意見與指正，使得其內容能夠更加嚴謹。

在電學802實驗室的六百多個日子裡，賜教於諸位學長頗多，特別感鄭一峰、裕傑、恆生、智偉、文漢等學長、同窗，以及卓盛、凱宏、耀仁、濬偉諸學弟生活上的照顧與扶持。

最後，僅以本論文獻給最敬愛的祖母許張僅女士、父親許欣一、母親曾秀苗女士、大姊倩燕、二姊國芳、女友靜美以及所有關愛我的家人、親友，感謝他們的支持與鼓勵。今天的成果，處處充滿著關愛與期待，願您們與我分享這份喜悅與榮耀。

目 錄

中文摘要.....	2
英文摘要.....	3
誌謝.....	4
目錄.....	5
表目錄.....	9
圖目錄.....	10

第一章 緒 論

1.1 研究背景及動機.....	15
1.2 研究內容.....	16
1.3 研究貢獻.....	16
1.4 論文架構.....	17

第二章 感應加熱系統理論基礎與負載特性分析

2.1 基本原理.....	19
2.2 感應加熱系統之設計考量.....	21
2.2.1 系統頻率與功率.....	21
2.2.2 加工物件上的電阻係數.....	25
2.2.3 加工物件上的相對導磁係數.....	27
2.2.4 溫度分佈.....	29
2.2.5 加熱時間.....	30
2.3 加熱線圈之型式.....	31

2.4 電磁效應.....	34
2.5 焦耳效應.....	40
2.6 加熱負載參數模型.....	42
2.7 感應加熱之優點與應用.....	44

第三章 全橋相移式零電壓轉換器簡介

3.1 柔性切換技術簡介.....	47
3.2 主電路架構.....	48
3.3 電路動作原理.....	50
3.3.1 切換週期等效回路分析.....	51
3.3.2 共振週期能量分析.....	60

第四章 高頻感應加熱系統硬體與軟體之設計

4.1 高頻感應加熱器電路架構.....	62
4.2 EMI濾波器設計.....	63
4.3 整流器與濾波電容器的選取.....	65
4.3.1 整流器的選取.....	65
4.3.2 濾波電容器的選取.....	65
4.4 開關功率元件的選取.....	66
4.5 MOSFET開關保護電路.....	67
4.6 驅動與隔離電路.....	72
4.7 相移電路.....	73
4.8 匹配變壓器之設計.....	76
4.9 加熱線圈之設計.....	78

4.10	諧振電容之設計.....	79
4.11	TMS320C240數位信號處理器簡介.....	80
4.12	系統控制電路之設計與分析.....	83
4.13	保護電路之設計.....	86
4.13.1	過電壓保護.....	86
4.13.2	過電流保護.....	87
4.14	功率與頻率控制方法.....	87
4.14.1	數位PID控制器.....	88
4.14.2	電流回授電路.....	90
4.14.3	頻率回授電路.....	91
4.15	軟體規劃與設計.....	91
4.15.1	加熱系統主程式.....	92
4.15.2	DSP中斷副程式.....	93

第五章 實驗結果討論

5.1	驅動信號之量測.....	95
5.2	柔切性能之量測.....	96
5.3	相移之量測.....	101
5.4	匹配變壓器一、二次側電壓、電流的量測....	101
5.5	負載共振頻率的量測.....	105
5.6	加熱時間的量測.....	105
5.7	負載參數條件變動下的量測.....	107
5.8	實體照片圖.....	109

第六章 結論與展望.....117
參考文獻.....119



表 目 錄

表2.1 感應加熱頻率之選擇.....	24
表2.2 不同加工物 r 、 ∂ 與熔點大小.....	26
表2.3 常見的加熱線線圈特色與用途.....	34
表4.1 IXFH 26N50Q規格表.....	67
表4.2 TMS320C240各元件及其週邊之性能表.....	82
表5.1 感應加熱系統操作在不同輸出功率時之整體效率..	107



圖目錄

圖2.1 感應加熱器基本原理及架構方塊圖.....	20
圖2.2 圓柱內電流分佈.....	20
圖2.3 溫度變化下的電阻係數.....	26
圖2.4 鐵的 m_r 與溫度之關係.....	27
圖2.5 磁化強度與溫度之關係.....	28
圖2.6 表面硬化感應加熱工作曲線.....	30
圖2.7 圓柱體在螺旋狀的感應線圈中的縱向磁通加熱.....	31
圖2.8 圓柱體在橢圓形的感應線圈中的橫向磁通加熱.....	31
圖2.9 常見的加熱線圈型態.....	33
圖2.10 加熱物件受集膚效應而導致的感應電流及功率之分佈.....	36
圖2.11 在扁平的加熱物上的鄰近效應.....	37
圖2.12 在平行的匯流板上的鄰近效應.....	37
圖2.13 磁場集中效應.....	39
圖2.14 由於工件和線圈的末端效應所導致的功率分佈.....	40
圖2.15 磁滯曲線.....	40
圖2.16 鐵損與加熱頻率之關係.....	42
圖2.17 加熱負載之參數模型.....	43
圖2.18 感應加熱之應用.....	46
圖3.1 功率元件切換現象.....	47
圖3.2 全橋相移式零電壓切換轉換器基本電路架構圖.....	49
圖3.3 開關控制信號時序圖及變壓器一次側電壓、電流波	

形圖.....	49
圖3.4 $t_0\sim t_1$ 導通電流路徑.....	51
圖3.5 $t_0\sim t_1$ 等效電路圖.....	52
圖3.6 $t_1\sim t_2$ 導通電流路徑.....	53
圖3.7 $t_1\sim t_2$ 等效電路圖.....	54
圖3.8 $t_2\sim t_3$ 導通電流路徑.....	55
圖3.9 $t_2\sim t_3$ 等效電路圖.....	55
圖3.10 $t_3\sim t_4$ 導通電流路徑.....	57
圖3.11 $t_3\sim t_4$ 等效電路圖.....	58
圖3.12 $t_4\sim t_5$ 導通電流路徑.....	58
圖3.13 $t_4\sim t_5$ 等效電路圖.....	59
圖4.1 高頻感應加熱系統方塊圖.....	62
圖4.2 感應加熱系統之電路架構.....	63
圖4.3 EMI 濾波器電路.....	64
圖4.4 MOSFET的turn off特性曲線.....	68
圖4.5 MOSFET本身含有積體轉換二極體可做為開關使用	68
圖4.6 驅動隔離電路.....	72
圖4.7 驅動功率晶體獨立電源.....	72
圖4.8 74164構造圖.....	74
圖4.9 74164移位暫存器時序圖.....	74
圖4.10 相移電路接線圖.....	76
圖2.11 圓桶形螺旋線圈圖.....	79
圖4.12 C240數位信號處理器的的內部結構圖.....	81

圖4.13	控制電路方塊圖.....	83
圖4.14	控制電路之降壓電路.....	84
圖4.15	控制電路之信號準位調整電路.....	84
圖4.16	控制電路之過電壓保護電路.....	85
圖4.17	零交越電路.....	85
圖4.18	過電壓保護電路.....	86
圖4.19	過電流保護電路.....	87
圖4.20	類比控制器數位化示意圖.....	89
圖4.21	電流控制方塊圖.....	90
圖4.22	頻率控制方塊圖.....	91
圖4.23	加熱系統主程式流程圖.....	92
圖4.24	中斷副程式流程圖.....	94
圖5.1	TMS 320C240 DSP之輸出PWM波形.....	95
圖5.2	MOSFET驅動信號.....	96
圖5.3	開關Q1零電壓切換現象.....	97
圖5.4	開關Q1電流波形Id.....	97
圖5.5	開關Q1電流波形Id.....	98
圖5.6	開關Q2零電壓切換現象.....	98
圖5.7	開關Q3零電壓切換現象.....	99
圖5.8	開關Q3電流波形Id.....	99
圖5.9	開關Q3電流波形Id.....	100
圖5.10	開關Q4零電壓切換現象.....	100
圖5.11	相移角度約為50度之驅動信號V _{gs} 波形.....	101
圖5.12	相移角度約為50度之輸出電壓波形.....	101

圖5.13	相移角度約為70度之驅動信號V _{gs} 波形.....	102
圖5.14	相移角度約為70度之輸出電壓波形.....	102
圖5.15	變壓器一次側電壓、電流波形.....	103
圖5.16	變壓器一次側電壓、電流波形.....	103
圖5.17	變壓器一次側電壓、電流波形.....	104
圖5.18	感應加熱線圈兩端電壓、電流波形.....	104
圖5.19	感應加熱系統中，共振頻率之變化.....	105
圖5.20	加熱時間曲線圖.....	106
圖5.21	溫度變動下，負載等效電感之變化情形.....	107
圖5.22	溫度變動下，負載等效電阻之變化情形.....	107
圖5.23	完整實體圖.....	109
圖5.24	0 280V/15A自耦變壓器實體圖.....	109
圖5.25	EMI濾波器實體圖.....	110
圖5.26	濾波電路實體圖.....	110
圖5.27	四組獨立電源實體圖.....	111
圖5.28	DSP數位信號處理器實體圖.....	111
圖5.29	相移、驅動與切換關關實體圖.....	112
圖5.30	隔離直流電容與匹配變壓器實體圖.....	112
圖5.31	迴授電路實體圖.....	113
圖5.32	共振電容實體圖.....	113
圖5.33	加熱線圈與冷卻管實體圖.....	114
圖5.34	加熱線圈與加工物件實體圖.....	114
圖5.35	加熱線圈與加工物件實體圖實.....	115
圖5.36	加熱線圈與加工物件實體圖.....	115

圖5.37加熱線圈與加工物件實體圖.....116

圖5.38 霍爾元件實體圖.....116



第一章 緒 論

1.1 研究背景及動機

在十九世紀末，感應加熱技術僅是以60Hz之頻率應用於熔解上。到了1922年，才使用馬達-發電機組將頻率提高至960Hz。而工作頻率的提升，使得感應加熱技術開始應用於金屬材料的表面硬化處理。於1960年代末期，由於半導體技術的發展，馬達-發電機組終於被以SCR為切換元件的固態型反流器所取代。目前，以功率MOSFET為切換元件之反流器其操作頻率已可達數百kHz，不過MHz級以上之感應加熱器，仍然是以電子真空管式為主[1-4]。

近年來，國內外針對感應加熱技術的研究主要分成兩個方向，其一是以反流器(Inverter)為重心，研究串聯式與並聯式在感應加熱系統應用之優、缺點及注意事項[5-8]。另一重心則是放在加熱線圈(Heating Coil)及加工物件(Workpiece)間能量轉移與功率消耗，這部份主要是以有限元素法(Finite Element Method,FEM)模擬來探討 [9-13]。另外也一直在高頻率、高功率、高可靠度之電源供應系統研究中，做更進一步的研製。

由於使用中、高頻電流來做金屬熱處理或其他材料加工呈現急劇的增加，而其應用範圍如：表面硬化、銅鍍、焊接及熔化等[14-16]。在早期，因為電源系統頻率與效率難以提昇，所以相當多的研究焦點集中在能夠提供高功率，高切換頻率的反流器開發上。但是，隨著電路中切換頻率的提高，開關元件在切換時產生的切換損失問題會更加嚴重，這樣除了造成效率的降低及散熱問題之外，還會因為切換動作的非理想現象而產生電壓、電流突波，或是產生過大的電壓、電流變化率，而使開關上的應力增加，甚至成為電磁干擾(Electromagnetic Interference,EMI)的來源。

上述種種由高頻操作所帶來的問題，使得高頻電路的設計變得更加困難，因此就興起了柔性切換(Soft Switching)技術之研究，所謂柔性切換技術泛指減少切換過程中電壓與電流重疊的方法，例如：在開關截止前，先使流經其中的電流為零，這就是所謂的零電流切換(Zero Current Switching,ZCS); 在開關導通前，先使開關兩端的跨壓為零，這就是所謂的零電壓切換 (Zero Voltage Switching,ZVS)。柔性切換除了能降低切換過程中之能量損失外，因其切換時電壓與電流變化率較為緩和，故亦可減輕電路產生的電磁干擾問題[17-20]。

隨著半導體工業在生產及製作技術上的快速進步，有許多低價位、高運算功能的微算器問世。數位控制擁有價格低、修改彈性大、抗雜訊、所需元件少且可靠度高、及程式保密性佳等優點，已漸漸取代傳統的類比控制。再加上電力電子技術發展精進，且新型固態半導體元件之研發，不但加熱頻率可大大提高，且效率亦可提昇至90%以上[21,22]。

1.2 研究內容

本論文的目的是在於完成以德州儀器(TI)公司生產之TMS320C240為控制主體而具有零電壓切換功能的數位化高頻感應加熱器，並研究設計適當的控制方法，使其工作一直處在最適狀況，性能不因加熱過程中負載變動而有太大的差異發生。

1.3 研究貢獻

本論文之研究成果及主要貢獻，列述如下：

- (1)完成70 kHz/5Kw高頻感應加熱器，並且把直徑20mm的實心鐵棒在40秒內，加熱至800度。

- (2)使用TMS320C240數位信號處理器，此處理器擁有快速的運算速度，且其快速之取樣速率亦可使迴路延遲降至最低。
- (3)在原本的全橋式電路架構下，不外加其它元件，利用隔離變壓器的漏電感與開關元件的寄生電容產生共振，達到零電壓切換的目的，以提高系統的整體效率。
- (4)利用回授電路使加熱器性能不因加熱過程中負載變動而產生很大的變化，使其工作在最適狀況。
- (5)完整的保護電路設計，因此不會因電路不正常工作及人為操作不當而造成電路燒毀。
- (6)由實驗之量測結果加以分析及改善，對感應加熱裝置規格之設計及電路控制方式，提供適當的建議。

1.4 論文架構

本篇論文共分為六個章節，最後並包含參考文獻及附錄。

第一章 緒論：說明本論文之研究背景、動機、內容、貢獻及架構。

第二章 感應加熱系統的理論基礎與負載特性分析：淺顯的描述感應加熱器的理論依據及原理，並分析加熱負載的電磁特性，最後架構負載模型。

第三章 全橋零電壓切換相移式轉換器系統分析：介紹柔性切換的基本觀念，並對此相移式電路的動作原理，及其達到零電壓切換目的所需之狀態條件做一個說明。

第四章 高頻感應加熱系統硬體與軟體之設計：主要是分析及設計感應加熱器各部份的元件和電路，包含電力及控制部分，及對所使用的頻率控制法做一說明。同時也

對本論文所使用之數位信號處理器TMS320C240的硬體架構與週邊模組，做一簡單的描述。並介紹以DSP程式為基礎的加熱控制器軟體架構。

第五章 實驗結果與討論：經由實測對高頻感應加熱系統之性能做一驗證及負載參數變動下的性能探討。

第六章 結論與展望。

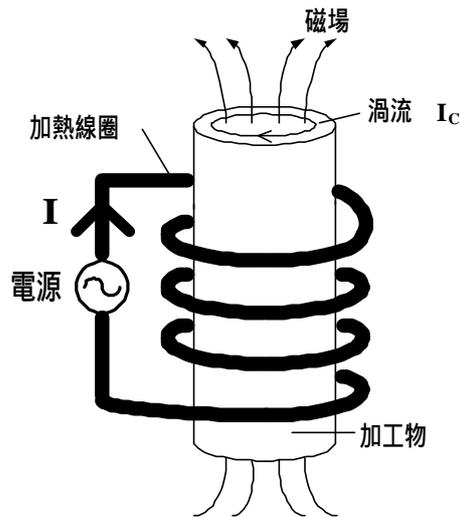


第二章 感應加熱系統理論基礎與負載特性分析

2.1 基本原理

所謂感應加熱 (Induction Heating) 是利用電磁感應現象 (Electromagnetic Induction), 對金屬做加熱的方法。這種電磁感應現象是在西元1831年由法拉第所發現, 這個原理應用最多的地方是變壓器 (Transformer)。變壓器的一次側及二次側各有一組線圈 (Coil), 一次側輸入的交流電壓會使得其線圈產生正負交替變化的磁場, 並與二次側線圈耦合 (Couple), 因而在二次側產生感應電壓, 供應負載電流。一般變壓器為了提高耦合效果, 都採用高導磁率的鐵磁材料為鐵心, 鐵心產生的鐵損會使變壓器溫度升高。產生鐵損的原因有兩種, 一種和鐵心材料的磁滯現象有關, 另一種則和變壓器線圈在鐵心產生的渦流有關。就變壓器的設計應用而言, 儘可能將這種損失降到最小, 但感應加熱就是利用鐵損加熱, 使溫度上升的原理, 另一方面, 由於金屬材料具有導電的特性, 因此適合以非接觸性電磁感應作用加熱。

根據法拉第電磁感應定理 (Faraday's Law) 與楞次定律 (Lenz's Law), 將頻率為60Hz之市電引入系統, 並利用加熱器之電源裝置將其轉變成不同頻率交流電源, 提供至負載部份之加熱線圈, 則此加熱線圈將產生交變磁場, 若將磁性或非磁性的導電加工物件 (Workpiece) 放置在加熱線圈所建立的交變磁場內, 由於磁力線的切割, 將在不同深淺層面產生感應電流 I_c (即渦流), 且因加工件之阻抗特性及渦流在加工物件上的流動, 產生 $I_c^2 \cdot R$ 的熱量, 而使加工物件溫度升高, 達到熱處理目的, 此即為感應加熱的基本工作原理[1], 其工作原理與架構方塊如圖2.1所示。其中 I 為加熱線圈上流通的電流, 而 I_c 即是所感應之渦流。



(a) 感應加熱基本原理



(b) 感應加熱系統架構方塊圖

圖2.1 感應加熱器基本原理及架構方塊圖

簡言之，在感應加熱的裝置中有二種不同的能量轉換，來自電源供應器的電能被轉換成磁場的能量，之後被導電性的工作物件所吸收，變成熱能造成溫度上昇。

電磁感應加熱的原理是基於二種物理現象：

- 法拉第的電磁感應原理 (Electromagnetic Induction)
- 焦耳定律 (Joule Effect)

根據電磁感應的原理，一個導體以速度 v 在 x 的方向移動穿過交變磁場 f ，導體內部任何一個封閉路徑所產生的感應電壓等於[29]:

$$e = -\frac{df}{dt} - v \cdot \frac{df}{dx} \quad (2-1)$$

這個電壓造成電流（即渦流），流經導體內部所產生的功率，依焦耳定律可以寫成：

$$P_v = r \cdot J^2 \quad (2-2)$$

在此， P_v ：容積功率密度（Volumetric Power Density, W/m^3 ）

J ：電流密度（Current Density, A/m^2 ）

r ：材料的電阻係數（Resistivity, $\Omega \cdot m$ ）

2.2 感應加熱系統之設計考量

在感應加熱的設計中，系統之頻率、功率、加工物件上的電阻係數與相對導磁係數、加工物件上之溫度分佈及加熱時間都是必須考量的。以下將針對這些因素進行詳細說明。

2.2.1 系統頻率與功率

加工物件在加熱線圈所建立的交變磁場內所感應的渦電流並非均勻分佈在加工件各剖面層上流動，其有愈往加工物件表面，電流密度愈強的趨勢，而且加熱線圈電流之頻率愈高，渦流愈往表層集中程度愈明顯，此種現象即是集膚效應(Skin Effect)，如圖2.2所示。

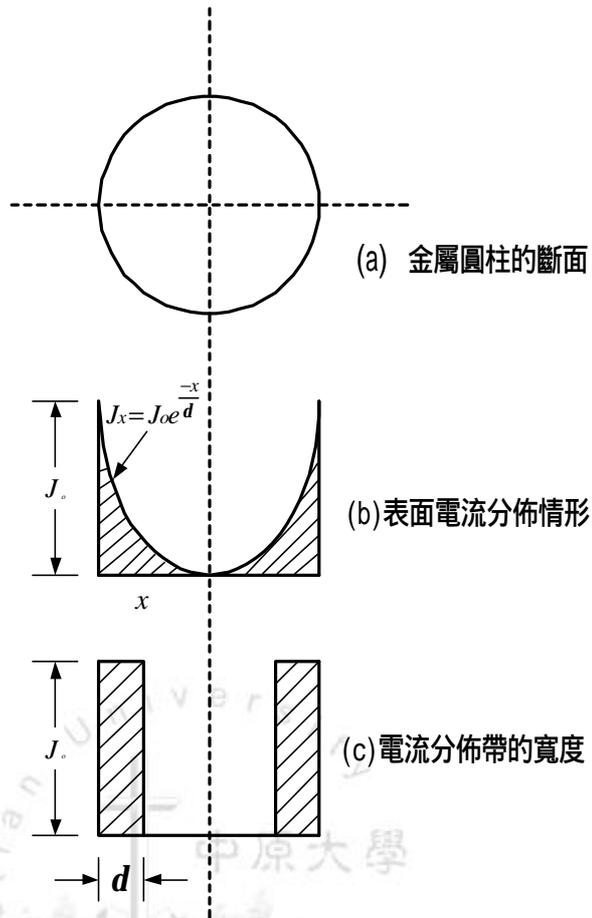


圖2.2 圓柱內電流分佈
 J_0 —圓柱表面電流密度

J_x —由金屬表層往中心 x (m) 處之電流密度 (A/m^2)

對一個圓柱型加工物件之集膚深度可由馬克斯威爾方程式 (Maxwell' s equation) [14,28]求得

$$d = \frac{1}{2p} \sqrt{\frac{r \times 10^9}{m_r f}} = 5033 \sqrt{\frac{r}{m_r f}} \quad (2-3)$$

其中 , d : 加熱深度大小 (cm)

r : 加工物件材質的電阻係數 ($\Omega \cdot cm$)

m_r : 加工物件材質的相對導磁係數

f : 加熱時之電流頻率 (Hz)

d 是渦流密度降為表面電流密度的 $1/e$ (即36.8%) 處的深度, 定義為加熱深度。由於86.5%的加熱功率集中在集膚深度位置內, 因此頻率的選擇對於感應加熱的品質與效率有決定性的影響。如圖2.1(a)所示, 將直徑為 D 的金屬圓柱放入產生均勻磁場的線圈中進行感應加熱時, 單位長圓柱吸收的功率可用下式表示 [14]:

$$P = 2p^2 H_0^2 D \sqrt{m_r r f} \times 10^{-9} \times k \quad (2-4)$$

其中, P : 單位長圓柱吸收的功率(W/cm)

H_0 : 導體表面的平均磁場強度(A/cm)

D : 圓柱導體的直徑(cm)

k : 小於1的修正係數, 它是 $D/(2r)$ 的函數。當 $D/(2r) = 2$ 時, $k = 0.65$; $D/(2r) < 2$ 時, k 值迅速減小

由式2-4可知, 當磁場強度一定時, 電功率 P 與 $\sqrt{m_r r f}$ 和 k 值成正比, k 值越接近1, 得到的功率 P 就越大, 即加熱效率越高。為了提高加熱效率就必須增大 $D/(2r)$, 也就是在 D 值一定時, r 越小越好。然而 r 值與 \sqrt{f} 成反比, 減小 r , 意味著需提高 f 。一般來說, 工作頻率高的設備成本比較貴, 且電源本身的效率也會低些, 因此不能無限制地採用減小 r 來提高效率。通常我們都以 $D/(2r) = 5$ 為最低極限, 來計算加熱器的最低工作頻率, 即把其值代入式2-3中, 得到

$$f \geq 25 \times 10^8 \frac{r}{m_r D^2} \quad (Hz) \quad (2-5)$$

但是在感應加熱時，還需考慮加熱溫度的均勻性，一般取 $D/(2\lambda)=2$ ，因此得到

$$f \geq 4 \times 10^8 \frac{r}{m_r D^2} \quad (\text{Hz})$$

(2-6)

在實際設計中，往往選用比上兩式算出的頻率再高一點的電源即可，因為頻率高得太多，會引起加工物的溫差過大，反而使加熱時間增長。表2.1提供加熱物件鍛鑄時不同加熱深度的頻率選擇[2]。

表2.1 感應加熱頻率之選擇

加熱深度 (mm)	頻率選擇		加熱時間(分鐘)	
	(20 ~720)	(720 ~1230)	圓柱 加工件	方形 加工件
100至200	<180Hz	<180Hz/1kHz	3至7	5至9
75至100	1kHz	3kHz	2至3	3至5
50至75	1kHz	3kHz	1至2	1.5至3
25至50	3kHz	10kHz	0.3至1	0.8至1.5
13至25	10kHz	50kHz	0.1至0.3	<0.8
小於13	50kHz	450kHz	<0.2	<0.8

2.2.2 加工物件上的電阻係數

決定加熱深度的另一個因數是加工物之電阻係數，大部份加工物件的電阻係數與溫度變化有線性關係，其關係為：

$$r = r_1[1 + \partial(q - q_1)] \quad (\Omega - m) \quad (2-7)$$

其中 r ：溫度 q 下的電阻係數值

r_1 ：溫度 q_1 下的電阻係數值

q 、 q_1 ：代表不同的溫度值($^{\circ}C$)

∂ ：電阻溫度係數

而不同材質之加工物其 r 、 ∂ 與熔點大小可參表2.2之數值，對一個線性的加工物件，式(2-7)又可寫成：

$$r = r_1 + \frac{q - q_1}{q_2 - q_1}(r_2 - r_1) \quad (2-8)$$

其中 r_1 與 r_2 分別是起始溫度 q_1 與最終溫度 q_2 時之電阻係數。

依據表2.2提供的數值及式(2-7)式(2-8)可以獲知不同溫度下的電阻係數線性曲線如圖2.3，除了表示加熱溫度與加工物件之電阻係數成線性正比關係外，其中各曲線中轉折點代表熔點，因此部份加工物之電阻係數在加熱超過熔點後，有明顯上昇趨勢[2]。

表2.2 不同加工物件 r 、 ρ 與熔點大小

加工物件	ρ	$r_{20^{\circ}C} (\Omega-m)$	熔點($^{\circ}C$)
鋁	4.29×10^{-3}	2.65×10^{-8}	660
銅	3.93×10^{-3}	1.72×10^{-8}	1084
純鐵	6.5×10^{-3}	9.71×10^{-8}	1538
銀	4.1×10^{-3}	1.59×10^{-8}	962
銅(90%)，鋅(10%)， 青銅合金	1.86×10^{-3}	3.9×10^{-8}	1046
銅(65%)，鋅(35%)， 黃銅合金	1.6×10^{-3}	6.4×10^{-8}	931

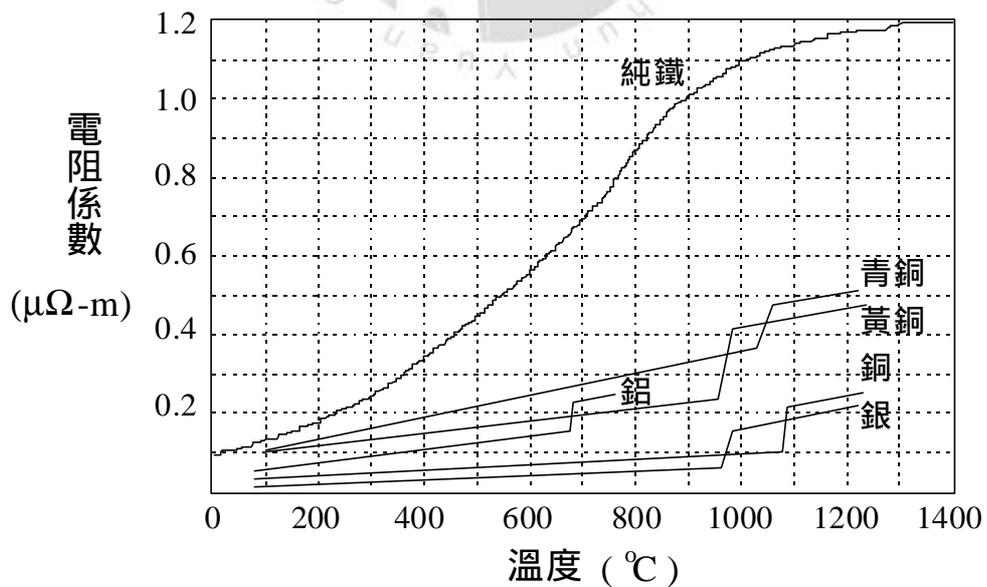


圖2.3 溫度變化下的電阻係數

2.2.3 加工物件上的相對導磁係數

除了工作頻率與加工件電阻係數外，相對導磁係數(m_r)亦是決定加工物件加熱深度的重要因素；依據式(2-3)加熱深度與 m_r 之平方根成反比，即 m_r 愈大，集膚效應更顯著，加熱深度淺，反之則加熱深度較深入加工物件的內部，相對導磁係數大小除了與加工物件的材質及其受磁場強度，磁性飽和及磁化過程影響外，溫度的大小亦是決定 m_r 大小的關鍵因素，對於一些鐵磁性材料，當其加工溫度達到居里點(Curie-point)以上時，鐵磁性質消失，變成順磁性材料 (m_r 稍大於1)[2]；舉例說明如圖2.4。

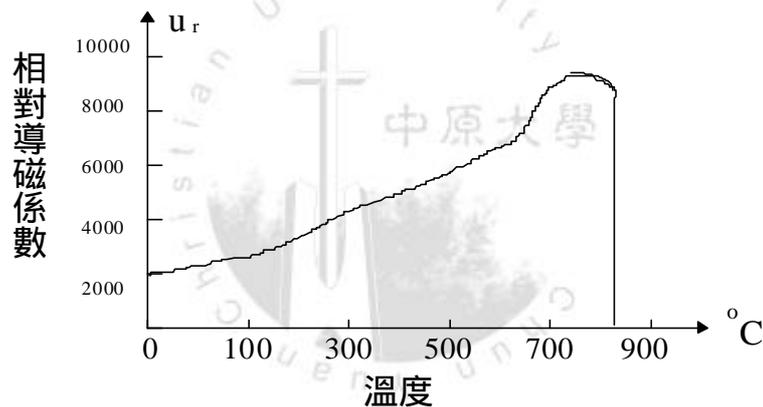


圖2.4 鐵的 m_r 與溫度之關係

對於一般鐵磁性材料而言，居里點的溫度除了部份合金約為360至450 間外，一般均在720 至830 間，所謂居里點的溫度，稱為居里溫度(T_c)，其特性如圖2.5所示。

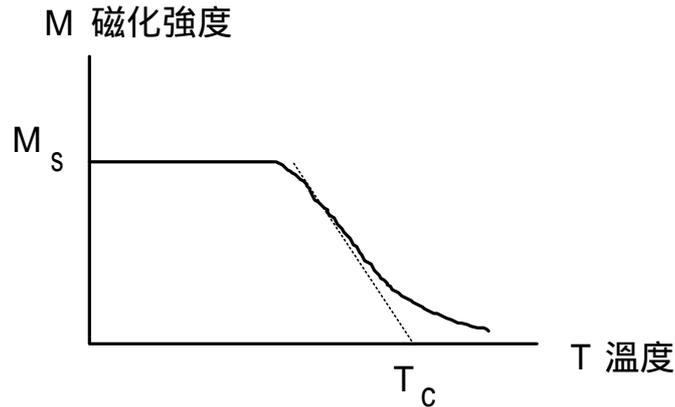


圖2.5 磁化強度與溫度的關係

其中 M_s 代表磁性材料的飽和磁化強度，隨著加工物加熱溫度升高而降低，當溫度增加至某一溫度，而使 M_s 降為零，這個溫度稱為居里溫度。但是對於非磁性材料，如鋁、銅、金、銀之相對導磁係數，幾乎等於1，也因此這些非磁性材料在高頻時，有較深的電流浸透度，導致加熱深度較深，所以銅繞的加熱線圈，如屬空心的螺管結構之類，其電流浸透深度位置較深，因此也較不受渦流所產生的集膚效應所衍生之焦耳熱影響；這也是銅材料製成感應線圈較受歡迎的另一個考慮重點。

由於磁性物質磁化度強， m_r 大，耦合係數高，鐵損高，除了有較大之渦流損，且另有磁域摩擦所產生的磁滯損。比非磁性質僅有渦流損者有較快的感應加熱溫升速度，因此基於效益及成本因素考量下，在改變磁性狀態的居里溫度前後，變動加熱線圈的加熱工作頻率，如此可縮短加熱時間，提高效率，減少成本，而不失為一可行的方式。

2.2.4 溫度分布

當感應加熱圓柱導體時，由於集膚效應的影響，只有表面會快速升溫，而中心部分則需靠熱傳導作用，由表面高溫區向內部低溫區傳導熱量，因此升溫慢。而表面與中心的溫度差 t ，可以下式表示[14]：

$$\Delta t = 25 \times \frac{P_n D}{k_c} k_t \quad (2-9)$$

其中， D ：導體直徑(cm)

k_c ：導體的導熱率(W/(m . K))

k_t ：與 $D/(2 \lambda)$ 和 P_n/P_a 有關之小於1的修正係數。當 $D/(2 \lambda)$ 值大於8以後， k_t 值幾乎與 $D/(2 \lambda)$ 值無關，只與 P_n/P_a 值有關，且隨 P_n/P_a 值增加而增大。當 $D/(2 \lambda)$ 值小於8時， k_t 值隨 $D/(2 \lambda)$ 下降而迅速減小

P_a ：功率密度(等於導體吸收功率/導體表面積)(W/cm²)

P_r ：導體的散熱損失(W/cm²)

P_n ：等於 $P_a - P_r$ (W/cm²)

由式2-9可知，為了減小 t ，應儘量選小的 $D/(2 \lambda)$ 和 k_t 值。這也說明為了使被加熱工件溫度均勻分佈對 $D/(2 \lambda)$ 值的要求，與滿足高的電效率對 $D/(2 \lambda)$ 之要求是矛盾的。在設計一般加熱設備時要處理好這種矛盾；但在表面淬火工業中，則不希望被淬火工件的溫度均勻分佈，即要求 t 大。

2.2.5 加熱時間

感應加熱設計中，除了頻率、功率之條件外，另一個要考量因素即是加熱工作時間，其著眼點在於熱的傳導與輻射。當由設定的加熱深度向外傳導或輻射時，不但降低工作效率而且也對加工件之材質有所傷害，因此儘量提高工作頻率與功率，使加熱時間縮短，可提高工作效率，如圖2.6以表面熱處理為例，Lozinskil曲線提供了不同加熱時間、頻率及功率關係圖[1,2]。

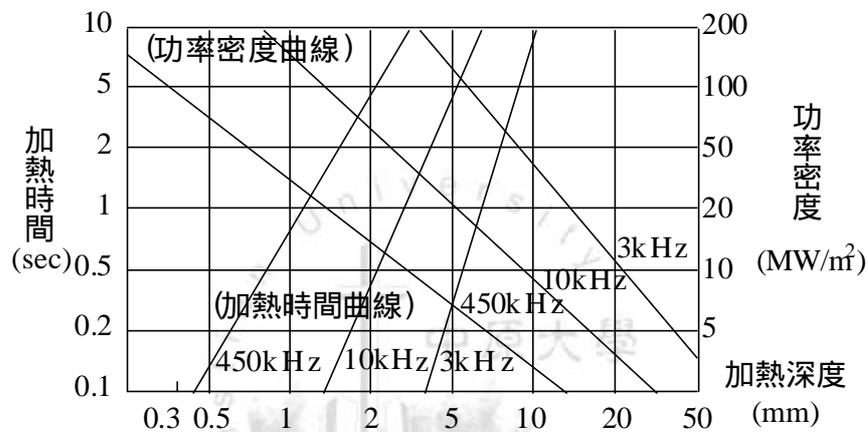


圖2.6 表面硬化感應加熱工作曲線

在決定加熱時間時，除了圖2.6可供參考外，另需考量一些外在的因素，如工作環境溫度、耦合程度、加工件材質等。式(2-10)表示在具有最高效率時，工作於450kHz之加熱時間預估為[1,2]：

$$T = 0.56 e^{2.34} \quad (s) \quad (2-10)$$

其中， e ：加熱深度 (mm)

2.3 加熱線圈之型式

線圈有很多不同型式，但是只有少部份被廣泛地應用。對於圓形、方形、矩形和更複雜的截面的金屬棒的整個加熱，螺線型式的線圈可以被採用如圖2.7所示，這些線圈可以提供好的電機效率和功因，高可靠度和高溫度效率。圖2.7所顯示的線圈結構也可用於坩鍋感應熔爐的線圈。圖2.8所示長扁圓形的線圈適合於矩形截面的加熱物和圓柱狀的加熱物。線圈的選擇、設計、尺寸和材質受到操作條件的限制，像頻率、功率和電流等，其他的因素包括製程的型式（鑄解、加熱..等），工件的外形跟物理特性，所要求的溫度條件跟生產量。

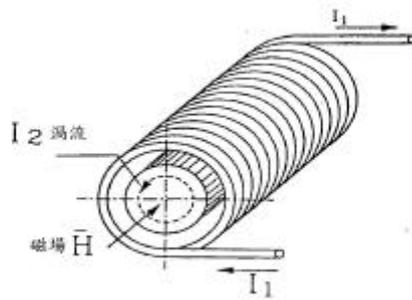


圖2.7圓柱體在螺旋狀的感應線圈中的縱向磁通加熱

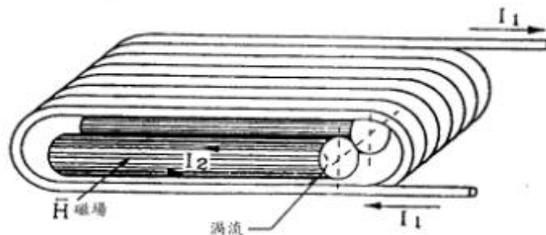
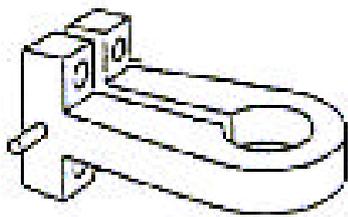


圖2.8 圓柱體在橢圓形的感應線圈中的橫向磁通加熱

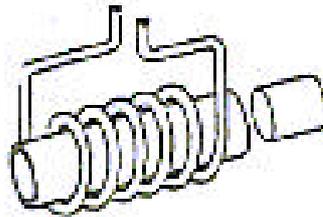
目前工業上的加熱線圈為因應加工物件不同的功率、頻率與加熱型態(Heating Patterns)需求及加工件本身材質，形狀、體積、大小等的差異，配合感應加熱系統品質、效率、功率之特性而有不同的

樣式，目前常見的加熱線圈如圖2.9所示。主要可區分為單匝(Single Turn)及多匝型(Multi Turns)，一般單匝是適用於加熱面積較小者，至於較大面積之加熱需求，則多匝型加熱線圈可提供較高的功率及較短的加熱時間。總之，加熱線圈之選擇除了經驗外，尚須實驗量測，才能獲得最佳之效益。其個別特色及用途整理如表2.3。

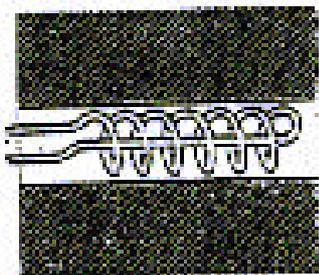




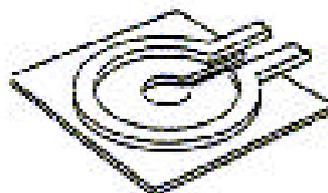
a:單匝加熱線圈



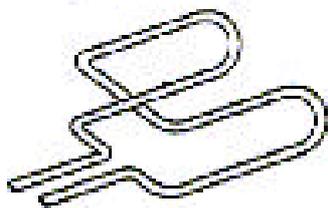
b:螺管繞組加熱線圈



c:內部螺旋繞組線圈



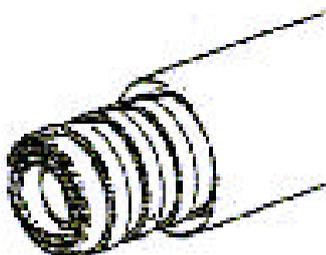
d:平面型加熱線圈



e:髮夾式感應線圈



f:扁平型加熱線圈



g:多層次加熱線圈



h:鐵心電感型線圈

圖2.9 常見的加熱線圈型態

表2.3 常見的加熱線線圈特色與用途

種類	型態	材料	特色與用途
a	單匝	金屬與絕緣材料	適用於柱形體負載之硬化或局部加熱需求
b	多匝螺管型	銅	匝數依據負載加熱長度彈性伸縮，加熱圓周亦可因應負載體積調整
c	內部螺旋	銅	酌量加入鐵心材料可加強加熱程度，一般適用於較複雜的負載
d	單匝平面型	薄銅片	適用於窄範圍之負載加熱
e	單匝髮夾式	銅	適用於不同部位加熱需求
f	多匝扁平型	銅	適用於平面加熱需求
g	多層次	銅	一般適用於低電流、高電壓加熱需求
h	鐵心電感型	鎳鐵	較適用於鍍角型薄片負載之淬火

2.4 電磁效應

與線圈的設計有關的所有分析，有時是相當困難的，但是若藉由電磁效應的檢測或許可以達到良好的趨近。

(1) 集膚效應

高頻時在加工物中產生的渦流為非均勻，非等量的在加工物各斷面層流動，因此產生的焦耳損失亦不同，因此各部位局部加熱程度大

小不一，往加工物表面集中之渦流，隨著進入加工物之內部，以指數函數性減少，其電流滲透密度為[2,11]：

$$J_x = J_o \cdot \exp(-x/d) \quad (2-11)$$

其中， J_x ：由金屬表層往中心 x (m) 處之電流密度 (A/m^2)

J_o ：金屬的表層 ($x=0$) 電流密度 (A/m^2)

d ：集膚深度 (m)

x ：渦流由表面向中央分佈距離 (m)

功率的分佈可以導自方程式 (2-2) 和式 (2-11)：

$$P_v = P_{vo} \cdot \exp(-2x/d) \quad (2-12)$$

其中， p_{vo} ：金屬的表層 ($x=0$) 功率密度 (W/m^3)

至於由表面到 $x = d$ 處之電流與功率佔總電流及總功率的比率：

$$\begin{aligned} I_{(d)} &= \int_0^d J_x dx = J_o \int_0^d e^{-x/d} dx \\ &= J_o d (1 - e^{-1}) = 0.632 I_o \end{aligned} \quad (2-13)$$

其中， I_o ：物體每單位長度的有效渦流 (A/m)

再由式 (2-12) 和式 (2-13) 推導可得知：

$$\begin{aligned}
 P_{(d)} &= \int_0^d J_x^2 \mathbf{r} \cdot dx = J_o^2 \mathbf{r} \int_0^d e^{-2x/d} dx \\
 &= \frac{J_o^2 \mathbf{d}}{2} \mathbf{r} (1 - e^{-2}) = 0.865 P_o
 \end{aligned}
 \tag{2-14}$$

由式(2-13)與式(2-14)可知感應加熱的功率損失與渦電流流動量主要是集中在加工物件的集膚深度內，分別各佔87%與64%；因此調整工作頻率即可配合加熱型態所需之加熱深度。

大約64%的感應電流流經深度為 d 內的工作表面，而約有87%的功率會轉成熱，如圖2.10。如果我們假定所有的渦流均勻分佈在工件表層，則正確的功率值可以藉由焦耳定律而求出：

$$P_o = I_o^2 \cdot \mathbf{r} / 2\mathbf{d} \tag{2-15}$$

$$I_o = \int_0^\infty J_x \cdot dx = J_o \int_0^\infty e^{-x/d} \cdot dx = J_o \mathbf{d} \tag{2-16}$$

其中， P_o ：物體表層每單位面積所得的有效功率（ W/m^2 ）

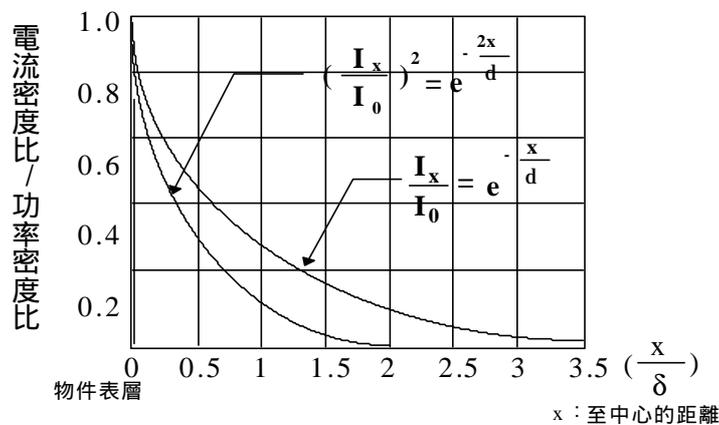


圖2.10 加熱物件受集膚效應而導致的感應電流及功率之分佈

一種很普通的想法就是渦流流經深度為 d 的表層。此對無限長的物體而言，不僅是一種很方便的簡化，而且也給予正確的功率值。對於其他型態的工件（圓柱體、扁平的物體、不均勻的物體）而言，滲透深度 d 是很重要的，因此我們可以透過它與工件的尺寸去預測加熱的效率，例如：當圓柱體或薄板的厚度不小於兩倍的滲透深度時，可以有好的電磁功率吸收，因此可得到有效率的加熱。

(2)鄰近效應

所謂鄰近效應是指兩相鄰的帶電導體或繞組，因電流方向之不同，產生交變的磁場相互作用，影響磁通大小變化的結果。這種效應證明感應電流的路徑外形幾乎類似於電感線圈，如圖2.11和圖2.12所示，頻率愈高，加工物與加熱線圈之間間隙越小則鄰近效應就更明顯，同時其所產生之渦電流，使兩者接近面磁通加強，電流浸透淺，加熱程度也升高，而距離較遠處，磁通減弱，加熱效果較差。

但必須注意的是，集膚效應只會影響渦電流分佈狀況，但鄰近效應卻會改變渦電流的大小，因此在實務上，如屬局部的加熱，可將加工物件置於感應線圈外側，反之如屬全面性的加熱型態，將加工物置於感應線圈內部，應可獲得較佳的工作特性。

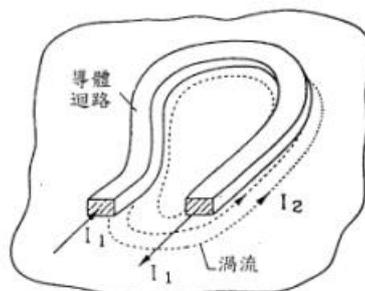


圖2.11 在扁平的加熱物上的鄰近效應

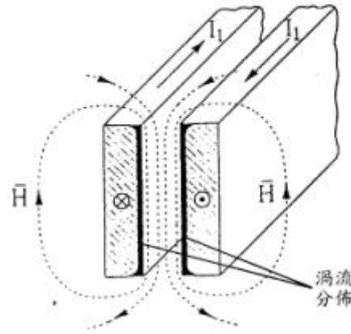


圖2.12 在平行的匯流板上的鄰近效應

有關集膚效應與鄰近效應已分別說明，一般在計算功率損耗時是一併將集膚與鄰近效應納入計算，而不是單獨計算後再相加，即：

$$P = \frac{1}{2\mathbf{s}} \int (|\vec{J}_{skin} + \vec{J}_{prox}|)^2 d\vec{s} \quad (2-17)$$

$$P = \frac{1}{2\mathbf{s}} \int (|\vec{J}_{skin}|^2 + |\vec{J}_{prox}|^2 + 2\vec{J}_{skin} \cdot \vec{J}_{prox}) d\vec{s} \quad (2-18)$$

其中， \mathbf{s} ：材料的電導係數

$d\vec{s}$ ：渦流分佈區段

其中， $\vec{J}_{skin} \cdot \vec{J}_{prox}$ 一般都不等於零，但一旦兩者正交時，總功率損失即可等於個別效應之和。

(3) 線圈效應

當導體是彎曲時，例如：螺線型的線圈，它的磁場強度在線圈內部會增加，因此渦電流會集中在內側表面，那就是為什麼加工物件被螺線型線圈圍繞的外螺線型線圈不需要磁通集中器（此磁通集中器是由銅片所組成，如圖 2.13 所示），而放在加工物件內部的內螺線型線圈則需要的原因。

(4) 磁場集中效應

這種效應說明了磁通集中器對平的和內螺線圈的影響效果，因為線圈效應對這類的線圈不起作用，導致在加工物件的表面會引起磁場強度的衰退，使磁體中的磁場會朝向開放的槽面排出，如圖2.13所示。當加入磁通集中器，使得在槽內渦流分佈會愈集中，而導致加工物件會有愈強的加熱效果。

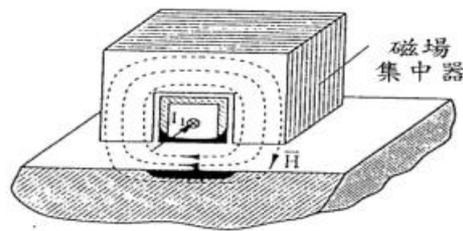


圖2.13 磁場集中效應

(5) 邊界效應

邊界效應所顯示的是磁場在工件和線圈的末端的行為，工件和線圈末端效應的組合導致功率沿著工件的縱長作分佈，同時影響了溫度的分佈，對一個置放在縱向的磁場中的圓柱形導體為圖2.14所示。

如果工件是非磁性的材料，則末端效應會導致工件末端的功率密度增加，相反地對磁性工件而言，功率密度在末端的增減是根據導體的半徑，材料特性、頻率和磁場強度而定。磁場強度在靠近線圈末端的減少，導致相對的功率減少，這種工件與線圈末端效應之間的相互作用可以用來取得所需要的功率分佈。

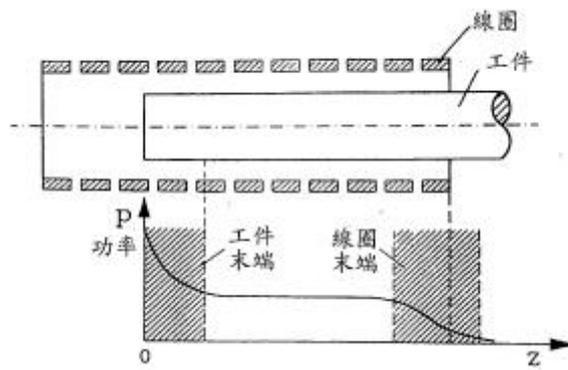


圖2.14 由於工件和線圈的末端效應所導致的功率分佈

2.5 焦耳效應

(1) 磁滯損

對於加熱線圈及加工物件之間為非接觸型的電磁感應作用而言，由於加工物件經由磁化、去磁、再磁化之分子往復運動，所造成磁滯損失(Hysteresis Loss)使得加工件產生熱而達到溫度上升現象，如圖2.15所示，通常磁滯損主要都是由鐵磁性的材料所產生的。

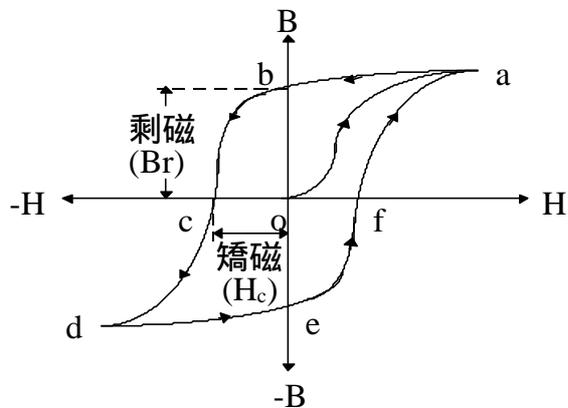


圖2.15 磁滯曲線

如果a b c d e f所包圍的磁滯環面積愈大，表示矯磁力 H_c 和剩磁 B_r 之值較大，則磁滯損當然亦提高，對於磁滯損的計算，根據德國物理學家史坦麥(Steinmetz)提出的經驗公式為[30]：

$$P_h = K_h \cdot f \cdot B_m^x \cdot U \quad (W) \quad (2-19)$$

其中， P_h ：加工件的磁滯損

f ：頻率(Hz)

B_m ：最大磁通密度(T)

K_h ：磁滯係數

x ：材質係數，其值約1.5~2.5間

U ：加工件體積(m^3)

(2) 渦流損

感應加熱電源系統提供不同頻率交流電流通過加熱線圈後，因電磁感應作用產生感應電動勢，此電動勢將在加工物件上產生渦流 I_c ，並在加工物件各斷面層成非均勻，非等量流動，造成了 $I_c^2 \cdot R$ 的損失，此項渦流損與上述的磁滯損一樣，在被加熱物上最終是以熱的形態表現出來，因此渦流損又稱焦耳損(Joule's Loss)，這也是感應加熱的目的與特色，至於磁滯損與渦流損在不同加熱頻率下，其所佔的比重不盡相同，如圖2.16所示當加熱時工作頻率愈高，則整個鐵損中，渦流損(正比於 f^2)所佔比重越大，其工作斜率幾乎和鐵損的斜率一致[12,29,30]。

渦流損失，可用下列的近似公式表示[12]

$$P_e = K_e (B_{\max} \cdot f \cdot t)^2 \quad (W / Kg) \quad (2-20)$$

其中， P_e ：單位重量下的渦流損(W / Kg)

B_{\max} ：最大磁通密度(T)

f ：工作頻率(Hz)

K_e ：渦流損比例常數

t ：加熱物件厚度(m)

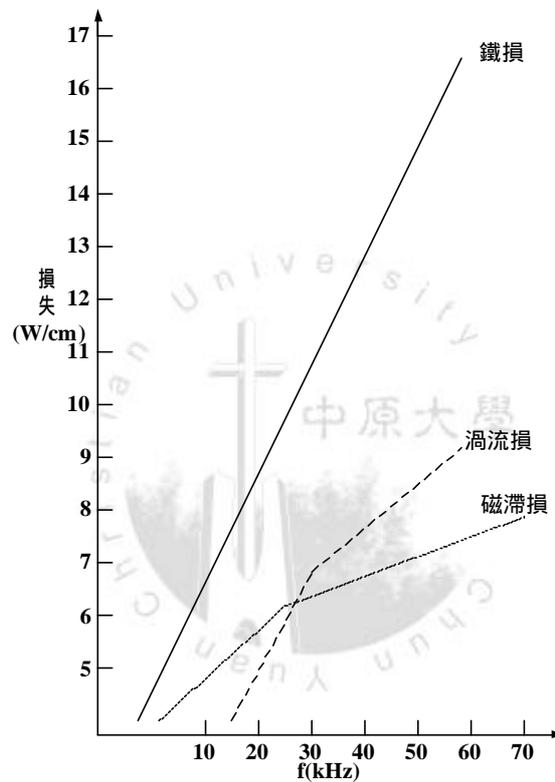


圖2.16 鐵損與加熱頻率之關係

2.6 加熱負載參數模型

在電氣結構上，加熱負載是一個電感器，對線性介值而言，電感與架構迴路之導體的幾何形狀及實體排列有關，而與迴路中的電流則毫無關係。若以單匝而圓周半徑為 r ，長度為 l 之加熱線圈為例，設此加熱線圈所通過之交流電流為 I ，且無漏磁通，則此線圈內之中心

磁場強度 $H = I / 2\ell$ (A/m) 所以其磁通密度 $B = \mu_0 H = \mu_0 I / 2\ell$, 又因加熱線圈之磁通截面積 A 為 πr^2 (m^2) , 所以加熱線圈之電感值 :

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{BA}{I} = \frac{\mu_0 I \pi r^2}{I \ell} = \frac{1}{\mathfrak{R}_m} \quad (2-21)$$

其中, $\mathfrak{R}_m = \frac{\ell}{\mu_0 A}$ 是磁阻

但對實際之螺管線圈, 因形狀不同, 仍會產生少許漏磁通, 所以可用一個常數 K , 表示 :

$$L = K \frac{1}{\mathfrak{R}_m} \quad (H) \quad (2-22)$$

因此由式(2-22)可知, 加熱線圈之電感值與線圈長度、線圈材料之導磁係數、面積有關。

感應加熱系統之負載, 包含加熱線圈與加工物件, 猶如一耦合變壓器, 加熱線圈視為一次測, 而加工物件視為二次測, 其等效電路如圖2.17所示[1,2]。

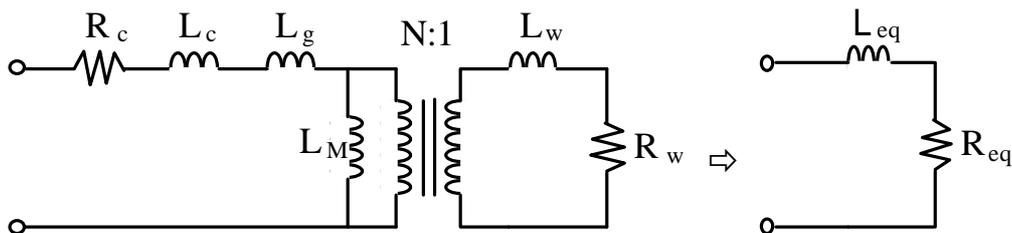


圖2.17 加熱負載之參數模型

其中， R_c ：加熱線圈導體電阻
 R_w ：加工物件等效電阻
 L_c ：加熱線圈漏感
 L_g ：漏電感
 L_w ：加工物件等效電感
 N ：加熱線圈匝數
 L_M ：磁化電感

由等效電路可用下式來表示負載：

$$Z_{eq} = R_{eq} + j\omega \cdot L_{eq} \quad (2-23)$$

其中 $R_{eq} = R_C + N^2 R_W$ ，且 $L_{eq} \approx L_C + N^2 L_W + L_s$

在事實上，感應加熱系統的等效電路模型中，各參數受很多的因素影響，如電磁感應、集膚效應、介質特性..等，上述之負載模型只能為一個理論架構。

2.7 感應加熱之優點與應用

早期加工業界，為因應不同加熱處理需求，一般均是利用油、煤、酒精等為燃料直接加熱，不但對環境造成污染，其損失亦非常大，同時效率差，而且相關附屬設備體積龐大，往往限制其發展，而在1920年代中期後，第一套中頻的感應加熱系統被安裝啟用後，經由不斷改良，已逐漸取代直接加熱型態成為熱處理工業的主流 [16,28]。由於感應加熱與直接加熱系統比較，具有下列所述優點，故頗受青睞：

- (1)精確溫度控制：利用感應渦電流在加工物件內部或表面流動，較之外部直接加熱，可執行精確溫度控制。
- (2)加熱過程迅速：加熱器之電源設備可提供高功率密度的電流，在加工物件上產生較大的渦流，因此可快速的完成加熱需求，除了大型加工件，一般數分鐘內即可完成加熱工作。
- (3)滿足局部加熱：經由不同形狀加熱線圈的選擇及不同頻率電流之供給，可準確的滿足局部加熱工作，這是直接加熱較難達成的。
- (4)不受環境限制：感應加熱之電能轉換成熱能，不需介質，因此即使在真空中或任何環境條件下，亦可執行加熱工作。
- (5)污染指數降低：感應加熱的來源為乾淨的電力，不像以重油或燃煤為來源的直接加熱有煙毒污染及落塵公害，因此感應加熱對工作環境的污染相當少。
- (6)工作效率提高：感應加熱的熱能產生於加工物件內部；反之直接加熱為自外界環境傳遞而來，部份能量將散失在空氣中；因此感應加熱因功率損失較小、工作效率提高。
- (7)適當功率控制：直接加熱為開路系統，無適當的功率控制系統，但感應加熱為閉回路系統，除了可執行頻率控制外，亦可執行功率控制。
- (8)經濟效益增加：可減少成本支出，提高經濟效益外，因為利用感應加熱器執行熱處理工作，同時可減少相關附屬裝備及電源裝置的體積大小，進而減少廠房面積需求與操作人員員額，因此其經濟效益增加。

感應加熱器應用於加工物件的加熱型態依據不同頻率之電源，所感應的渦流在加工物件上流動的深淺程度，而有不同的加熱形式，概略可分為預熱、熔解、表面處理、銲接等應用，圖2.18為感應加熱不同程度與形式的應用[1,2,14]。

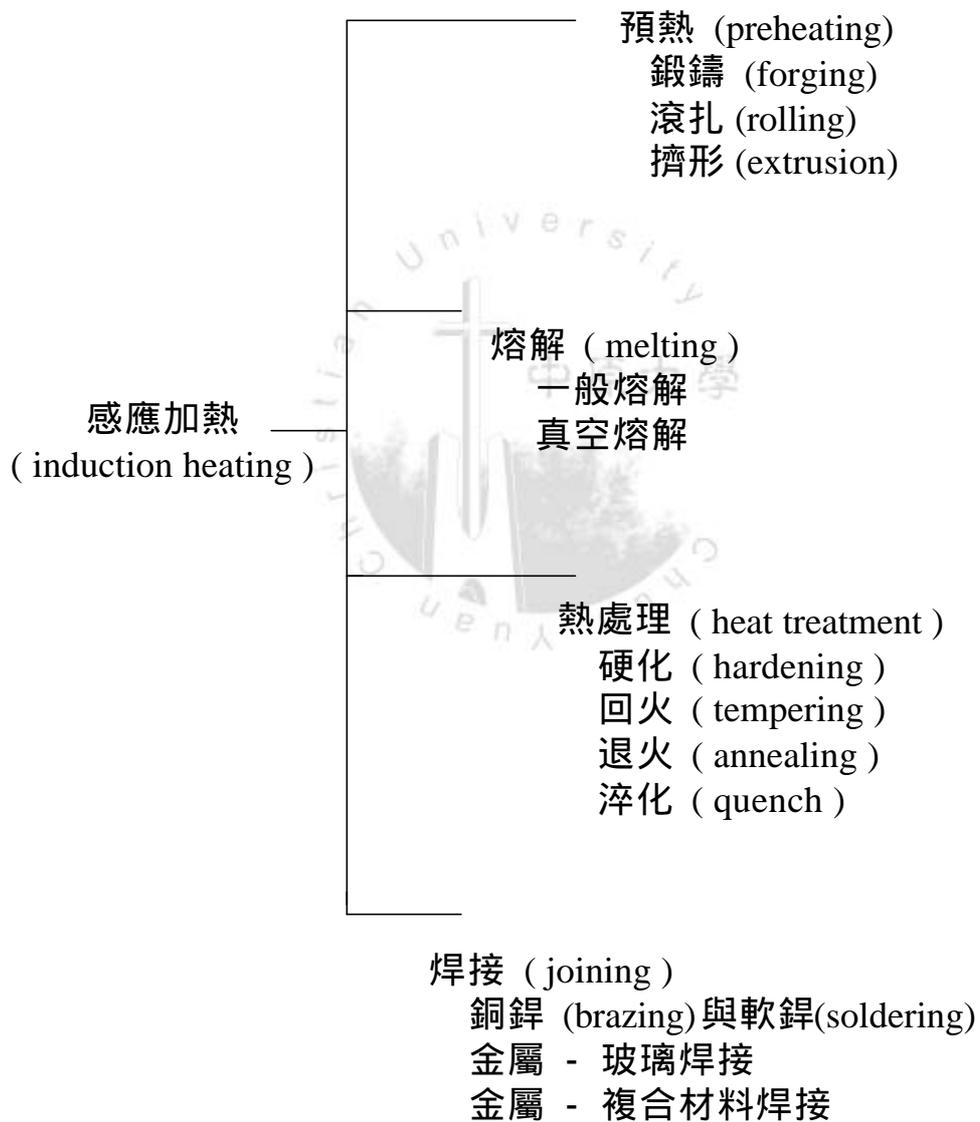


圖2.18 感應加熱之應用

第三章 全橋相移式零電壓轉換器簡介

3.1 柔性切換技術簡介[17,25]

由於電路配線之雜散電感與功率元件之寄生電容存在，一旦功率元件截止時，功率元件電壓 V_{DS} 會快速上升產生一尖波，而超越正常的直流端輸入電壓 V_{in} ；又導通時，流經功率元件上的電流 I_T 亦會因二極體逆向恢復電流之原故，而產生比輸出電流 I_o 更大的突波現象，如圖3.1所示。傳統轉換器的設計都是採用硬切式（Hard-Switching）脈波寬度調變的策略。但是由於轉換器上功率元件的切換損失會隨著切換頻率提高而增加，因此當頻率增加時，將會造成切換損失的增加並產生溫升效應，使得轉換器的效率降低，所以一般傳統硬切式轉換器的切換頻率大多限制在幾kHz而已，但是，將切換頻率提高可以增加轉換器的性能。為了解決上述種種問題，許多柔性切換技術（Soft-Switching）應用於轉換器的設計被提出，藉著柔切技術可以達到下列目的：

- 減少電磁干擾現象。
- 減少切換損失、解決散熱問題與提高系統效率。
- 減少寄生元件效應。

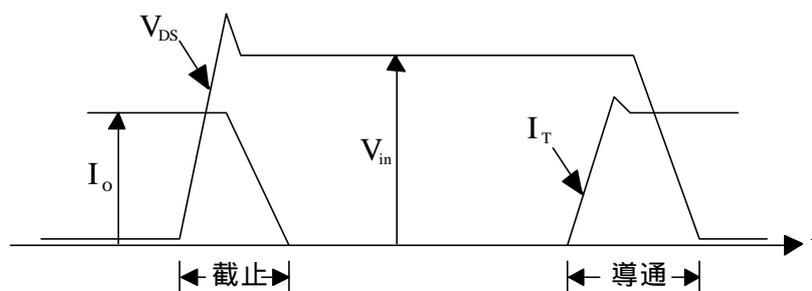


圖3.1 功率元件切換現象

柔性切換電路的架構有許多種，有的是某種特殊架構的功率轉換器，例如各種共振式轉換器(Resonant Converter)：利用各種切換方法與不同的轉換器架構結合，達成零電壓切換(Zero Voltage Switching,ZVS)或零電流切換(Zero Current Switching,ZCS)[18-24]，以減低切換動作帶來的負面影響；有的是針對某個非理想現象而設計，例如各式緩振電路(Snubber)。

而本篇論文所研究的全橋相移式零電壓切換轉換器，屬於準共振式的功率轉換器(Quasi Resonant Converter,QRC)：它並非如多數的共振式轉換器必須變頻控制，而是屬於定頻控制，同時採取相移式脈波寬度調變的全橋架構，利用了電路上的寄生元件，如：隔離變壓器的漏電感(Leakage Inductance)和開關元件上的寄生接面電容，使得全橋中的四個開關都能操作於零電壓切換之下，不但降低了切換損失與開關應力，也不需裝上緩振電路。這些優點使得此種架構的轉換器適合用於高頻、高功率之應用場合。

3.2 主電路架構[17,25]

相移PWM控制方式是近年來在全橋轉換電路中，廣泛應用的一種柔性切換控制方式。這種控制方式實際上是諧振變換技術與一般PWM切換技術的結合，其基本電路架構及開關切換波形如圖3.2與3.3所示，每個橋臂上的開關以一百八十度互補導通，而兩個橋臂的導通之間，相差一個相位，即所謂的相移角度。如果Q1和Q3的驅動信號分別領先於Q2和Q4，則可以定義Q1和Q3組成的橋臂為超前橋臂(Leading Leg)，Q2和Q4組成的橋臂為落後橋臂(Lagging Leg)。

由圖3.3的控制信號圖中可以看出，當相位差為一百八十度時，變壓器一次側電壓波形為方波，輸出電壓值最大；而相位差為零度時，變壓器一次側電壓與輸出電壓值均為零，但在實際的應用

上，

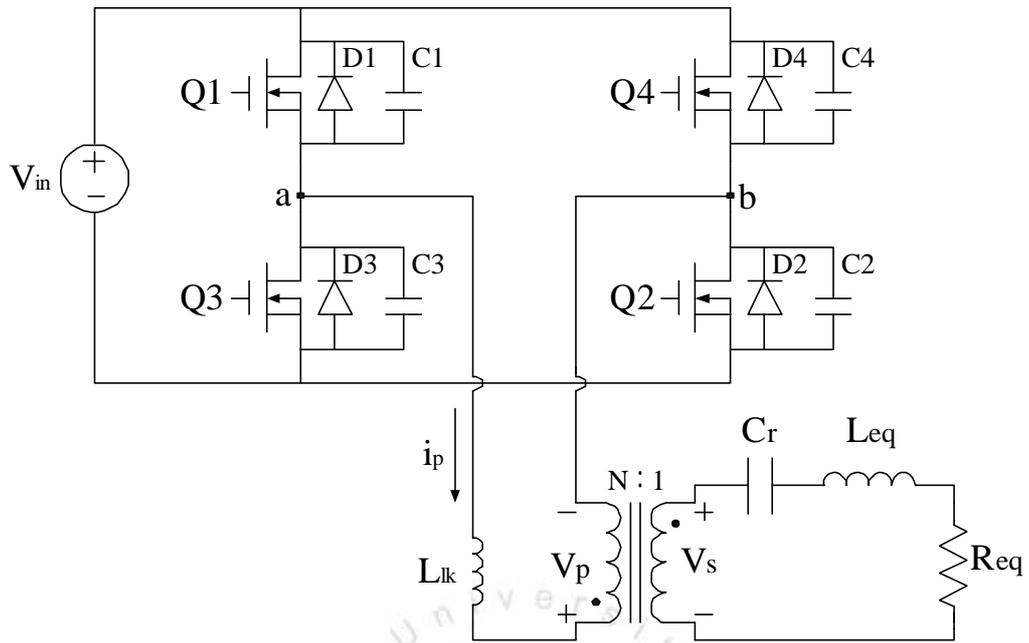


圖3.2 全橋相移式零電壓切換轉換器基本電路架構圖

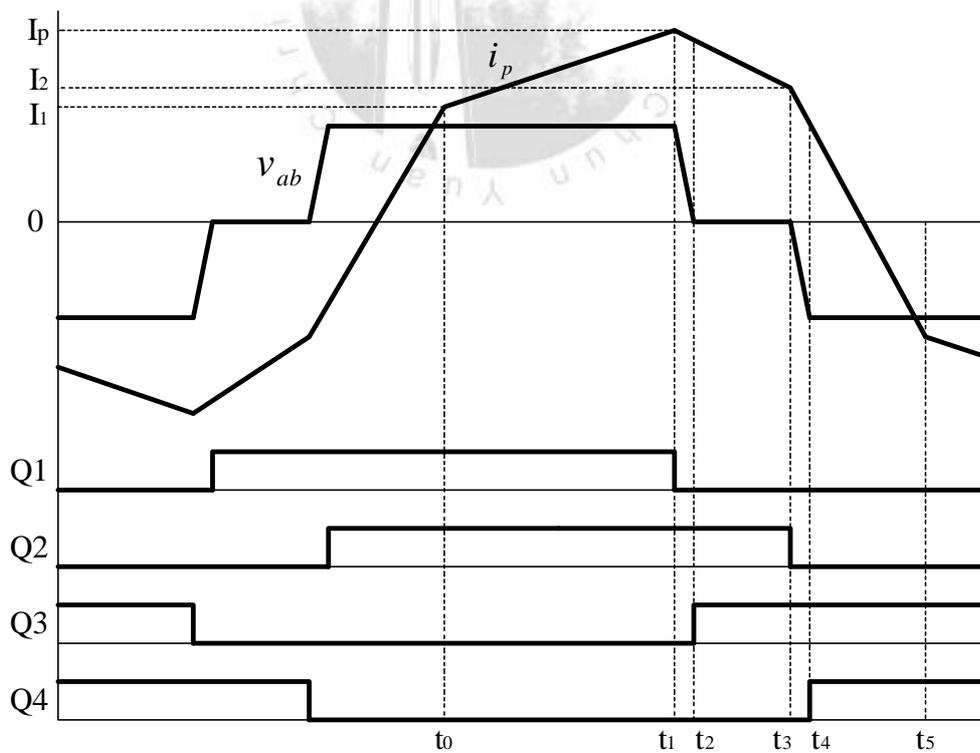


圖3.3 開關控制信號時序圖及變壓器一次側電壓、電流波形圖

為了避免同一橋臂上之兩個開關有同時導通的可能，上下兩個開關的控制信號，除了反相之外，特別在二者換相的時候，加上一段死區(Dead Time)，使得兩個開關有一段時間是均不導通的，以避免因同臂上、下二開關同時導通，而輸入電壓跨在短路路徑上，使得元件因電流過大而損毀。而這段死區亦是開關進行零電壓切換的暫態時間(Transition Time)，在這段時間中利用電路寄生元件，例如：變壓器的漏電感和功率開關的寄生電容等，來進行共振，使得開關在導通前處於零跨壓狀態，因此暫態時間必須依據零電壓切換條件的需求，事先計算來決定其長度。

相移脈波寬度調變與傳統脈波寬度調變控制方式，有一個重要的不同點：在相移脈波寬度調變下，全橋二臂的上方兩個開關(Q1及Q4)有一段時間同時導通，下方的兩個開關(Q2及Q3)也是如此，而這一段時間在柔性切換技術中，是很重要的區間，而在傳統的脈波寬度調變控制下，是不會出現這樣的動作狀態。因此，採用相移脈波寬度調變控制方式，特別適合於零電壓切換之應用。

3.3 電路動作原理

圖3.2所示為相移式零電壓轉換器的基本電路架構，為了說明起見，將四個開關汲極-源極間的寄生電容、寄生二極體分別標出；其中， L_{lk} 表示隔離變壓器之漏電感，一次側電流 i_p 之方向、一次側及二次側電壓極性也一併如圖所示，而全橋架構中二臂(Leg)中點分別由圖上a、b兩點表示。

以下將配合開關控制信號時序圖及變壓器一次側電壓、電流波形圖(圖3.3)，來說明電路動作原理，並分析其達到零電壓切換狀態時，所需之能量共振條件。

3.3.1 切換週期等效回路分析[17,25,31]

(1) $t_0 \sim t_1$ 時段

如圖3.4所示，開關Q1、Q2導通，輸入電壓 V_{in} 經由Q1、Q2路徑，使變壓器一次側電路之漏電感 L_{lk} 被電源充電而儲存磁能，並使二次側繞組感應電壓。其等效電路圖如圖3.5所示，此時

$$L_{\Sigma} \frac{di_p}{dt} = V_{in} - NV_o \quad (3-1)$$

初始條件為

$$i_p(0) = I_1$$

其中， $L_{\Sigma} = L_{lk} + N^2 L_{eq}$ ，且 N 為變壓器一次側與二次側的匝數比

解方程式(3-1)並代入初始條件可得

$$i_p = \frac{V_{in} - NV_o}{L_{\Sigma}} t + I_1 \quad (3-2)$$

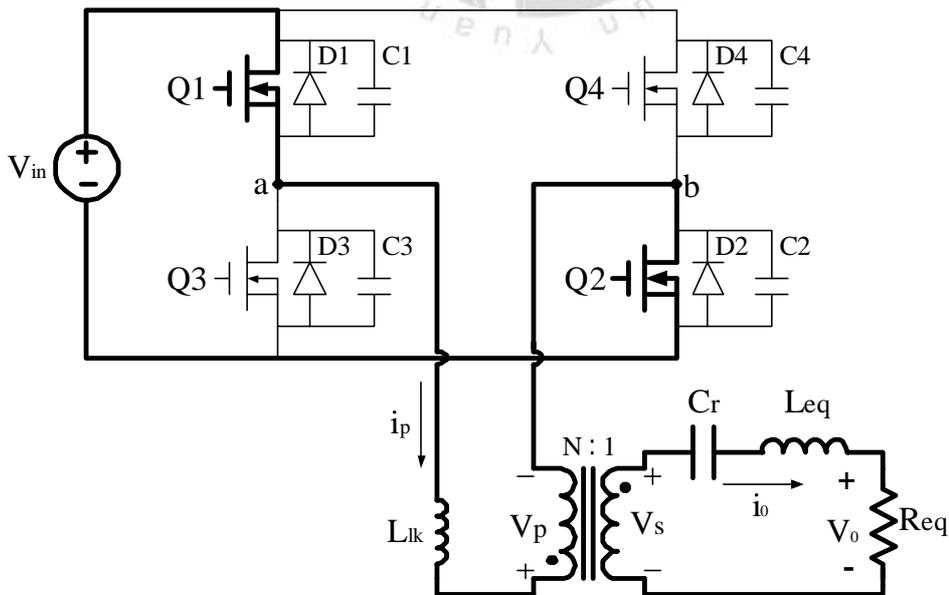


圖3.4 $t_0 \sim t_1$ 導通電流路徑

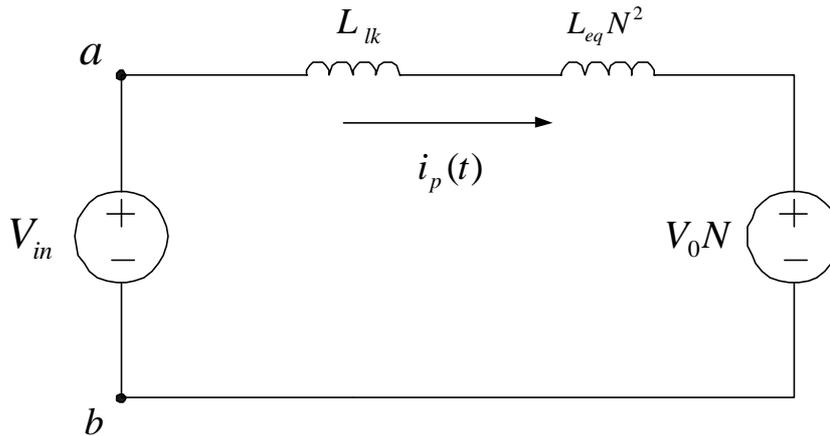


圖3.5 t₀~t₁等效電路圖

在t₁時刻，開關Q₁截止，此時段結束， i_p 上升到最大值，即 $i_p = I_p$ ，這個時間段長度為

$$T_1 = \frac{I_p - I_1}{V_{in} - NV_o} L_{\Sigma} \quad (3-3)$$

(2) t₁~t₂時段

當時間在t=t₁時，開關Q₁截止，如圖3.6所示。電源電壓將對開關元件Q₁之寄生電容C₁充電，並使開關元件Q₃之寄生電容C₃放電。此時Q₁汲源極電壓等於V_{in}，且因開關元件Q₃之並聯二極體箝制作用，使Q₃之汲極電壓接近零電位，其等效電路圖如圖3.7所示，此時

$$C \frac{dv_{C3}}{dt} = -i_p \quad (3-4)$$

$$L_{\Sigma} \frac{di_p}{dt} = v_{C3} - NV_o \quad (3-5)$$

初始條件為

$$v_{C3}(0) = V_{in}, i_p(0) = I_p$$

考慮MOSFET的非線性特性，因此 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 4/3C_{oss}$
 其中 C_{oss} 為變壓器的等效接面輸出電容

$C = C_1 + C_3 + C_{tr} \approx 8/3C_{oss}$ (C_{tr} 為變壓器的線間電容，在此忽略不計)
 解方程式(3-4)、(3-5)並代入初始條件可得

$$v_{c3} = NV_0 + (V_{in} - NV_0) \cos \omega_1 t - I_p Z_1 \sin \omega_1 t = NV_0 + V_{CM} \cos(\omega_1 t + \mathbf{b}) \quad (3-6)$$

$$i_p = \frac{V_{in} - NV_0}{Z_1} \sin \omega_1 t + I_p \cos \omega_1 t = I_{pM} \sin(\omega_1 t + \mathbf{b}) \quad (3-7)$$

其中， $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_\Sigma C}}$ 為諧振角頻率， $Z_1 = \sqrt{\frac{L_\Sigma}{C}}$ 為諧振特性阻抗

$$V_{CM} = \sqrt{(V_{in} - NV_0)^2 + I_p^2 Z_1^2}$$

$$I_{pM} = \sqrt{\left(\frac{V_{in} - NV_0}{Z_1}\right)^2 + I_p^2}$$

$$\mathbf{b} = \tan^{-1} \frac{I_p Z_1}{V_{in} - NV_0}$$

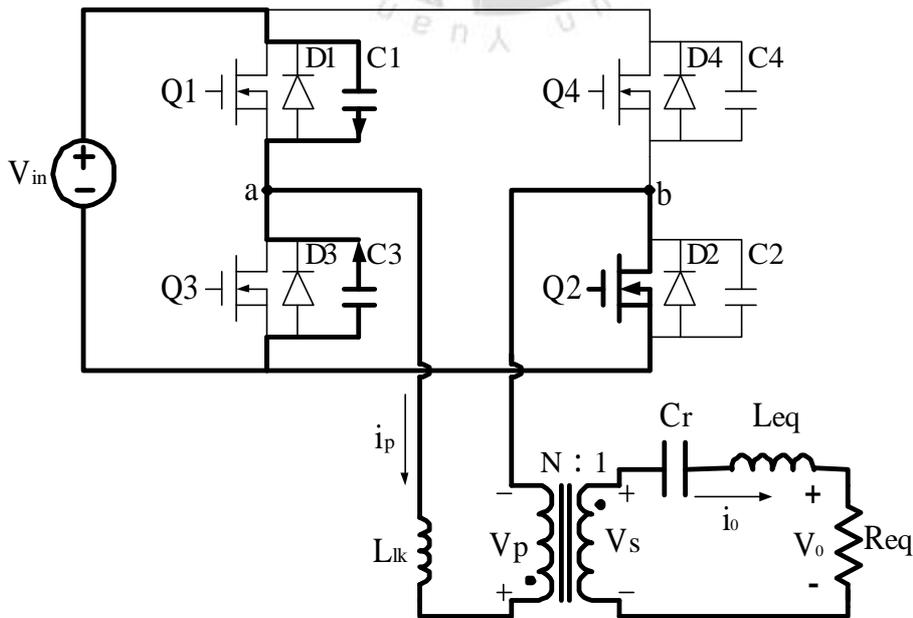


圖3.6 t1~t2 導通電流路徑

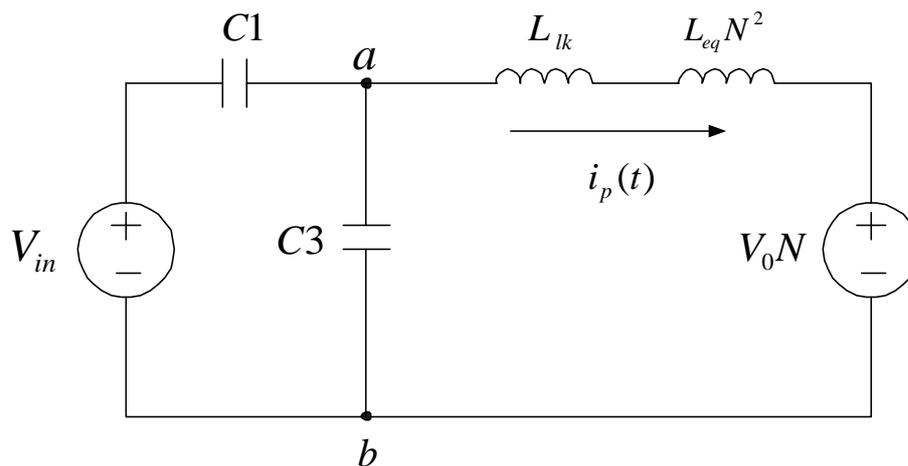


圖3.7 $t_1 \sim t_2$ 等效電路圖

由上述分析可看出，在此時段內，電路處於一個很複雜的諧振過程。實際上如果考慮到負載電感 L_{eq} 相當大，可將此時段內變壓器一次側電流 $i_p = I_p = \frac{I_0}{N}$ 看成變化不大，類似於一個恒電流源，因此電容電壓 v_{c3} 可近似為在恒電流源 I_p 作用下線性下降，即

$$v_{c3} = V_{in} - \frac{I_0}{NC} t \quad (3-8)$$

在 $t=t_2$ ， C_3 上的電壓下降到零，開關 Q_3 的反向並聯二極體 D_3 自然導通，而結束了這個時段，時間長度為

$$T_2 = \frac{NCV_{in}}{I_0} \quad (3-9)$$

(3) $t_2 \sim t_3$ 時段

當 $t=t_2$ 時，由於共振充放電現象將使二極體 D_3 導通，此時將開關元件 Q_3 導通，如圖3.8所示。在 Q_3 導通瞬間，跨接在汲源極間電位為內部二極體順向導通電位，大部分電流會流過二極體 D_3 ，因此開關 Q_3 兩端壓降為零，使得 Q_3 能達到最小導通切換損失的目的。

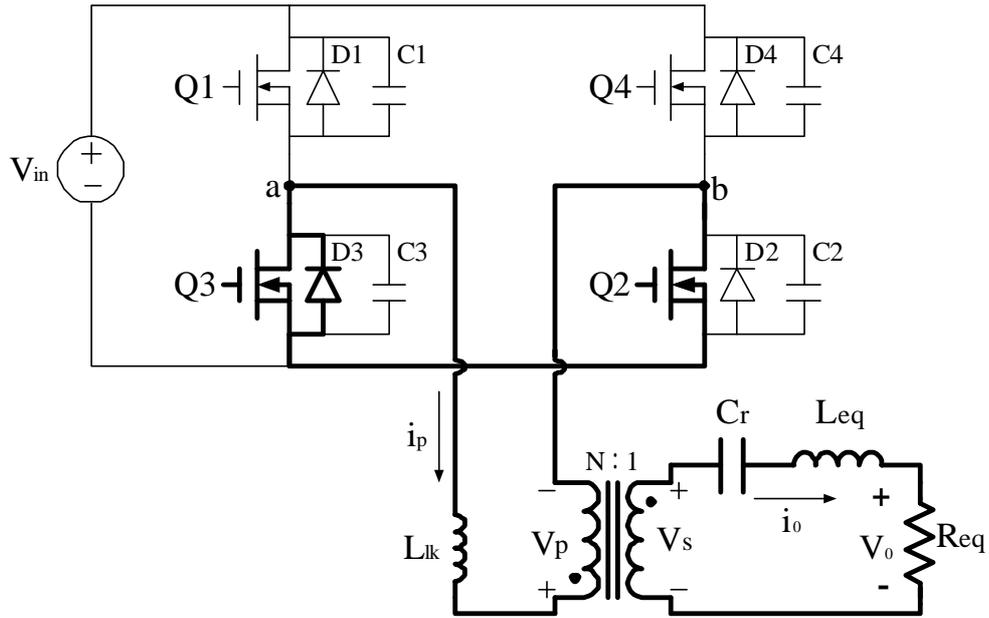


圖3.8 $t_2 \sim t_3$ 導通電流路徑

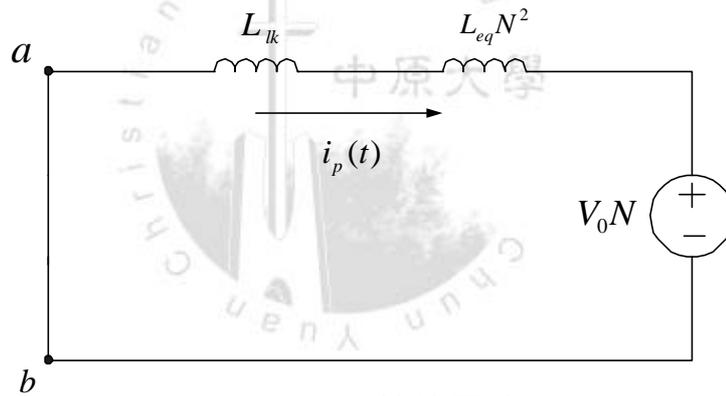


圖3.9 $t_2 \sim t_3$ 等效電路圖

圖3.9為等效電路圖，此時

$$L_{\Sigma} \frac{di_p}{dt} = -NV_o \quad (3-10)$$

初始條件為

$$i_p(0) \approx I_p$$

解方程式(3-10)並代入初始條件可得

$$i_p = \frac{-NV_o}{L_\Sigma} t + I_p \quad (3-11)$$

當 $t=t_3$ ，開關Q2截止，此時段結束。設在 t_3 時刻 i_p 下降到 I_2 ，則此時段時間長為

$$T_3 = \frac{(I_p - I_2)L_\Sigma}{NV_o} \quad (3-12)$$

(4) $t_3 \sim t_4$ 時段

如圖3.10所示，當 $t=t_3$ 時，開關Q2截止，主電路一次側因功率變壓器之漏電感具有電流連續特性及共振現象，漏電感將對開關元件Q2之寄生電容 C_2 充電，並使開關Q4之寄生電容 C_4 產生放電現象。且 C_2 電容電壓將會被充電，達到輸入電壓值(V_{in})，而 C_4 電容電壓將會被放電，下降至零電壓。其等效電路圖如圖3.11所示，此時 $V_a=0$ ， $V_b=V_{in}$ ，即 $V_{ab}=-V_{in}$ 。

此時

$$C \frac{dv_{C_2}}{dt} = -i_p \quad (3-13)$$

$$L_{lk} \frac{di_p}{dt} = -v_{C_2} \quad (3-14)$$

初始條件為

$$v_{C_2}(0) = 0, i_p(0) = I_2$$

解方程式(3-13)、(3-14)並代入初始條件可得

$$v_{c_2} = I_2 Z_2 \sin \omega_2 t \quad (3-15)$$

$$i_p = I_2 \cos \omega_2 t \quad (3-16)$$

其中， $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C}}$ 為諧振角頻率， $Z_2 = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C}}$ 為諧振特性阻抗

$$C = C_1 + C_3 + C_{tr} \approx 8/3C_{oss}$$

假設諧振開始時變壓器漏電感儲能夠大，在 t_4 時刻， C_2 上的電壓 v_{c_2} 諧振上升到 V_{in} 時， C_4 上的電壓 v_{c_4} 諧振到零，二極體D4自然導通，此段時間長為

$$T_4 = \frac{1}{\omega_2} \sin^{-1} \frac{V_{in}}{I_2 Z_2} \quad (3-17)$$

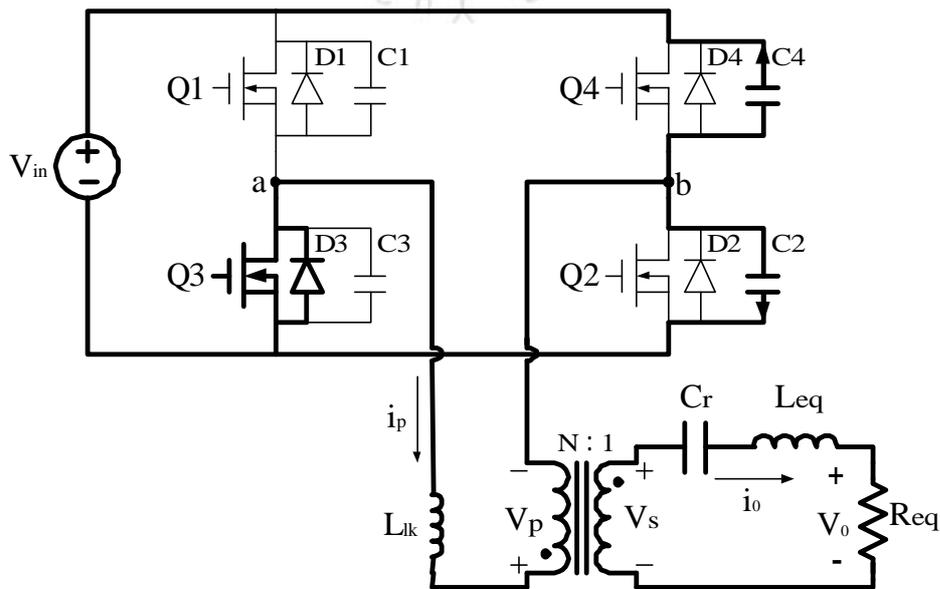


圖3.10 $t_3 \sim t_4$ 導通電流路徑

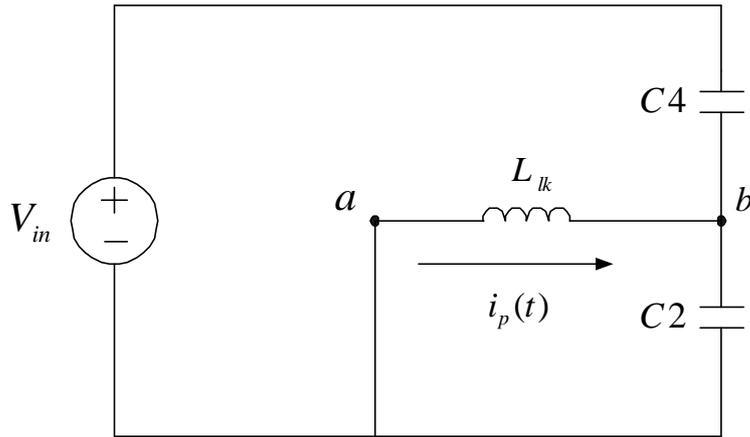


圖3.11 $t_3 \sim t_4$ 等效電路圖

(5) $t_4 \sim t_5$ 時段

當 $V_b = V_{in}$ 時，主電路一次側電流具連續性及共振現象，使開關元件 Q4 並聯內部反向二極體 D4 導通，其電流導通路徑如圖 3.12 所示。此時一次側漏電感電流流入電源，故一次側電流迅速降至負值。當 D4 開始導通時，將開關 Q4 導通，其汲源極電壓幾乎為零，因此可達到零電壓切換的目的。

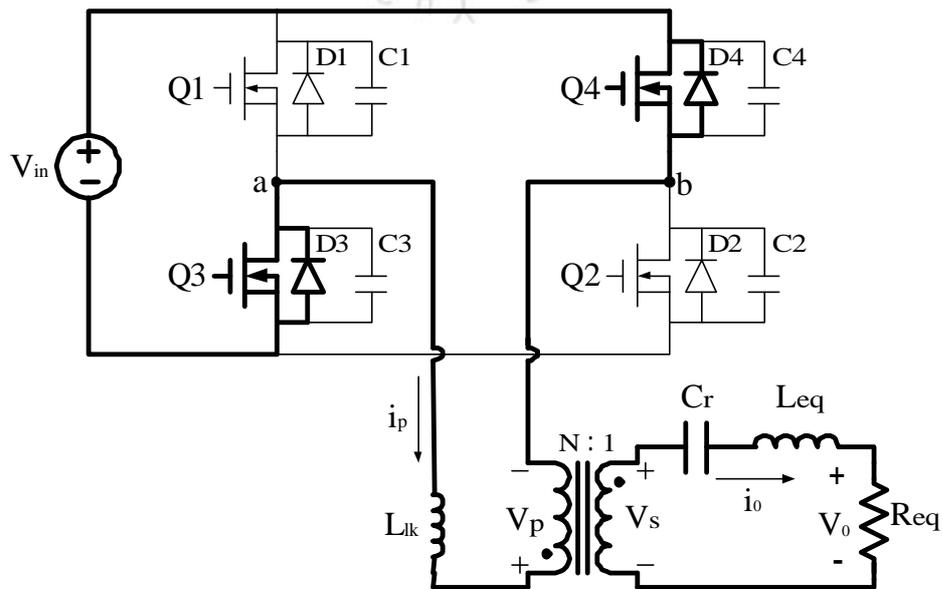


圖3.12 $t_4 \sim t_5$ 導通電流路徑

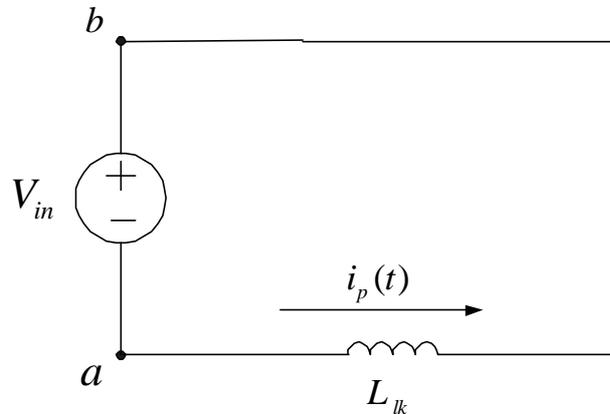


圖3.13 t₄~t₅等效電路圖

如圖3.13所示，可得到

$$L_{lk} \frac{di_p}{dt} = -V_{in} \quad (3-18)$$

初始條件為

$$i_p(0) = I_3$$

解方程式(3-18)並代入初始條件可得

$$i_p = I_3 - \frac{V_{in}}{L_{lk}} t$$

當一次側電流 i_p 線性下降到零，二極體D3和D4自然關斷後， i_p 會經由開關Q3和Q4繼續向反方向線性上升。在 t_5 時刻， i_p 向反方向線性上升到 $-I_1$ ，此時段結束。

到了 t_5 時刻，半個電路導通週期結束。在 t_5 時刻後，開始另一半週期的工作，其工作過程與上述半個週期的工作過程十分類似。在此就不去做介紹。

3.3.2 共振週期能量分析[17,25,31]

由前面的討論可知，零電壓切換是透過線路漏電感與輸出接面電容產生諧振而實現的。通常，通過諧振使同一橋臂要截止開關之輸出電容充電，使要導通的開關之輸出電容放電，當電容充放電過程結束後(開關兩端壓降為零)，再送給開關驅動信號，以實現零電壓導通的目的。然而，為了實現零電壓導通，需滿足兩個條件：

- (1) 諧振電路本身(參數與狀態)應保證能透過共振，使開關之輸出接面電容完全放電。
- (2) 驅動信號必須在開關輸出電容完全放電後給出，即同一橋臂兩個開關導通與截止信號之間的時間應大於相應輸出電容的充放電時間。

在超前臂開關(Q1、Q3)截止後形成的諧振電路中，電感由變壓器漏電感 L_{lk} 及等效到一次側的輸出電感 N^2L_{eq} 構成，如圖3.7所示。由於通常對應到一次側的電感 N^2L_{eq} 具有很大的數值。因此，電感儲能很容易使電容 $C1$ 、 $C3$ 完成充放電狀態轉換。在超前臂開關截止時，變壓器一次側電流 i_p 在正(負)方向達到最大值 $|I_p|$ 。由式(3-6)可知為了確保 v_{c3} 能諧振下降到零，應滿足： $V_{CM} = NV_0$ ，由參考資料可得到超前臂開關零電壓導通條件[28]

$$L_{\Sigma} I_p^2 \geq C V_{in}^2 (2D - 1) \quad (3-19)$$

由式(3-19)可知，當 $D < 0.5$ 時，即使變壓器一次側電流 i_p 等於零(空載)，也可以滿足超前臂開關零電壓導通條件。一般由於電感 N^2L_{eq} 的數值很大，在上述過程中變壓器一次側電流可看作近似不變，即 $i_p = I_p$ ，故超前臂開關截止後的諧振過程可近似看作一恆電流充電過程。由式(3-9)可知，只要使超前臂的導通與截止信號之間的時間 $\Delta t_1 > \frac{NCV_{in}}{I_{o \min}}$ ，則超前臂開關零電壓導通條件就可以滿足，式中

I_{omin} 為可能的最小負載電流。

在落後臂開關(Q2、Q4)截止後形成的諧振電路中，由於變壓器二次側處於續流階段，因此諧振電感為變壓器漏電感 L_{lk} ，如圖3.10所示。共振時由變壓器漏電感釋放儲能，使輸出接面電容 C_2 、 C_4 完成充放電狀態轉換。當電容電壓諧振下降到零時，相應開關Q2、Q4實現零電壓導通。由式(3-15)可知，為了使落後臂開關能夠在零電壓下導通，應滿足條件：

$$I_2 Z_2 \geq V_{in} \quad (3-20)$$

其中， I_2 為一次側電流 i_p 在時刻 t_3 時的數值。整理可得：

$$L_{lk} I_2^2 \geq C V_{in}^2 \quad (3-21)$$

由能量轉換的觀點來看，為了確保諧振過程中諧振電容充放電的完成，截止時刻諧振電感的儲能應大於諧振電容的儲能，即：

$$\frac{L_{lk} I_2^2}{2} \geq \frac{C V_{in}^2}{2} \quad (3-22)$$

式中， $C = C_2 + C_4 + C_r \approx \frac{8}{3} C_{oss}$

由上式可知，實現落後臂開關零電壓導通，主要靠變壓器漏電感儲能，當負載較輕時，漏電感儲能不能滿足式(3-22)所限定的零電壓條件時，落後臂開關將失去零電壓切換功能。另外，由式(3-15)可知，當時間 t 等於四分之一諧振週期時， v_{c2} 達到其最大值。因此，在滿足式(3-20)所限定的零電壓條件下，為確保落後臂開關的零電壓導通，落後臂開關導通信號滯後於關斷信號的時間應滿足：

$$\Delta t_2 = \frac{T}{4} = \frac{p}{2} \sqrt{L_{lk} C} \quad (3-23)$$

第四章 高頻感應加熱系統硬體與軟體之設計

4.1 高頻感應加熱器電路架構

感應加熱系統之基本方塊圖與電路架構分別如圖4.1與圖4.2所示，其中反流器、匹配變壓器及負載屬於功率級之電力部份；而驅動電路及控制電路則屬於弱電部份。

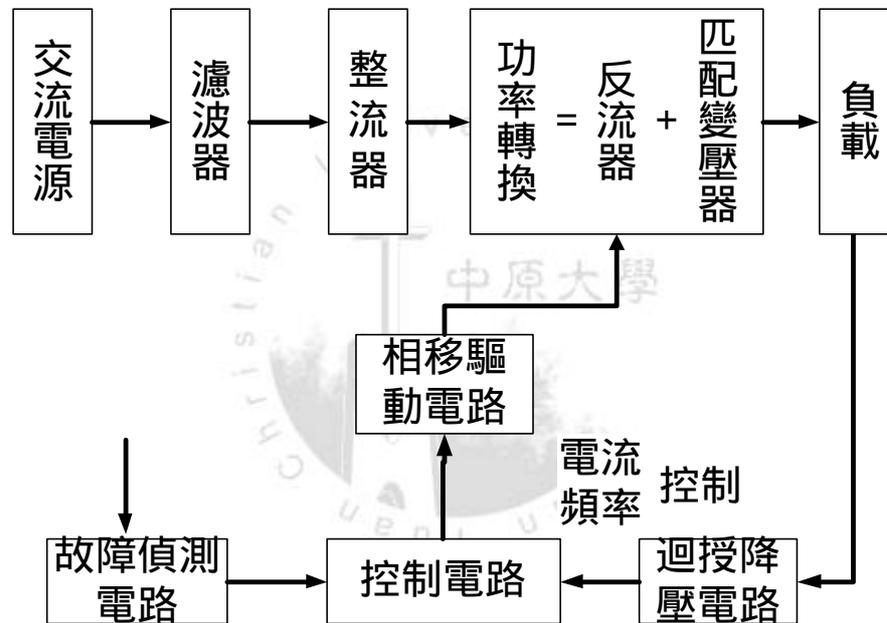


圖4.1 高頻感應加熱系統方塊圖

高頻感應加熱器其各單元之功能簡述如下：

- (1). 交流電源：單相220V市電電源經自耦變壓器轉為0~260V電源。並且加入EMI濾波器
- (2). 整流濾波器：將交流電源轉換為穩定的直流電源。
- (3). 反流器：將直流電壓轉變為我們所要之電壓頻率。
- (4). 相移驅動電路：執行高頻驅動、訊號隔離及位移工作。

- (5). 回授降壓電路：將輸出電壓及電流降至DSP可接受範圍內。
- (6). 控制電路：執行功率控制或頻率控制功能，以期獲取良好品質。
- (7). 匹配變壓器：阻抗匹配與功率轉移用。
- (8). 諧振電容：與加熱線圈及加工物件形成RLC串連諧振電路。
- (9). 負載：由加熱線圈及加工物件所組合而成。

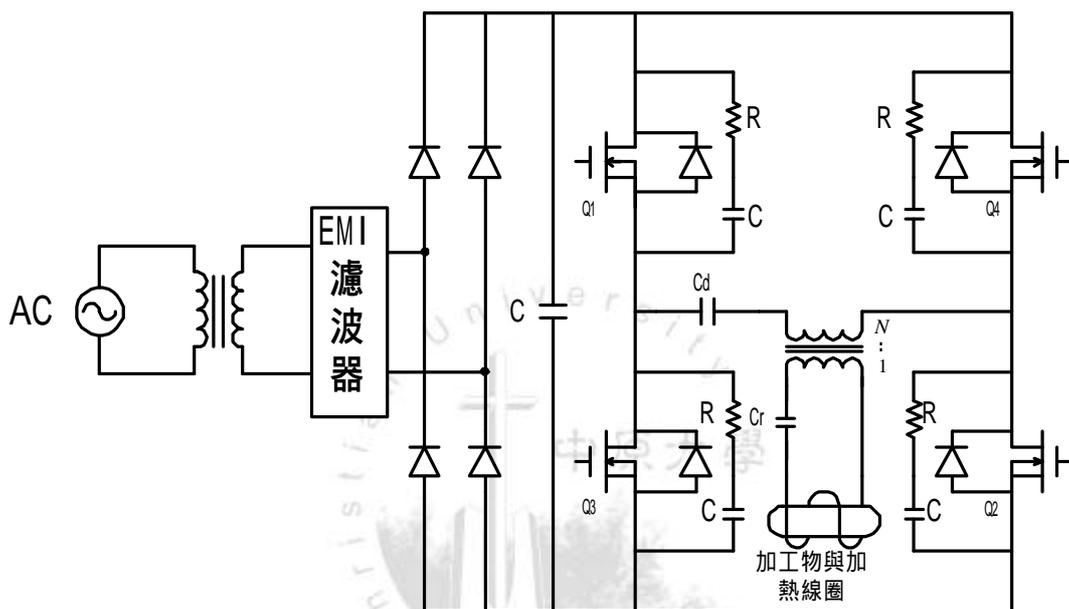


圖4.2 感應加熱系統之電路架構

4.2 EMI濾波器設計[33]

每一個切換式電源供應器都有EMI來源的產生，這是因為轉換器的操作中，其電壓與電流波形具有非常快速的上升與下降時間，而轉換雜訊的主要來源是轉換電晶體等，因此，在電源輸入端加入一濾波器，使其雜訊不會經由電源線傳導出去，也不會把外來的雜訊流入。

雜訊抑制最普通的方法是在切換式電源供應器的交流主線上，利用LC來做差模與共模態的EMI抑制，如4.3圖所示。

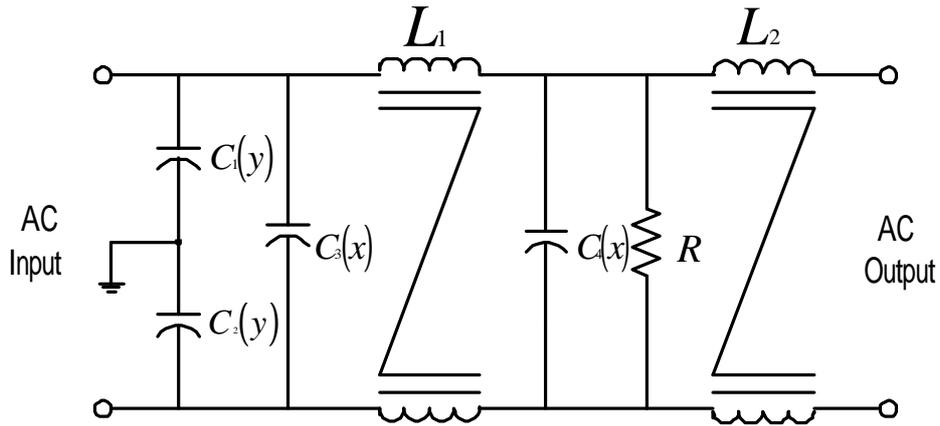


圖4.3 EMI濾波器電路

一般正常情況，耦合電感器是與每一條交流輸入線之間（稱之為X電容器），以及每一條輸入線與地端之間（稱之為Y電容器），這些元件的電容值與電感值可在下面範圍內：

$$C_x : 1.0 \mu F \sim 2 \mu F$$

$$C_y : 2200 \text{ PF} \sim 0.033 \mu F$$

$$L : \text{在} 25\text{A 為} 1.8 \text{ mH} \sim \text{在} 0.3\text{A 為} 47 \text{ mH}$$

$$R = \frac{t}{2.21C} \quad (t = 1\text{s}, C \text{ 為所有X電容值總和 } \mu F) \quad (4.1)$$

其中R是做為X電容器放電路徑之用，而安全規則使用VDE-0806（西德電氣技術協會）與IEC（國際電機公會組織）標準。

4.3 整流器與濾波電容器的選取

4.3.1 整流器的選取

輸入電壓為0~220V，輸出功率 $P_o = 5KW$ ，切換頻率 $f_s = 70KHz$
直流DC Bus 電壓為

$$V_{DC} = \sqrt{2}V_{AC} = 310V \quad (4.2)$$

根據輸出功率 P_o ，考慮反流器的效率 $\eta = 0.9$ 因此整流器輸出功率為

$$P_d = \frac{P_o}{\eta} = \frac{5}{0.9} = 5.6KW \quad (4.3)$$

故整流器的輸出電流

$$I_d = \frac{P_d}{V_{max}} = \frac{5.6KW}{310V} = 18A \quad (4.4)$$

因此，根據上述計算，並考慮電流與電壓安全係數為1.5~2.0及整流器的產品規格，可選用SanRex公司出產的DD100GB80整流器模組。

4.3.2 濾波電容器的選取

濾波電容主要功能為濾波和穩定電壓的作用。而整流電壓中的漣波隨基頻成分總是120Hz及240Hz，為確保直流輸出額定電壓的5%內，濾波電路的時間常數，即濾波電容器與直流電源的等效電路負載電阻的乘積，必須為漣波基頻的週期時間6倍以上一般約6~8倍即可

$$\text{即 } R_d C_d = \frac{6-8}{120} \text{ (s)} = (50\sim 67) \times 10^3 \mu\text{s} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} \text{所以 } C_d &= (50\sim 67) \times 10^3 \times \frac{1}{R_d} \\ &= (50\sim 67) \times 10^3 \times \frac{I_d}{V_{\max}} \quad (\mu\text{F}) \\ C_d &= 3479 \mu\text{F} \end{aligned}$$

根據電解電容產品規格可選用5600 μ F400V的電容器，為濾除高次諧波，我們可在濾波電容上並聯一只0.1~0.22 μ F，450V AC電容器，且在濾波電容上並聯100K -10W之水泥電阻，主要功能為當開關切離時濾波電容內的電荷可放至水泥電阻上。

4.4 開關功率元件的選取[32,33]

在電路中，我們採用MOSFET來做為開關元件，主要是因為它的切換速度較快，適用於高頻操作的場合。實際應用上，就必須考量它的額定耐壓、耐流等各項規格；在全橋架構中，理論上開關的跨壓最大為輸入的直流電壓，而負載的功率則可決定開關的耐流。另一方面，開關的導通損失也會造成電路效率的降低，所以必須考慮開關的導通電阻，通常，開關的耐流愈大，其導通電阻也越小，導通損就會降低。

由於零電壓切換必須利用到開關的寄生電容，此項電容的大小將會影響到零電壓切換的特性：如果開關的寄生電容較大，在負載條件不變的情況下，變壓器內的等效漏電感就必須更大，才能儲存足夠能量將開關電壓共振至所需條件。不過，通常MOSFET的導通電阻和寄生電容是呈反比的關係，也就是：導通電阻越小，寄生電容就會越大，因此必須在二者之間作一個良好的取捨。

在上述種種因素以及成本的考量下，最後決定採用IXYS公司所生產的IXFH 26N50Q，來做為開關元件;其主要相關規格如下：

表4.1 IXFH 26N50Q規格表

項目	測試條件	額定值
汲極-源極電壓	$T_j=25$ to 150	500V
汲極電流	$T_c=25$	26A
閘極-源極電壓	Continuous	± 20 V
汲極-源極導通電阻	$V_{GS}=10V, I_D=12A$	0.2
輸出電容	$V_{GS}=0V, V_{DS}=25V, f=1MHz$	500pF
切換上升時間	$V_{DD}=250V, I_D=20A, R_G=4.3$,	30ns
切換導通延遲時間	$R_D=13$	28ns
切換下降時間		16ns
切換截止延遲時間		55ns
逆向恢復時間	$T_j=25$, $I_F=20A, di/dt=100A/\mu s$	250ns
晶體介面承受溫度		-55~150

4.5 MOSFET開關保護電路[33]

本電路主要利用在洩極、源極間加裝RC箝制電路，利用RC箝制電路可以改變MOSFET的負載線，增加其可靠度至最大值範圍，其次就是箝制電路可以消耗OFF時額外產生的能量（如圖4.4），避免消耗在MOSFET開關上，如此，MOSFET的應力可被減少至最低值而不會影響到整個開關的效率。

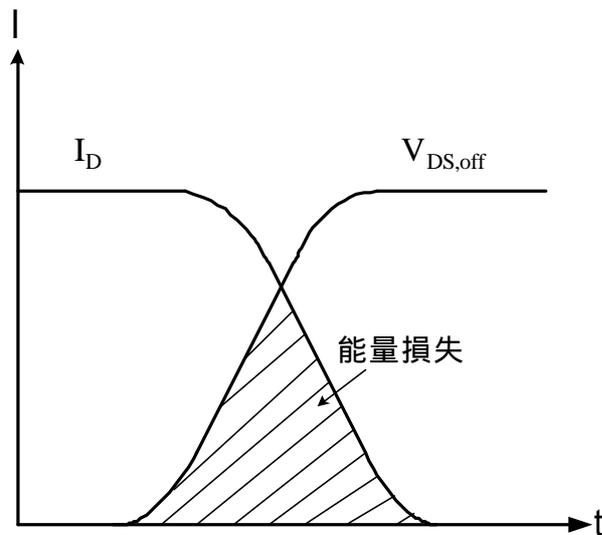


圖4. 4 MOSFET的turn-off特性曲線

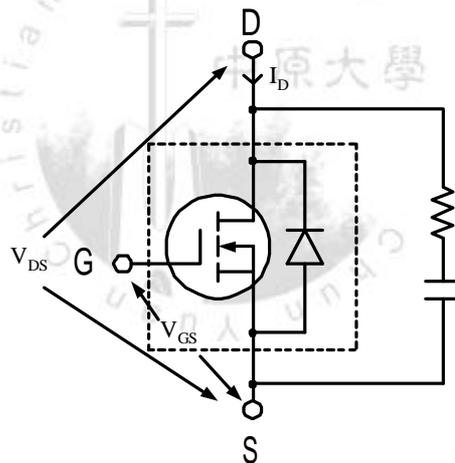


圖4.5 MOSFET本身含有積體轉換二極體可做為開關使用。RC
箝制電路可用來使的電晶體電壓低於崩潰洩極-源極電壓。

以下的設計與分析過程，乃基於實際經驗的結果，在實際電路設計上，這些公式能夠有效成功地計算箝制電路之值，在圖4.4中MOSFET OFF時其能量可寫為

$$E = \frac{CV_{DS}^2}{2} = \frac{I_D V_{DS} (t_r + t_f)}{2} \quad (4.6)$$

其中， I_D ：最大洩極電流 (A)

V_{DS} ：最大洩極-源極電壓 (V)

t_r ：最大洩極電壓上升時間 (ns)

t_f ：最大洩極電流下降時間 (ns)

(解4.6) 式，我們可求得電容之值C：

$$C = \frac{I_D (t_r + t_f)}{V_{DS}} \quad (4.7)$$

如圖4.4可知，電容器C在MOSFET OFF時充電，在ON時經電阻器R放電，則電容器上的電壓可寫為

$$V_C = V_{DS} e^{-t_{on}/RC} \quad (4.8)$$

為了保證電容器在MOSFET OFF之前充滿電荷，其值趨近於 V_{DS} ，我們必須選擇RC值，如此， $e^{-\frac{t_{on}}{RC}}$ 表示式將會趨近於1，同理，我們亦選擇RC值，使得在 t_{on} 時電容器能被放電。

由基本電路理論我們可以得知，若要電容器經由電阻器完全放電，則需要五倍的時間常數（5； $\tau = RC$ ），假設在三倍時間常數之後，電容器就能完全放電，則我們可導出最大放電之電阻值R：

$$R = \frac{t_{on}}{3C} \quad (4.9)$$

由 (4.9) 式所計算求得的電阻R，我們必須檢查出在ON時流經 MOSFET的電容器放電電流，並由以下公式限制它至0.25I_D值範圍。

$$I_{dis} = \frac{V_{DS}}{R} \quad (4.10)$$

如果電阻值太低而且I_{dis} > 0.25I_D直到滿足上面所說的條件。
最後，我們要來計算最大電阻值的額定值，其公式為

$$P_R = \frac{1}{2} C V_{DS}^2 f \quad (4.11)$$

在此，f 為轉換器的工作頻率 (KHz)。以下我們就以本電路來計算箝制電路的電阻值 R 與電容器值 C：

$$C = \frac{I_D (t_r + t_f)}{V_{DS}} = \frac{17(30 + 16) \times 10^{-9}}{310} = \frac{782 \times 10^{-9}}{310} = 2.52 nF$$

我們取 C 值為 2.2nF，假設 t_{on} 為整個時間週期的 40%，則

$$t_{on} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{70} = 5.7 \mu F$$

$$R = \frac{5.7 \times 10^{-6}}{3 \times 0.0025 \times 10^{-6}} = 760 \Omega$$

我們取 R 值為 1.5 K ，檢查放電電流可得

$$I_{dis} = \frac{310}{1.5K} = 0.206A$$

最後計算電阻值的功率額定值為

$$P_R = \frac{(0.0025 \times 10^{-6}) \times (310^2) \times (7 \times 10^3)}{2} = 8.4W$$



4.6 驅動與隔離電路

一般而言，MOSFET在低頻工作時，大多不需要太大的驅動能力，但在高頻時，由於閘間電容充放電速度趨緩，影響切換速度，因此如何縮短閘間電容充放電的時間，是提高工作頻率的重要前提；另一方面，由於全橋式反流器上四個功率元件之參考電位不盡相同，所以提供各開關元件閘極信號的各組驅動電壓必須浮接，因此在控制級與功率級之間須增加緩衝而且隔離之電路，本文是採用Toshiba公司製的TLP250光耦合器配合推挽式電晶體，來做驅動隔離電路，以避免因共地而產生的短路問題及推動功率晶體之用。圖4.6為驅動隔離電路，而圖4.7為供給驅動功率晶體所需之獨立電源[17]。

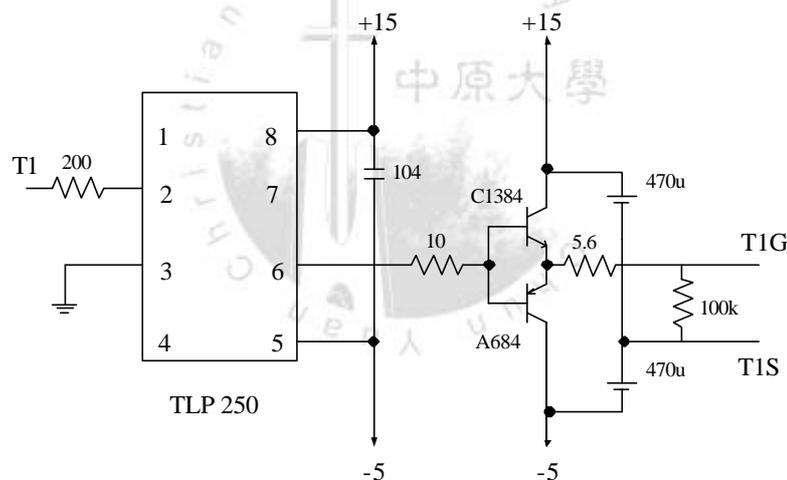


圖4.6 驅動隔離電路

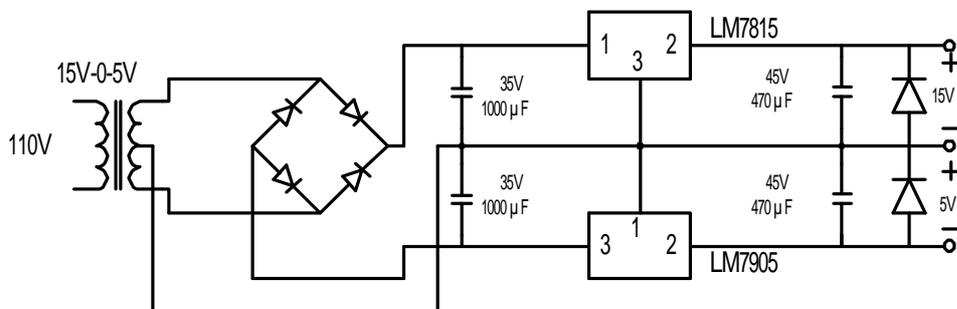


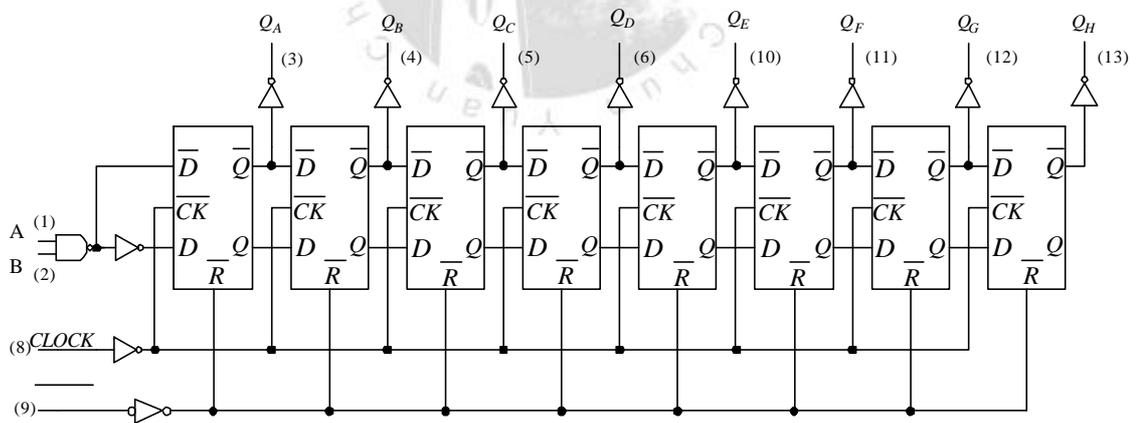
圖4.7 驅動功率晶體獨立電源

4.7 相移電路與Dead Time的選取

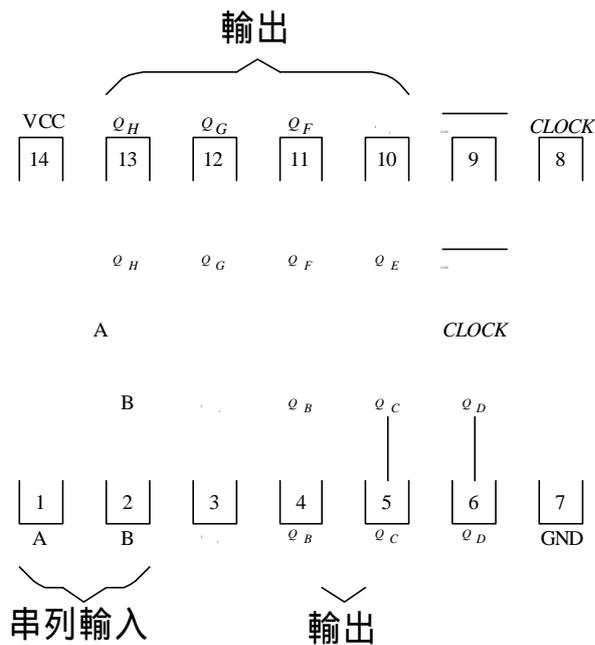
我們主要是利用一顆74LS164的八位元右移暫存器，對DSP輸出的開關控制信號做相位移動的動作，以達到功率控制的目的。

圖4.8及4.9分別是74164IC的構造、接腳圖與時序圖，它有八個位元，且每個正反器都有可重置之直接清除端，資料輸入A和B經NAND閘後輸入 \overline{D} ，所以對一個資料之輸入，可以作為輸入之控制閘來使用。即是將B輸入當作控制輸入，A輸入當作資料輸入的話，在禁止資料入的時候，B輸入是0，資料就無法取入74164中了。

而B輸入為1時，A輸入所加上之資料狀態，便被取入74164內了。其中CLOCK為時脈脈衝，74164每隔一個時脈週期(時脈信號為1時)才做擷取資料的動作，以達到資料位移的目的。 \overline{CLEAR} 為重置功能，信號為1時，電路正常運作;信號為零時，將所有值重置為0[34]。



(a) 內部構造



(b)接腳連接圖

圖4.8 74164構造圖

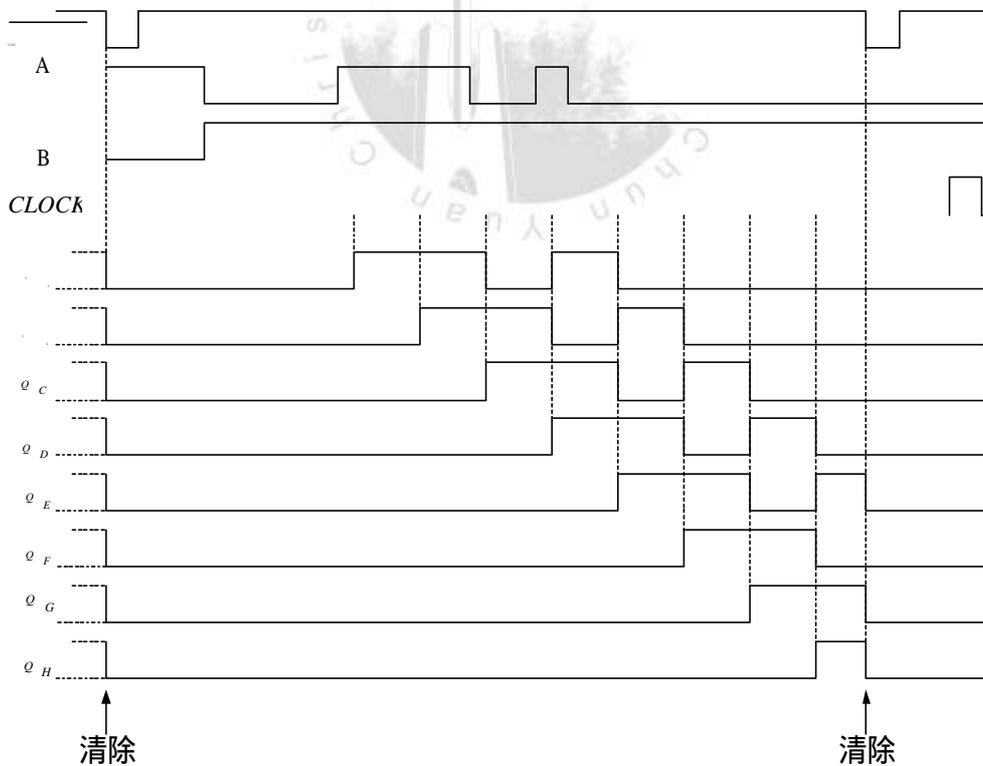


圖4.9 74164移位暫存器時序圖

輸出端 $Q_A \sim Q_H$ 共有八個，因此這些輸出和各正反器之輸出 Q 連接後，便可得到普通的八位元並列輸出。另外，輸出 Q_H 由於是最後一段輸出，因此也可用作串列輸出端或串連更多74164，以達到可以處理更多位元的目的。

由前面第三章的切換週期等效回路分析中可知，在理想的狀態下，只要死區(Dead Time)大小取的適當，即可達到零電壓切換的目的。死區時間大小的決定方法如下：

由3.3.2節的分析可知，超前臂開關(Q_1, Q_2)的零電壓導通，在 $D < 0.5$ 時，是很容易達成的，在此暫不作分析，只探討落後臂開關達到零電壓導通的方法。

本系統開關元件(IXFH 26N50Q)輸出電容值為500pF，變壓器一次側漏電感值經由短路實驗測得為 $26 \mu H$ ，由式(3-23)可求得共振時間：

$$C = C_2 + C_4 + C_{tr} \approx \frac{8}{3} C_{oss} = 1333 p$$
$$\Delta t_2 = \frac{T}{4} = \frac{p}{2} \sqrt{L_{lk} C} = 292.28 \times 10^{-9}$$

經過實際誤差的調整，取死區的時間為350n秒，以確保電路在變頻至較低的工作頻率時，開關也能在零電壓的情況下導通。

相移電路主要是由移位暫存器(74164)組成，而74164動作原理在4.4節中就已介紹過。線路圖如圖4.10所示，其中74164的第八隻腳是接週期為50n秒的方波，第二及第九隻腳則接數值為1的信號，以上所需的信號及IC所需的5V電源都由DSP提供。例如使得開關 Q_1 及 Q_2 (或 Q_3 及 Q_4)信號之間相差50n秒的時間，輸出就為74164的第一及第三隻腳。

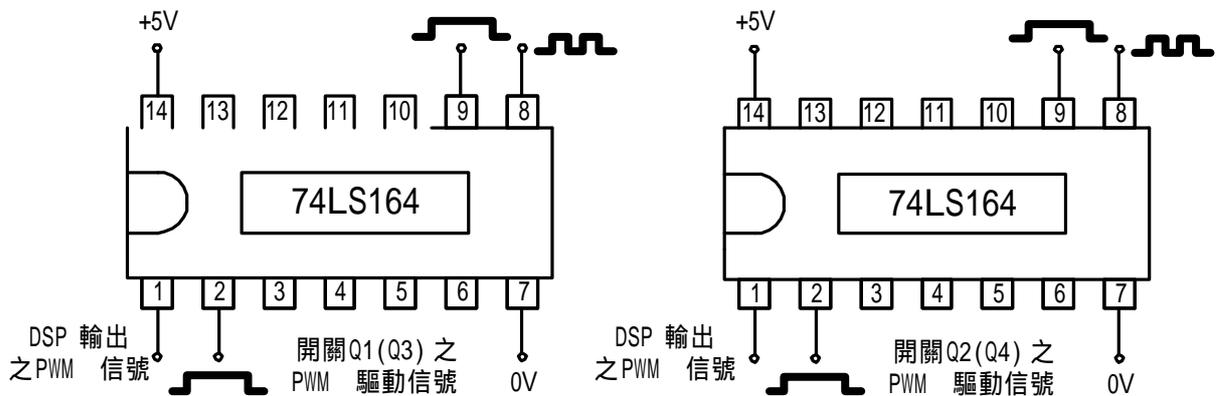


圖4.10 相移電路接線圖

4.8 匹配變壓器之設計[14]

在主電路中的變壓器，其主要功能在做能量之傳送，一方面做電源與負載間的阻抗匹配；以電源供應器的要求來說，希望整體電路能有較高的功率密度（power density），因此在給定相關數據之下，依下列步驟來設計：

步驟一

線圈匝數比16：1、初級電壓310V、初級電流16.1A、工作週期0.42與工作頻率70KHz。

步驟二

選擇IM公司所生產的EE80K FERRITE CORE，其最大磁通密度（B_{cm}）5750高斯最大繞線因數（kw,max）為0.3與最大電流密度（J_{max}）400A/cm²。

步驟三

找出最適當的鐵芯大小

$$A_p = W_a A_C > \frac{2V_p I_p, rms D}{K_w, max J \Delta B f_s} \quad (4.12)$$

$$A_p > \frac{2 \times 310 \times 16.1 \times 0.42}{0.3 \times 400 \times 10^4 \times (2 \times 0.25) \times 70 \times 10^3}$$
$$\therefore A_p > 9.98 \times 10^{-8} \text{ m}^4 \text{ 或 } A_p > 9.98 \text{ cm}^4$$

從鐵芯Data Book中，其EE80K的 A_p 值為4.32，因此，以保障鐵芯所能處理的能力大於需求，而使用三組鐵芯並在一起使用，最後檢查電流密度

$$J = \frac{2V_p \times I_p \times D}{A_p \times \Delta B K w f_s} \quad (4.13)$$
$$= \frac{4192}{1.048n} = 400 \times 10^4 \text{ A/m}^2$$

步驟四

根據電流密度，選擇適當的一二次線徑或線號。
考慮集膚效應對同導線而言導線集膚深度為

$$= \frac{66.1}{\sqrt{70K}} \text{ mm} \quad (4.14)$$
$$= \frac{66.1}{\sqrt{70K}} = \frac{66.1}{264.5} = 0.249 \text{ mm}$$

因此，一次側必須選擇半徑大於集膚深度的線號(0.5)的線最適合，因為安全電流只有0.75A，所以要22條並繞，二次側則由於3mm的空心銅管並聯5條。

4.9 加熱線圈之設計[14]

在感應加熱設備中，除了特殊需要外，加熱線圈的外觀多採用圓桶螺旋狀的形式，如圖4.11所示。這些線圈都不用鐵心，屬於空心電抗器。空心電抗器的電感量取決於線圈的匝數及線圈的幾何形狀和尺寸，而製成線圈的導線，應該根據流經線圈電流的大小來選定。自然冷卻的線圈，其電流密度為 $1.5\sim 2.5 A/mm^2$ ；強迫風冷則可大到 $4.5 A/mm^2$ ；如果採用水冷，則為 $10\sim 15 A/mm^2$ 。在選擇線圈的材質及規格時，必須注意絕緣等級和集膚效應的影響，每根導體的厚度或管材的壁厚可取為電流透入深度的 $1.2\sim 1.57$ 倍。一般都是用銅導線或銅管來當做加熱線圈的材料。

選擇好線圈的導體後，再選擇線圈的形狀，為了因應各種不同的加工需求，其形狀種類繁多，以下就舉出一般常用形狀的設計法：

(1) 空心圓桶形螺旋線圈

如圖4.11所示，空心圓桶形螺旋線圈的電感值為

$$L = \frac{D^2 N^2}{50(D + 2H + 1.3aH / D)} (\text{mH}) \quad (2-15)$$

其中， D ：線圈平均直徑（ cm ）

H ：線圈高度（ cm ）

N ：線圈匝數

：線圈管壁厚度（ cm ）

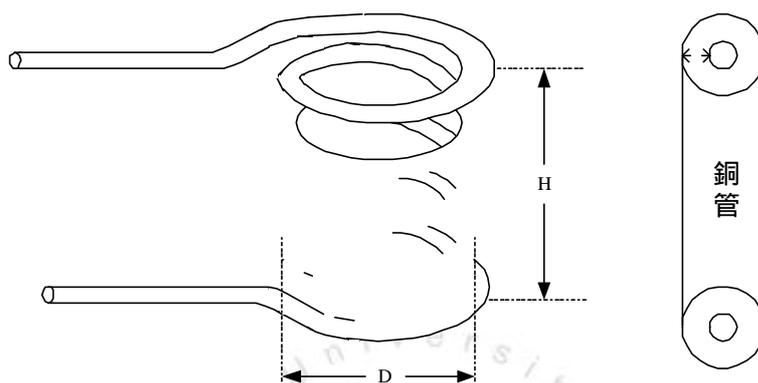


圖4.11 圓桶形螺旋線圈圖

4.10 諧振電容之設計

此諧振電容是和加熱線圈串聯，形成RLC串聯諧振電路，當電路達到諧振時，電流達到最大值，此時 $X_C = X_L$ ， $E_C = E_L$ ， $\cos \phi = 1$ 電路呈電阻性，諧振頻率 f_r 為

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.16)$$

由式中可知， L 與 C 為決定諧振頻率的大小。而反流器的切換頻率 f_s 為70KHz，因此，諧振頻率應接近於切換頻率。

由於加熱線圈的電感值是由匝數決定，當匝數決定好之後就可

以設計出諧振電容值，一般都設計為容抗值等於感抗值，因此，由4-10式或是使用LC阻抗分析儀得知電感值，就可選擇我們所要的諧振電容值。

此外，在選擇諧振電容的材質及規格時，必須注意集膚效應與等效串聯電阻（ESR）的影響。因此，在各方面的考量下，我們選用PPN（POLYPROPYLENE FILM）材質，電容值為0.033 μF /800V的電容器，由於總電容值為2.25 μF ，因此並聯上67顆。

4.11 TMS320C240數位信號處理器簡介

TMS320C240數位信號處理器是一顆運用於數位控制方面功能強大的控制器，具有完整的控制介面。其擁有快速的運算速度，幾乎所有的指令皆可在50ns的單週期內執行完畢。這種高性能的工作表現可以執行一些十分複雜的即時演算，且其快速之取樣速率亦可使迴路延遲降至最低。C240數位信號處理器硬體架構上的一些特性對於高速訊號處理及數位控制上的應用是必須且重要的；且TMS320C240數位信號處理器係使用次微米CMOS技術製程使其功率散逸降至最低。

C240數位信號處理器其內部結構為32位元，並列I/O為16位元，其指令集設計成可大範圍且複雜的計算及高速處理。主要硬體結構有：32位元算數邏輯單元(ALU)，輔助暫存器邏輯單元(ARAU)，16位元的柱狀移位器 (Barrel Shifter)，硬體乘法器，32位元的累積器 (ACC)，8層次的硬體堆疊器(Stack)，8個增加運算功能的輔助暫存器 (AR0~AR7)，及2個狀態暫存器(ST0, ST1)。另外，增加了豐富的週邊，如：2個10Bit類比/數位轉換器 (Analog-to-Digital Converter)、9組獨立的比較/PWM輸出、28個可獨立可程式I/O腳、4

個捕捉模組(Capture Module)、3個16bit一般用途計時器 (General Purpose Timer , GP Timer 1 ~Timer 3) , 串列通訊介面(SCI)模組、串列週邊介面(SPI)模組、看門狗計時器(Watchdog Timer)、鎖相迴路(PLL)模組及象限編碼器模組(QEP)電路等，使得C240數位信號處理器非常適合在電力電子方面應用。圖4.12為C240數位信號處理器的整體架構示意圖，而表4.2則為其週邊之性能介紹表。

圖4.12 C240數位信號處理器的的內部結構圖

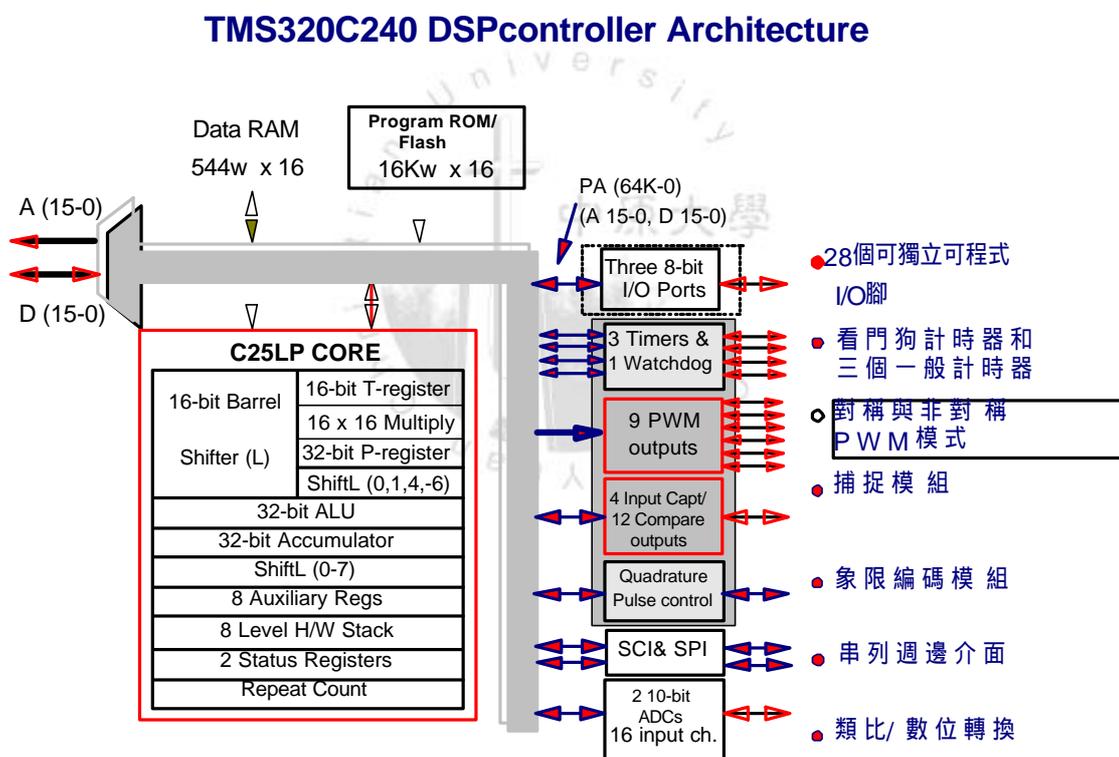


表4.2 TMS320C240各元件及其週邊之性能表

TMS320C240之元件及週邊名稱	性能
時脈頻率 (Clock Frequency)	20MHz
最小指令週期	50ns
唯讀記憶體 (ROM)	16K Words
隨機存取記憶體 (RAM)	544 Words
資料匯流排寬度	16 bit
乘法器 (Multiple)	16 bit × 16 bit → 32 bit
運算基底 (Operation Base)	Accumulator (32bit)
一般用途計時器 (General Timer)	3個(16 bit)
看門狗計時器 (Watchdog Timer)	1個 (8 bit)
比較輸出 (Compare Output)	12個，含9個獨立輸出
捕捉輸入 (Capture Input)	4個
獨立 PWM 輸出 (PWM Output)	9個
編碼器 (Encoder)	1個
A/D轉換器	16 通道 (10 bit)
A/D Conversion Time	6 <i>m</i> /1組單獨 ; 10 <i>m</i> /2組同時轉換
SCI	1個
中斷 (Interrupts)	內部 : 28個 ; 外部 : 6個

4.12 系統控制電路之設計與分析[35,36]

本論文控制電路主要以數位式控制器來實現，並藉此達到較少的硬體元件及較低的生產成本。圖4.13為控制電路方塊圖，其主要工作原理是將輸出級的輸出電流 I_o ，經過降壓、信號準位調整及過電壓保護等過程作信號處理，再送至TMS320C240數位信號處理器內部做A/D轉換，根據A/D轉換所得到的輸出電流 I_o 轉換值，做控制策略之控制。另一方面，輸出電流 I_o 經過降壓及零交越電路，送至微處理器編碼介面之輸入腳QEP2，並將輸出電壓的回授信號送到輸入腳QEP1，即可透過比較與軟體的寫作而達到頻率迴授。以下就針對控制電路中的降壓電路、信號準位調整電路、過電壓保護電路、零交越電路及相移電路之工作原理及功能做一說明及討論：

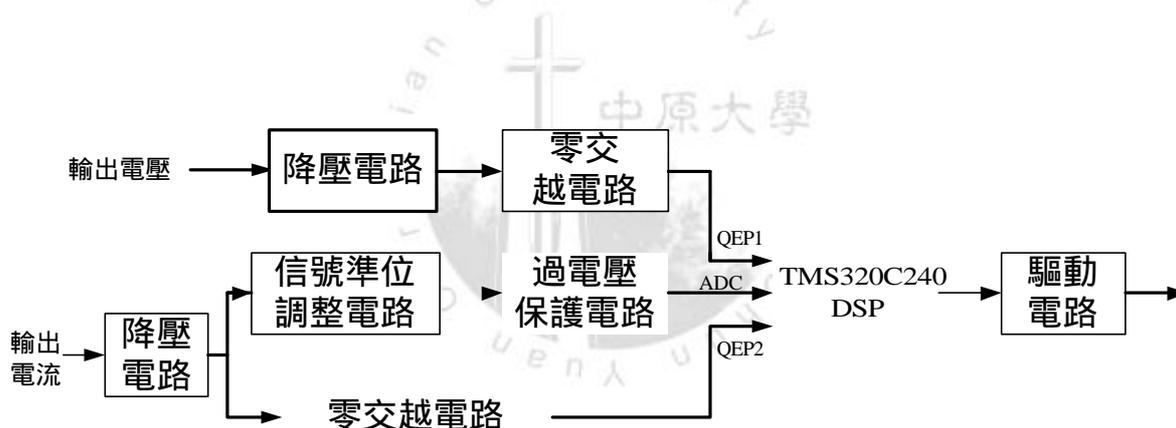


圖4.13 控制電路方塊圖

(1) 降壓電路

圖4.14為控制電路中的降壓電路，使用差動放大器將輸出電壓及輸出電流之峰值降至TMS320C240 DSP可接受之範圍內(0~5V)。

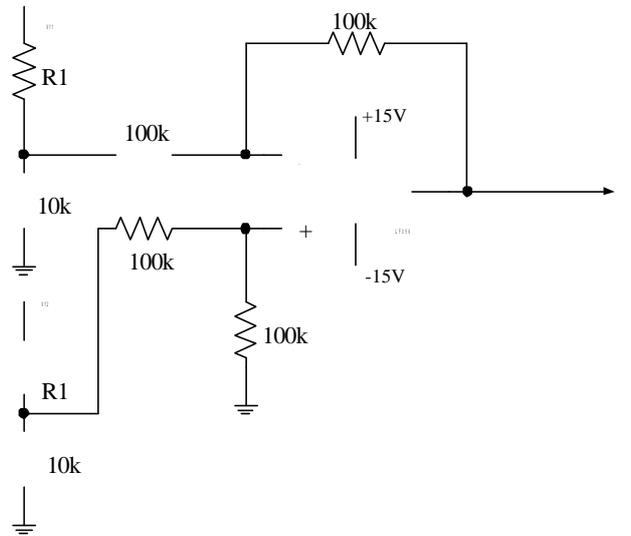


圖4.14 控制電路之降壓電路

(2) 信號準位調整電路

由於TMS320C240數位信號處理器只能處理正電壓的信號，故必須再將降壓後的信號作一準位的提昇，以達到微處理器可做處理的範圍。本文使用運算放大器組成一加法電路，將信號提昇2.5V之準位，使信號大小皆能在0~5V範圍內。圖4.15即為準位調整電路。

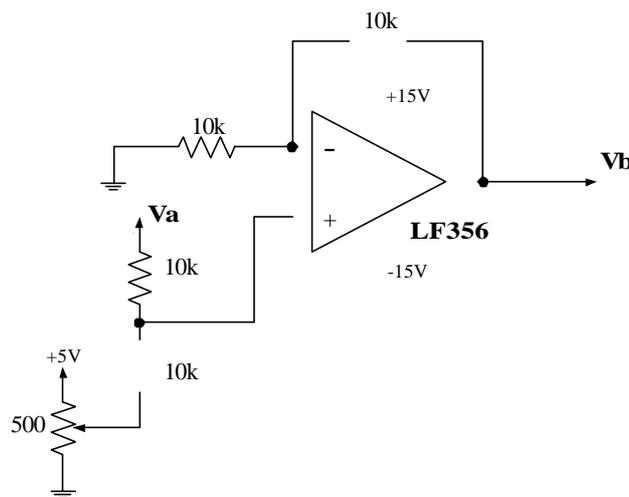


圖4.15 控制電路之信號準位調整電路

(3) 過電壓保護電路

由於TMS320C240數位信號處理器之A/D轉換輸入信號範圍必須在0至5V之間，故為了保護微處理器必須外接一過電壓保護電路，以確保信號不超過此範圍。圖4.16為過電壓保護電路，其中二極體D1及D2組成一過電壓保護電路，其目的是避免輸入信號過大或過小而造成微處理器的損害。

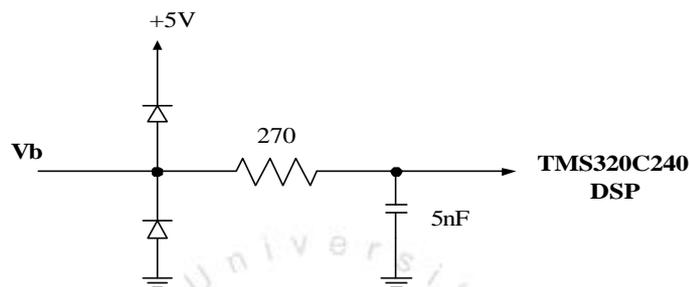


圖4.16 控制電路之過電壓保護電路

(4) 零交越電路

TMS320C240 的 QEP 電路，當其致能時便開始計算由 CAP1/QEP1腳上輸入的象限編碼脈波。所以我們將輸出電壓先經過零交越電路產生與輸出電壓頻率及相位相同之方波，如此即可配合計數器計數取得頻率及位置的資訊。圖4.17即為零交越電路。

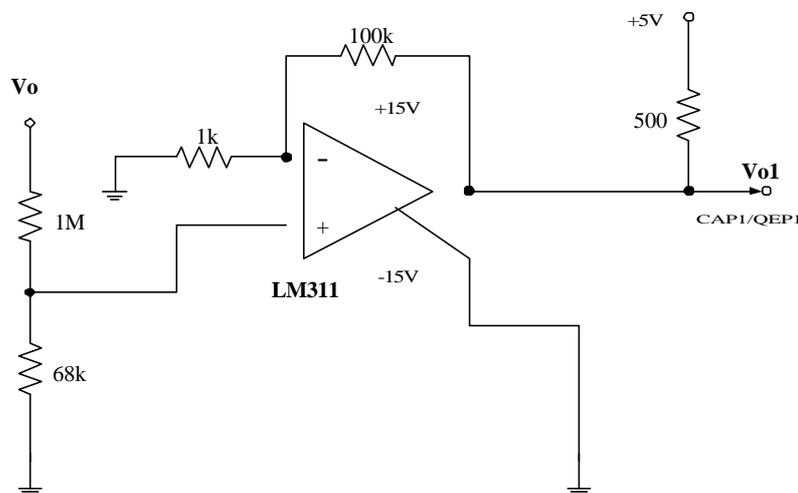


圖4.17 零交越電路

4.13 保護電路之設計

4.13.1 過電壓保護

本電路主要以MOTOROLA公司生產之MC3423IC，其電路設計如4.18圖

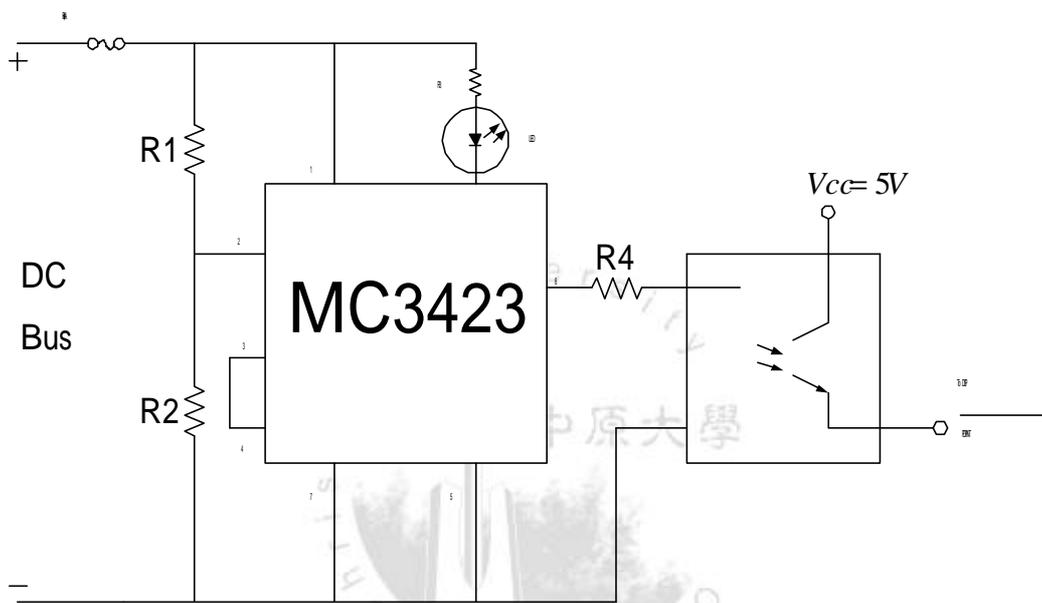


圖4.18為過電壓保護電路

其基本動作原理是由第2隻腳設定為穩定的2.6V參考電壓，當第2隻腳的電壓大於2.6V時，輸出會被激發，在此電路中 R_1 與 R_2 電阻是用來設定臨限跳脫電壓值，因此 V_{trip} 與 R_1R_2 之關係為

$$V_{trip} = V_{ret} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \approx 2.6 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (4.17)$$

我們設定臨限跳脫電壓為350V， R_2 為51K 代入上式中

$$350 = 2.6 \left(1 + \frac{R_1}{5K} \right) \quad \therefore R_1 = 668K$$

$$R3 = \frac{V_{trip}}{10mA} = \frac{350}{10mA} = 35K \quad R4 = \frac{V_{in} - V_F}{I_F} = \frac{2 - 0.7}{10mA} = 130$$

4.13.2 過電流保護

本電路主要針對主開關之上下開關同時導通而造成之過電流之保護。其基本原理是利用一只霍爾元件，配合一外徑30mm內徑20mm環形軟鐵芯，並且將軟鐵芯開一6mm的口，再將開口中央處放置霍爾元件，最後將輸入反流器上的DC Bus的正極穿過軟鐵芯即可，當電源因上下開關短路而發生短路時，造成軟鐵芯感應磁場增大，此時，霍爾元件磁場增大而產生感應電壓，此電壓須由電晶體而做輸出指示。

其主要電路如4.19圖所示]

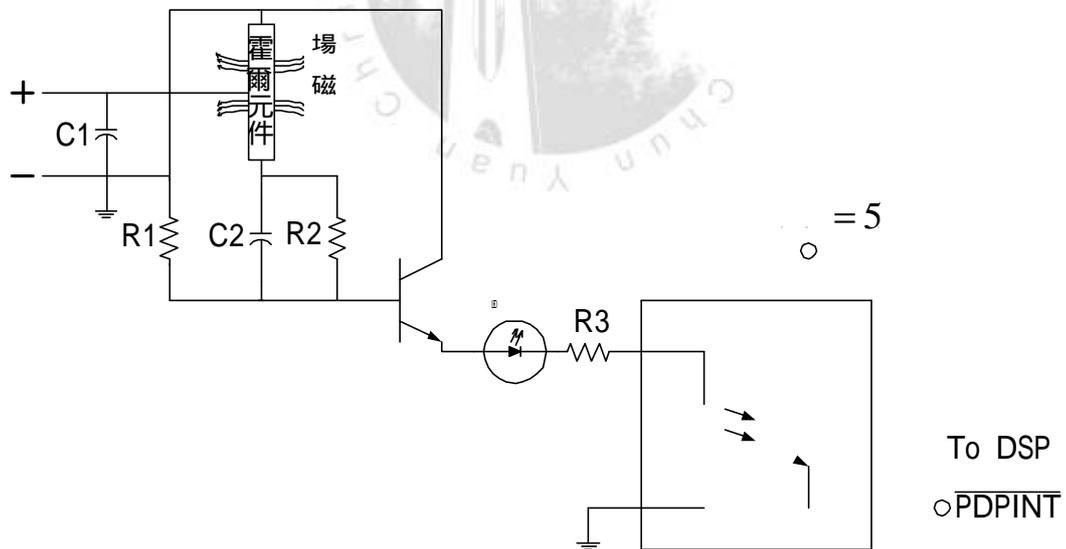


圖4.19為過電流保護電路

4.14 功率與頻率控制方法

加工物件與加熱線圈的阻抗特性，在感應加熱應用中，將隨著過程中熱的效應，產生共振頻率的漂移與送到負載功率的改變，因此有必要使用比流器將加熱線圈上電流回授入控制器中以執行頻率與功率的追蹤補償工作。而此回授控制，除了提供良好的電流穩定度及系統穩定度外，尚可提升感應加熱工作的整體效率。

4.14.1 數位PID控制器[37]

電流及頻率控制器採用不同參數的PID數位控制器來完成，因為PID的控制器之設計較為簡單，且將控制器之通式推導好後也可作其它如P、PI及PD等控制器，例如一般在設計時都是先嘗試P控制器，當欲消除穩態誤差時再加入積分控制項，當需要預測系統下一瞬間的變化或增加阻尼性，以消除超過(overshoot)及未達(undershoot)的情況，則加入微分控制項，以得到穩定的控制器。

在設計PID數位控制器前需先決定取樣時間 T ，而其選擇時須遵守下列原則：

原則1：取樣頻率 w_s 須大於任何會出現於系統之訊號的最高頻

$$\text{率 } w_m \text{ 的兩倍，即 } w_s = \frac{2p}{T} > 2w_m \text{。}$$

原則2：取樣頻率 w_s 須大於系統頻寬的10倍，即

$$w_s = \frac{2p}{T} > 10w_{B.W.} \text{。}$$

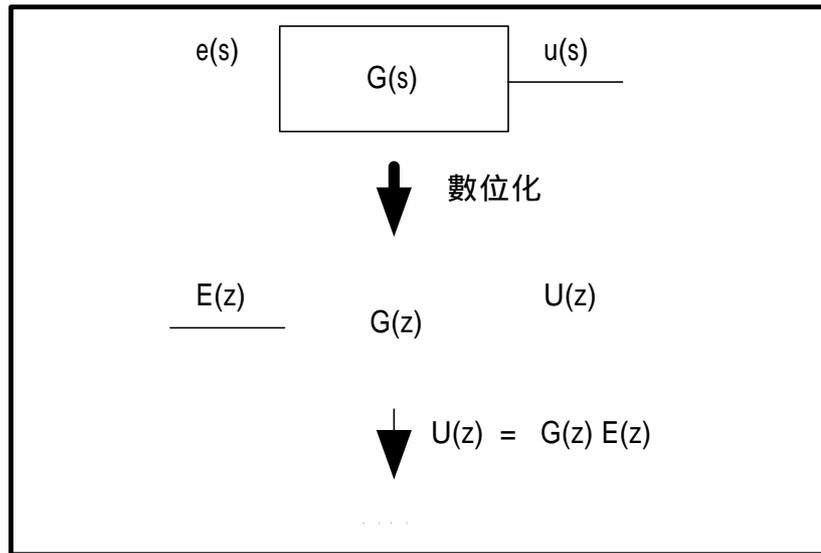


圖4.20 類比控制器數位化示意圖

一般而言，控制系統模型在S域（拉氏轉換後的領域）較易表示，所以通常都先在S域設計控制器，再將S域的控制器數位化，其數位化過程如圖4.15所示。它先將 $G(s)$ 數位化成 $G(z)$ ，再將輸出變成輸入與轉移函數的乘積，即 $U(z) = G(z) E(z)$ ，最後再把

$U(z)$ 化成離散時間函數 $u[n]$ ，其中 $u[n]$ 會包含過去的輸出及誤差。將類比控制器數位化有差分轉換法，極點匹配法，類比匹配法等多種方法。在本論文中採用的是差分轉換法中的後退差分法，因為它根據過去的值來估算，所以得到的值較為可靠。

在S域中，PID控制器 $G(S)$ 通常可表示成(4-18)式

$$G(S) = K_p + \frac{K_i}{S} + K_d S \quad (4-18)$$

採用後退差分法，即令 $S = \frac{z-1}{Tz}$ ，可推得數位輸出如下

$$u[n] = u[n-1] + (K_p + K_i T + \frac{K_d}{T})e[n] - (K_p + \frac{2K_d}{T})e[n-1] + K_d e[n-2]$$

(4-19)

由 (4-19) 式中可知， $u[n]$ 除了和現在的誤差有關，甚至於還和前次取樣時間的輸出及前兩次取樣時間的誤差有關，也因為如此，使得控制法則具有多重性且易於實現。

4.14.2 電流回授電路

電流回授是利用TDK 463H551之高頻比流器當作電流偵測元件。其方塊圖如圖4.21所示，其中的電流控制器，PWM產生器，以及回授電流值用以作電流閉迴路等皆使用程式撰寫來完成。

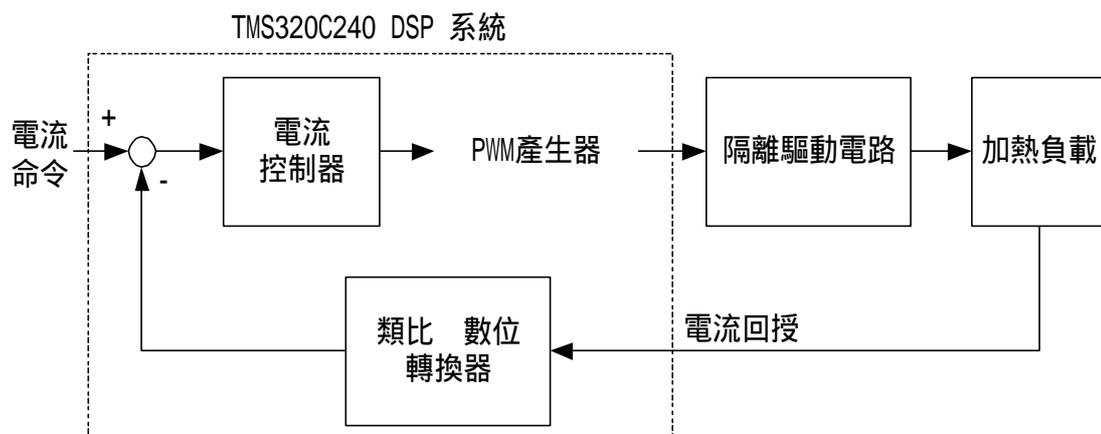


圖4.21 電流控制方塊圖

4.14.3 頻率回授電路

由於加熱器的負載是電感性的，且它的特性會隨著溫度的升高，使得電感性增加，而讓輸出電流落後電壓一個相位，降低電路效率，所以我們必須使用頻率回授來控制，使輸出電壓及電流在同一相位，達到較高的效率。在頻率控制迴路中主要是回授負載的輸出電流，經過零交越電路，送至DSP之象限解編碼模組(QEP2)，以得到頻率與相位的資訊，並將這些參數送至主程式中和由QEP1中得到的輸出電壓相位做比較，即可透過軟體的寫作而得頻率的回授。其方塊圖如圖4.22所示。

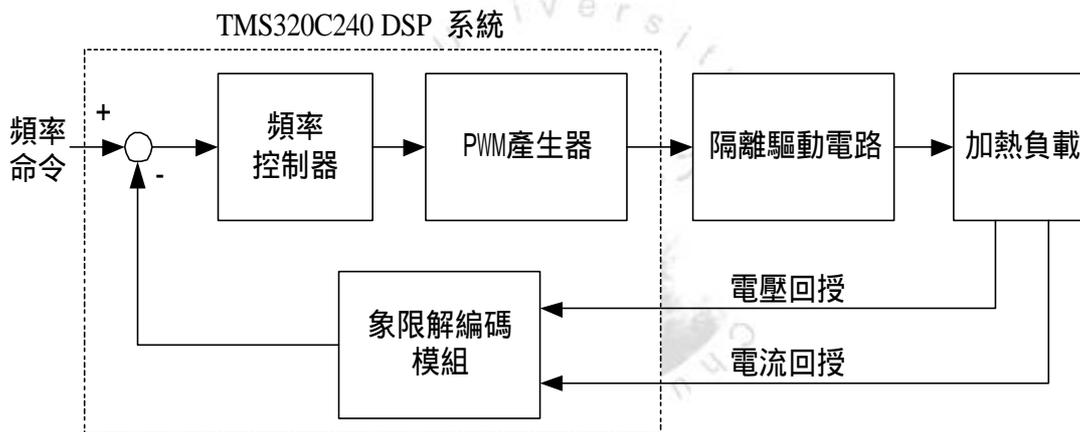


圖4.22 頻率控制方塊圖

4.15 軟體規劃與設計

本論文在DSP方面的軟體設計主要使用組合語言來撰寫以提高效率。而加熱控制主程式與中斷副程式之間藉著命令佇列來傳遞訊息，至於詳細動作原理將於後面介紹。

4.15.1 加熱系統主程式

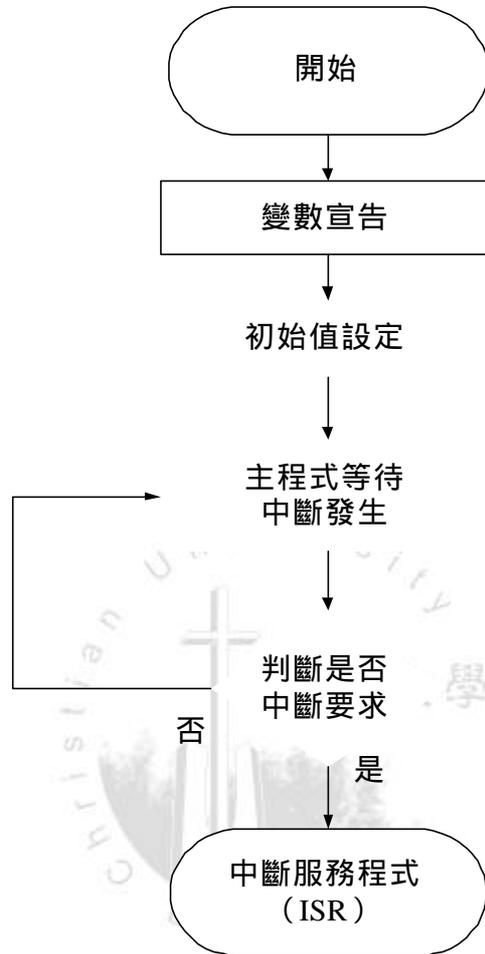


圖4.23 加熱系統主程式流程圖

TMS320C240提供了3個一般用途計時器，在論文中我們使用計時器1來比較輸出PWM輸出信號；計時器2則使用來作為事件管理者之計時器中斷及象限解碼脈波電路(QEP)的計時基礎；而計時器3使用來作為頻率估測及相位比較用途。加熱系統主程式流程圖如圖4.23所示。程式可分為兩個部分，一為主程式部分；另一部份為中斷服務程式。程式開始執行後，先對程式中所使用的變數宣告以及初始值設定，然後進入主程式中等待，直到中斷發生時跳到中斷服

務程式(Interrupt Server Routine)執行，執行完中斷服務程式後返回到主程式繼續等待，直到中斷再次發生。

4.15.2 DSP中斷副程式

事件管理者提供了各種的計時器中斷，如溢位中斷、比較中斷週期中斷等，在此我們使用週期來作為中斷要求命令，即當計時器計數值與所設定的週期值相同時產生中斷要求訊號，如果其中斷旗號未被罩幕則表示允許中斷要求，中斷發生而程式跳至中斷服務程式中執行。而在中斷控制迴路程式中，其動作有A/D轉換、頻率估測、電流控制器、頻率控制器。整個中斷副程式流程圖如圖4.24。

事件管理者提供了各種的計時器中斷，如溢位中斷、比較中斷、週期中斷等，在此我們使用週期來作為中斷要求命令，即當計時器計數值與所設定的週期值相同時產生中斷要求信號，如果其中斷旗號未被罩幕則表示允許中斷要求，中斷發生而程式跳至中斷跳至中斷服務程式中執行。

使用計時器2作為計時器中斷控制，將其計數模式設定為往上計數，其頻率為10kHz，所以將計時器的週期訂為2000， $(50\text{ns} \times 2000 = 100 \mu\text{s})$ ，表示每100 μs 產生一個中斷要求，每執行完一次中斷服務程式會產生一個週期的PWM信號。值得注意的，中斷服務程式的執行時間不可大於中斷時間，否則輸出會發生錯誤。

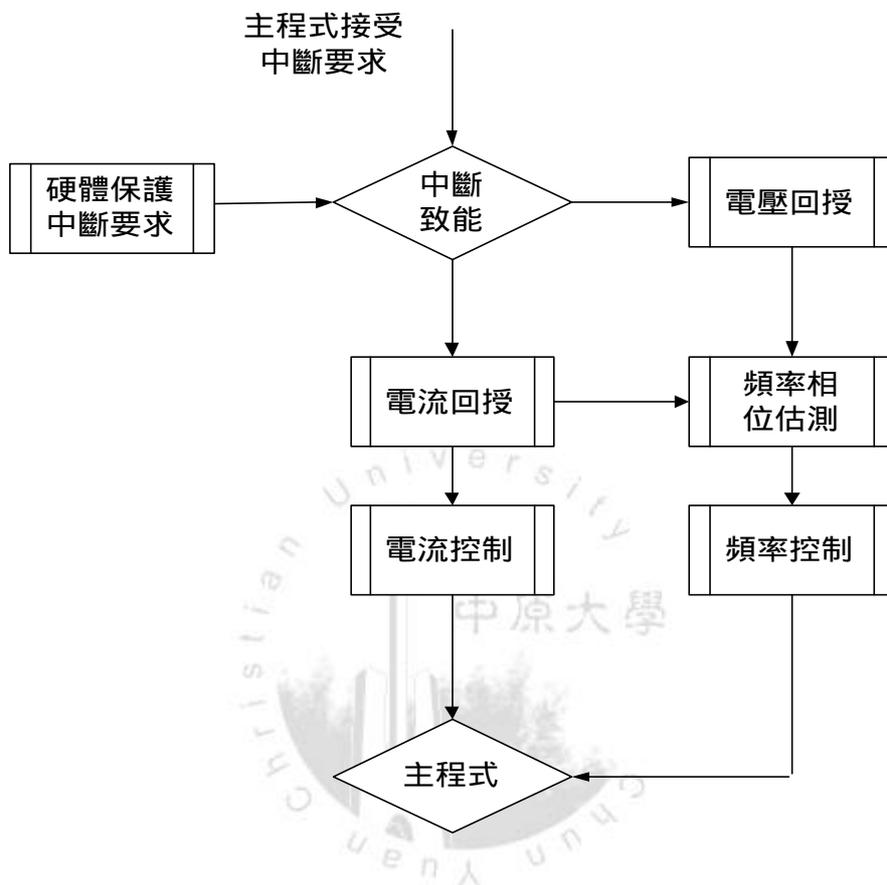


圖4.24 中斷副程式流程圖

第五章 實驗結果與討論

5.1 驅動信號之量測

MOSFET所需之驅動信號，是由DSP所產生。利用DSP內部的全比較(Full Compare)單元來產生2個PWM輸出波形，因為其內部附有可程式遲滯時間(Programable Dead-Time)，所以我們將遲滯時間(Dead Time)交由軟體來完成，省下繁瑣的硬體電路，也可避免因元件老化、溫昇、及偏移等而產生問題，遲滯電路的可靠度和準確度也可更為提高。C240所產生的兩組PWM波形，經由模擬板上I/O連接器的接腳3至接腳6輸入至相移電路，在由相移電路輸出接到驅動隔離電路，產生+15V與-5V電壓，其中加入-5V電壓為加速MOSFET的截止時間。圖5.1為TMS 320C240 DSP之輸出PWM波形，圖5.2為經驅動隔離電路後所獲得之MOSFET驅動信號。

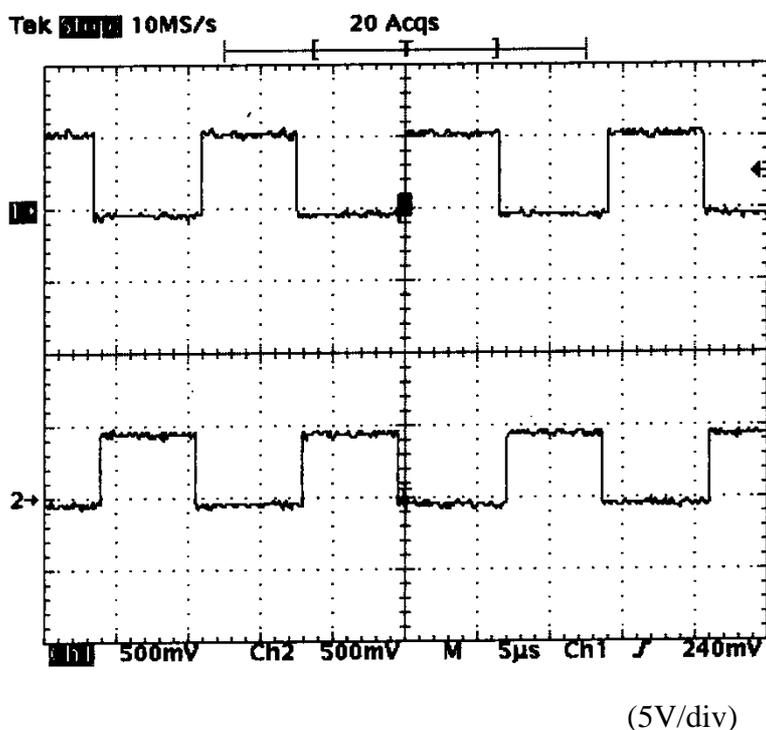


圖5.1 TMS 320C240 DSP之輸出PWM波形

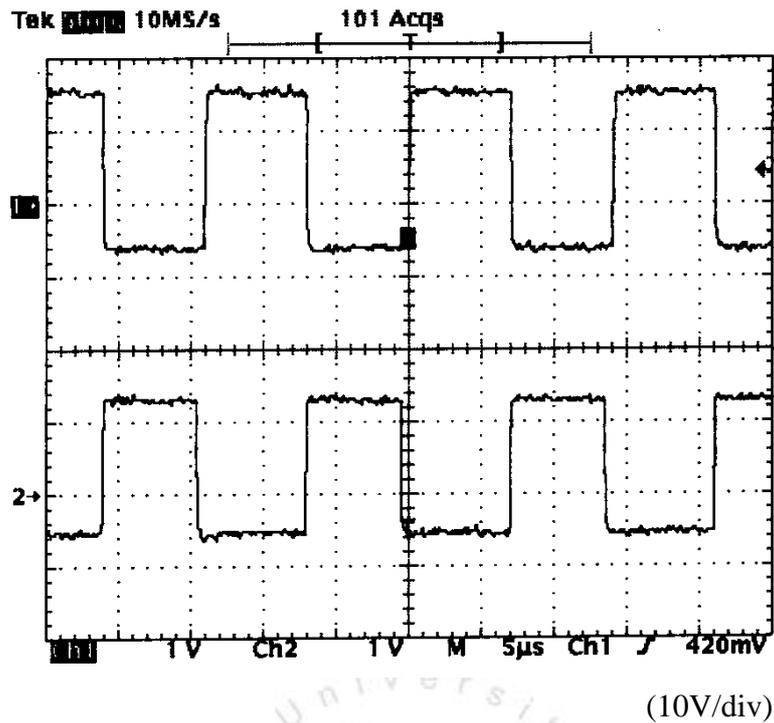


圖5.2 MOSFET驅動信號

5.2 柔切性能之量測

關於零電壓切換的原理，在第三章中已經做過介紹，本節將量測一些重要的波形並加以說明。

圖5.3、5.6、5.7、5.10分別為開關Q1、Q2、Q3、Q4上的汲源極電壓及驅動信號，由圖中可看出在汲源極電壓降為零後，驅動信號才令開關導通，也因此達到零電壓切換的目的。此外圖5.4、5.5與5.8、5.9分別為開關Q1與Q3上的汲極電流，由圖中可與開關Q1、Q3的汲源極電壓比較，其重疊面積相當小，表示能量的切換損失較小。

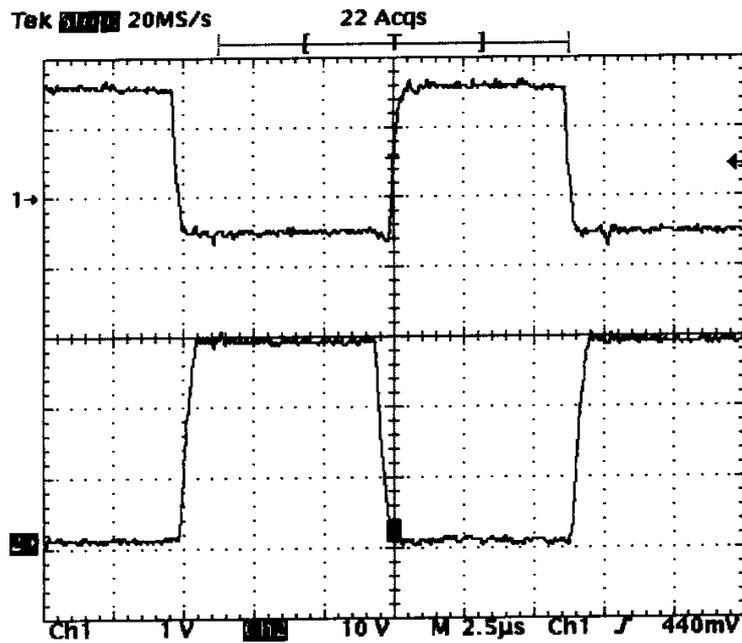


圖5.3 開關Q1零電壓切換現象

上面為驅動信號 V_{gs} (10V/div)，下面為開關跨壓 V_{ds} (100V/div)

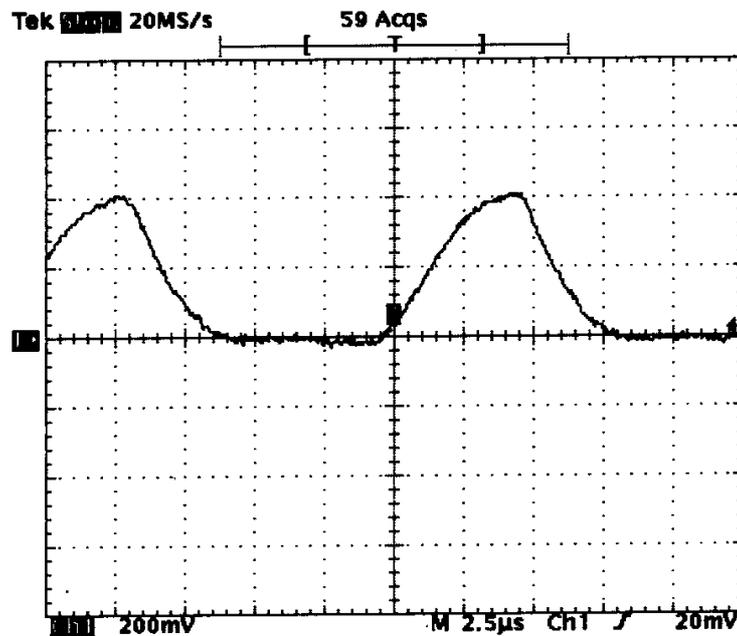


圖5.4 開關Q1電流波形 I_d (2A/div)

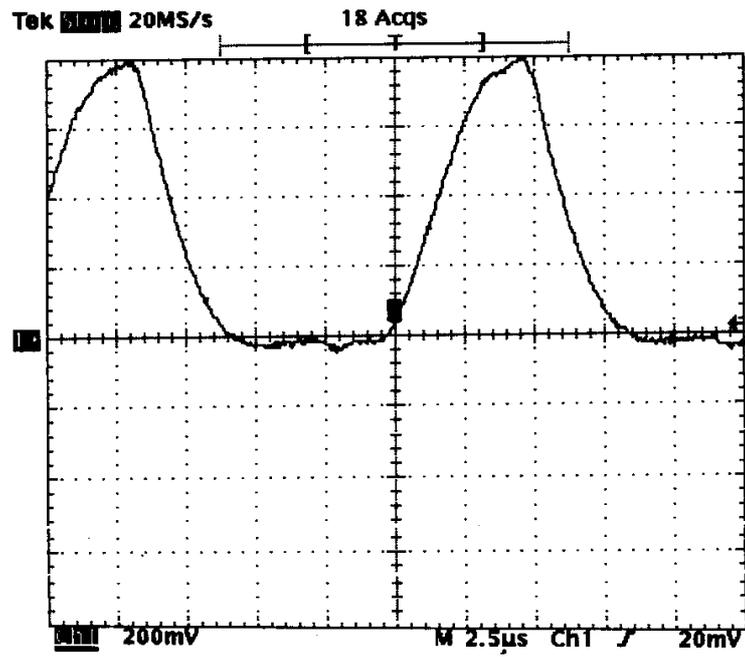


圖5.5 開關Q1電流波形 I_d (2A/div)

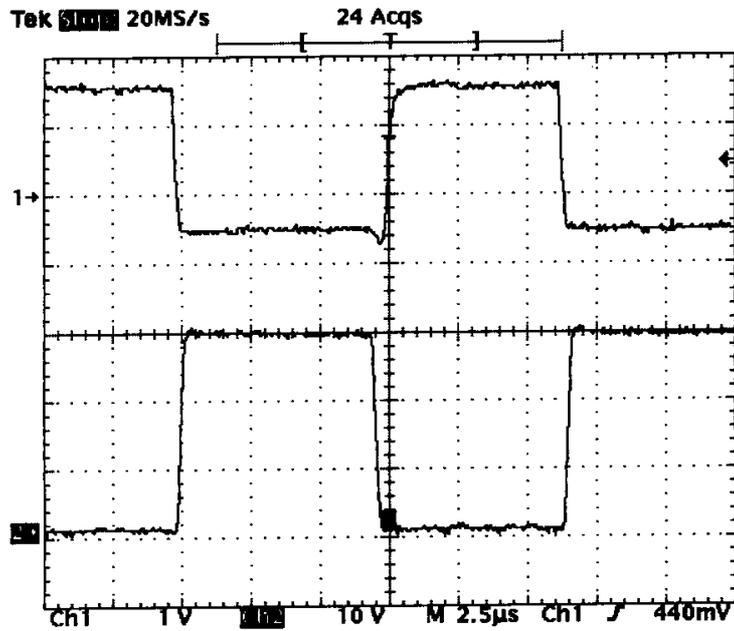


圖5.6 開關Q2零電壓切換現象

上面為驅動信號 V_{gs} (10V/div)，下面為開關跨壓 V_{ds} (100V/div)

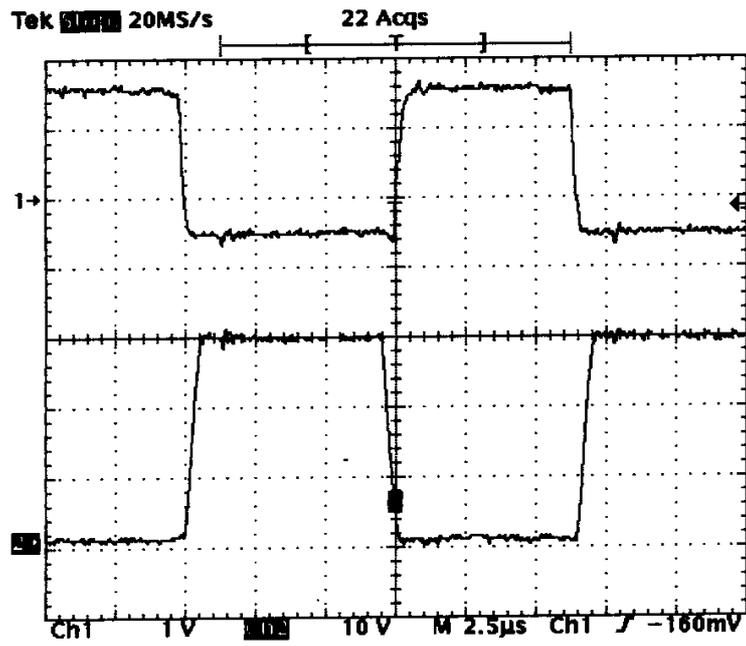


圖5.7 開關Q3零電壓切換現象

上面為驅動信號 V_{gs} (10V/div)，下面為開關跨壓 V_{ds} (100V/div)

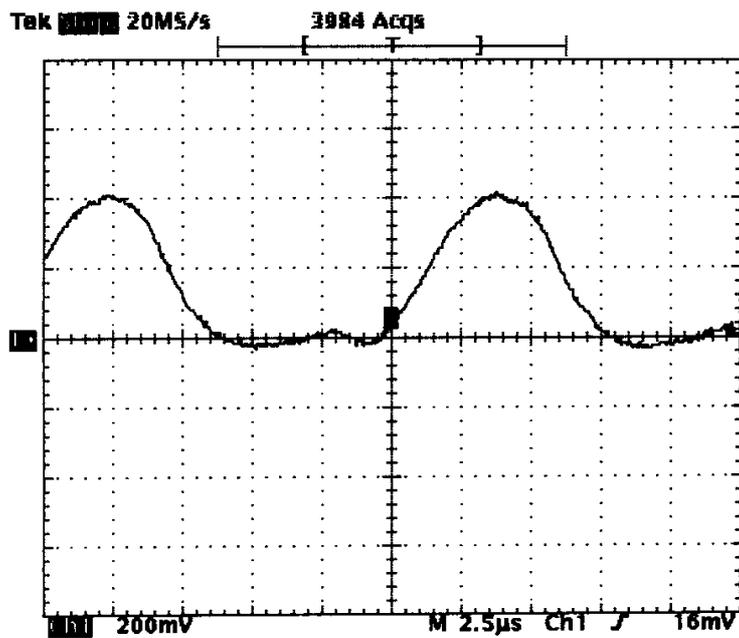


圖5.8 開關Q3電流波形 I_d (2A/div)

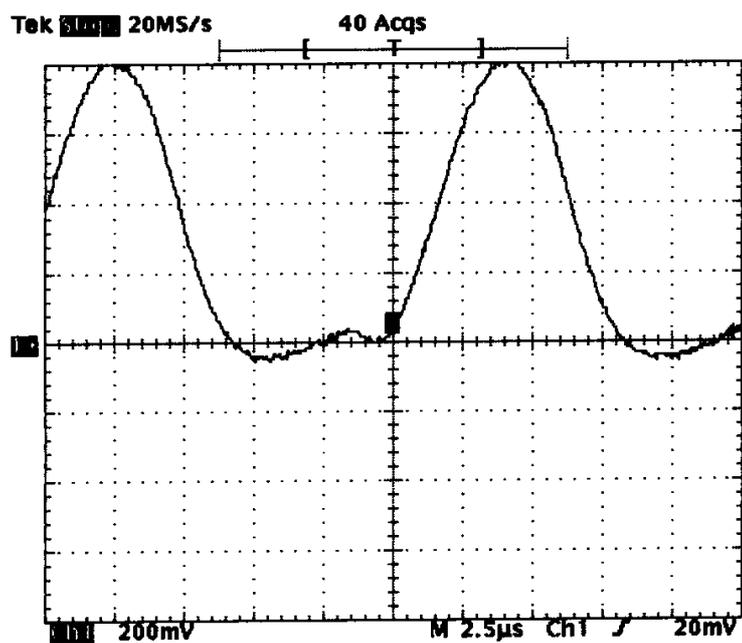


圖5.9 開關Q3電流波形 I_d (2A/div)

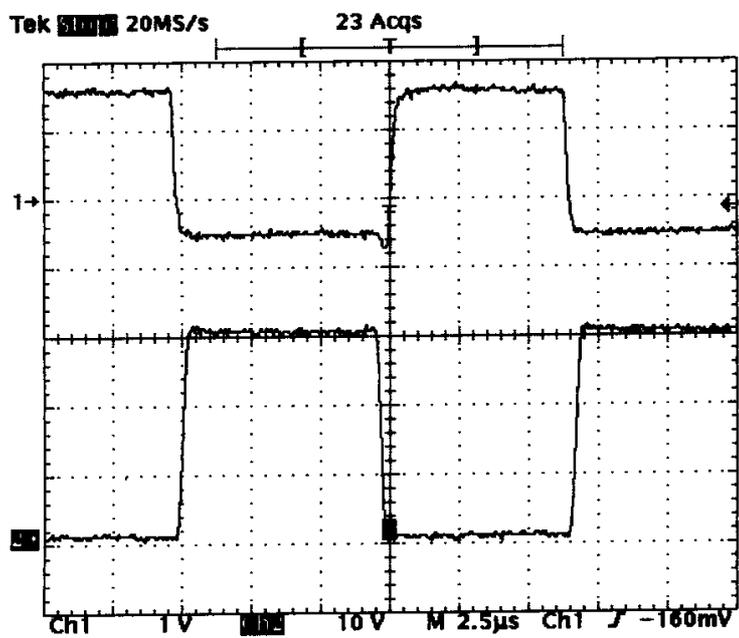


圖5.10 開關Q4零電壓切換現象

上面為驅動信號 V_{gs} (10V/div)，下面為開關跨壓 V_{ds} (100V/div)

5.3 相移之量測

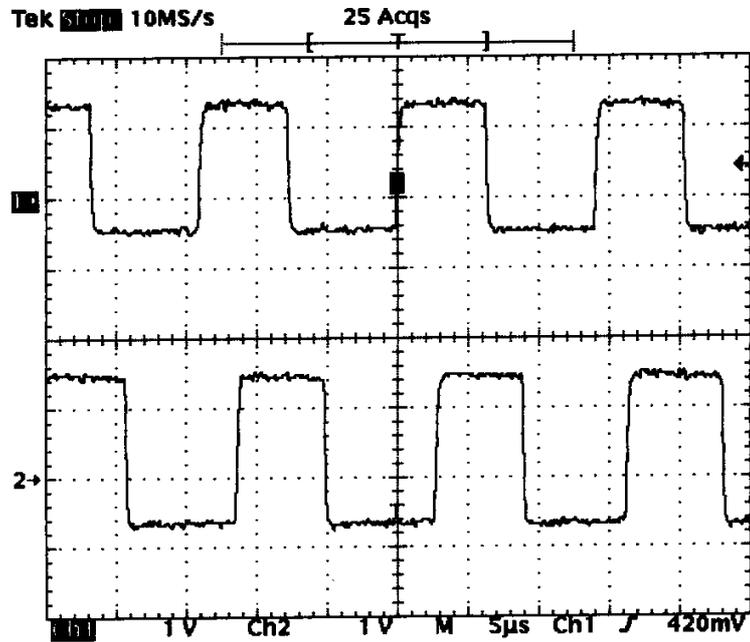


圖5.11 相移角度約為50度之驅動信號 V_{gs} (10V/div)波形

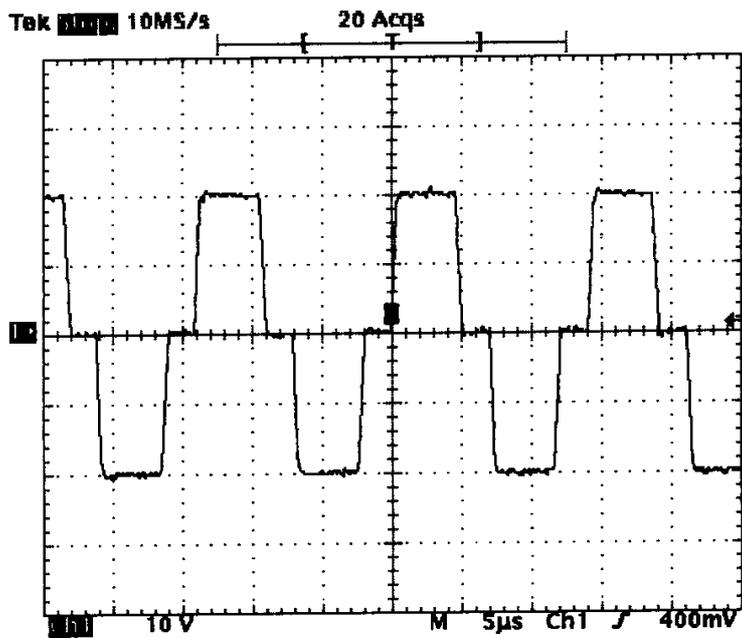


圖5.12 相移角度約為50度之輸出電壓(100V/div)波形

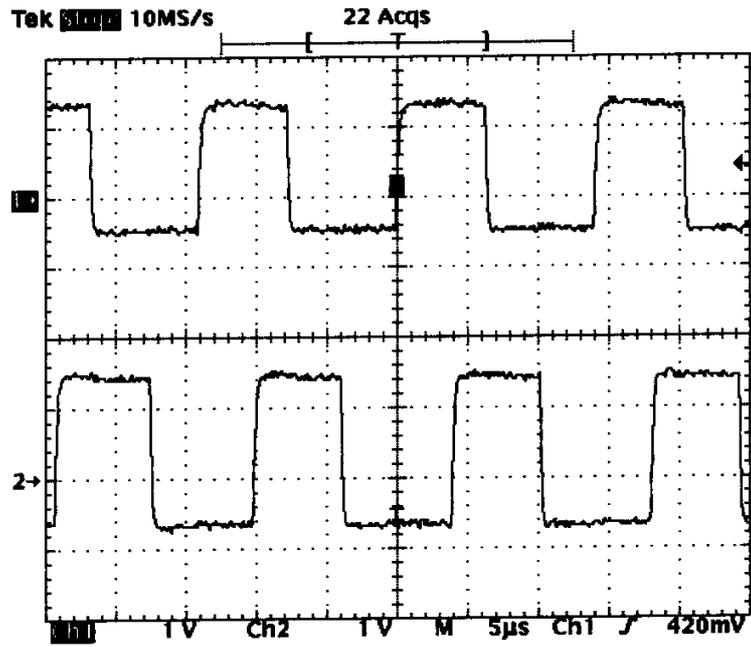


圖5.13 相移角度約為70度之驅動信號 V_{gs} (10V/div)波形

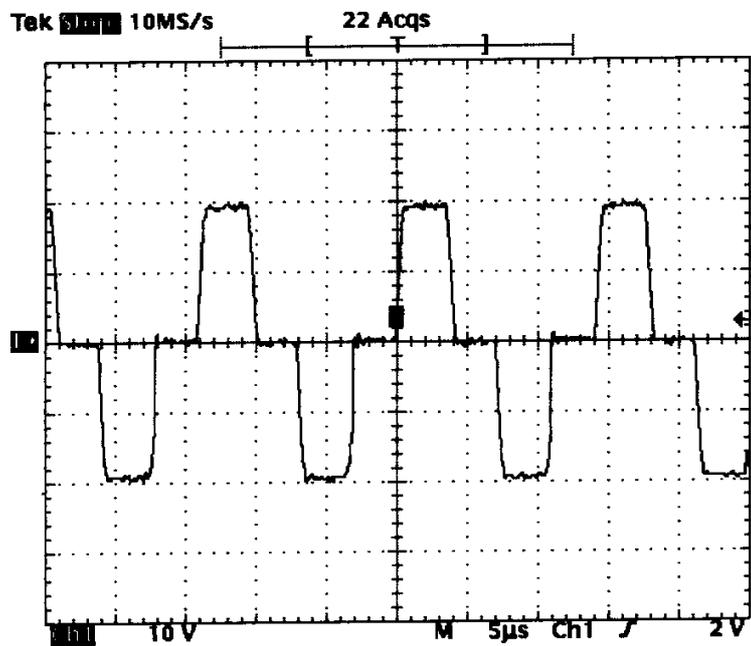


圖5.14 相移角度約為70度之輸出電壓(100V/div)波形

5.4 匹配變壓器一、二次側電壓、電流的量測

圖5.15為變壓器不同負載下，一次側電壓及電流波形。

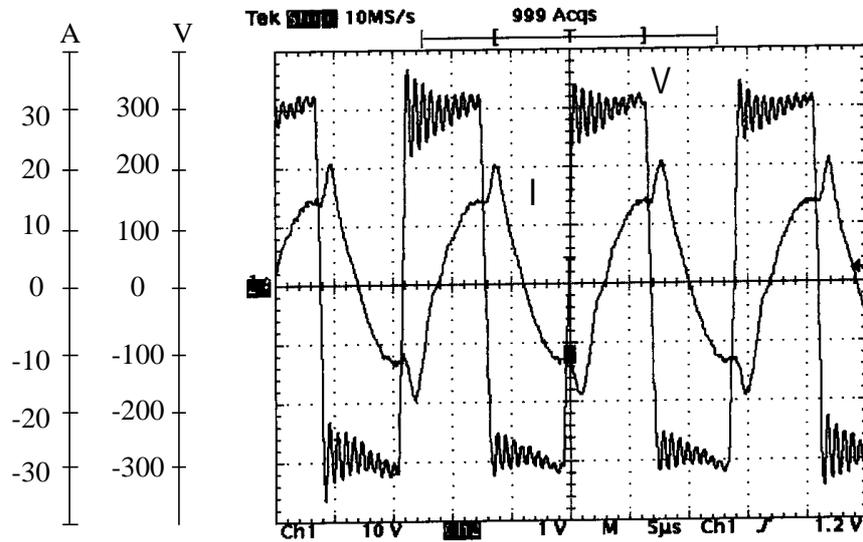


圖5.15 變壓器一次側電壓、電流波形

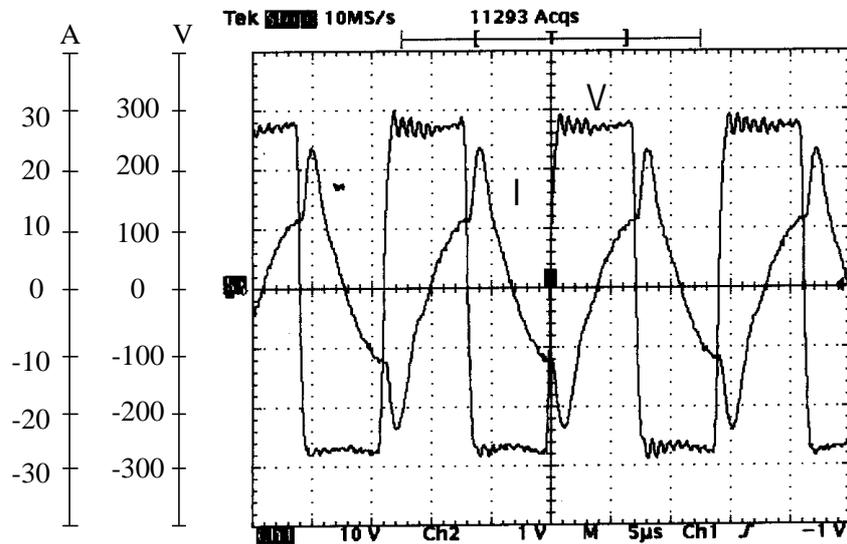


圖5.16 變壓器一次側電壓、電流波形

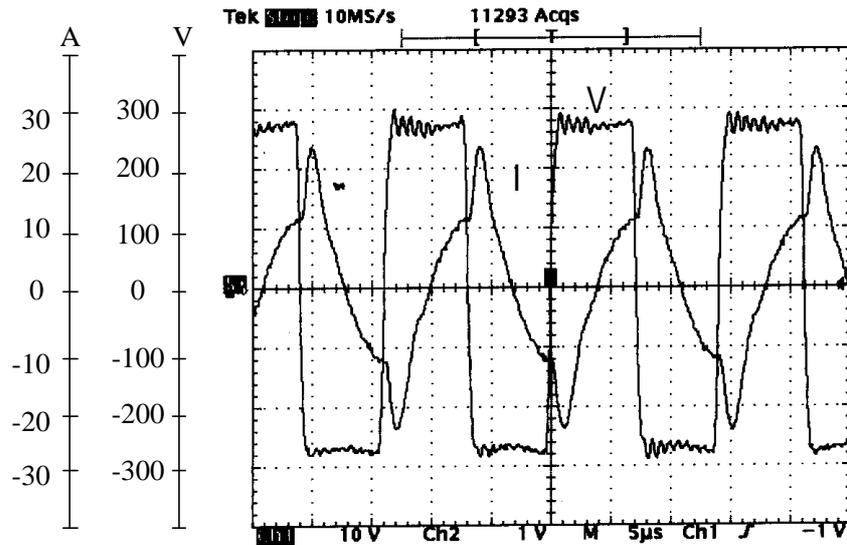


圖5.17 變壓器一次側電壓、電流波形

圖5.18為包含加工物件之感應加熱線圈兩端電壓、電流波形，我們可以看出，當負載加熱時，電壓及電流大致都保持在同一相位，因此可以得到最大功率的輸出，而在圖中，由於受到切換頻率追隨共振頻率改變的影響，所以電壓波形會有些微的失真情況發生。

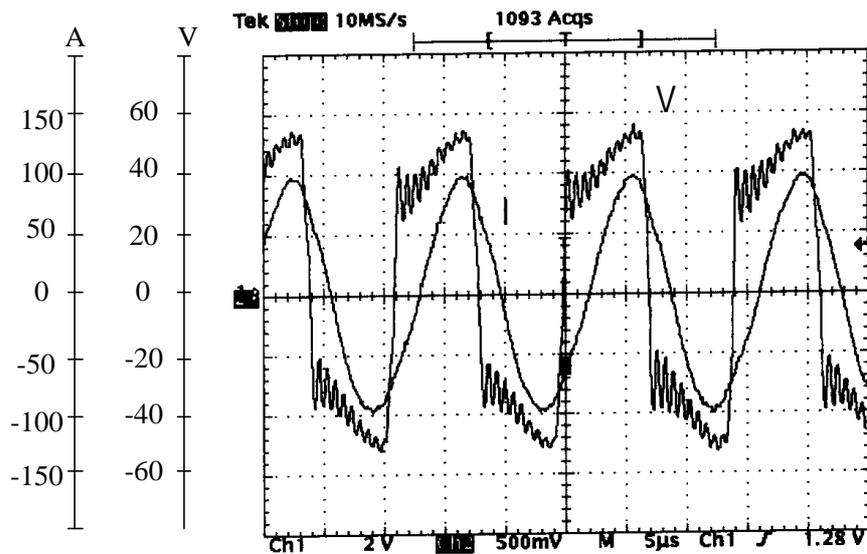


圖5.18 感應加熱線圈兩端電壓、電流波形

5.5 負載共振頻率的量測

圖5.19為負載溫度變動時，感應加熱的共振頻率變動情況。在加熱過程中，共振頻率會隨著溫度上升而降低；因此在實作系統中驅動頻率會隨共振頻率變動，使系統操作頻率都約等於共振頻率。

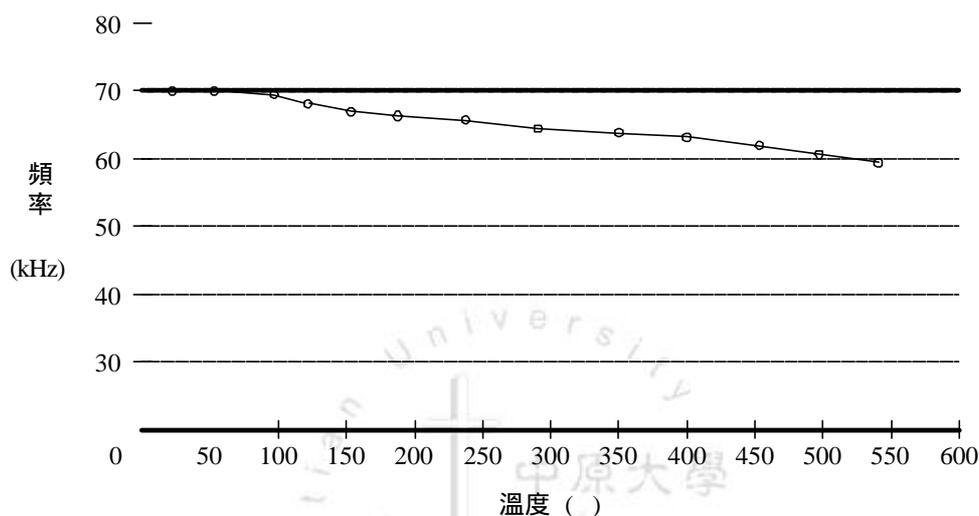


圖5.19 感應加熱系統中，共振頻率之變化

5.6 加熱時間的量測

圖5.20為使用管徑0.48公分銅管繞成長度7公分、直徑3.8公分、12匝的加熱線圈，而加工物件則是一個直徑2公分，長9.8公分之圓柱狀含0.45%碳鋼材質，使用紅外線雷射測溫器(JRI FX410)所量測(基於測溫器性能及技術問題的考量，因此在本節所量測到的溫度，單純是指被加工物的表面溫度而言)。

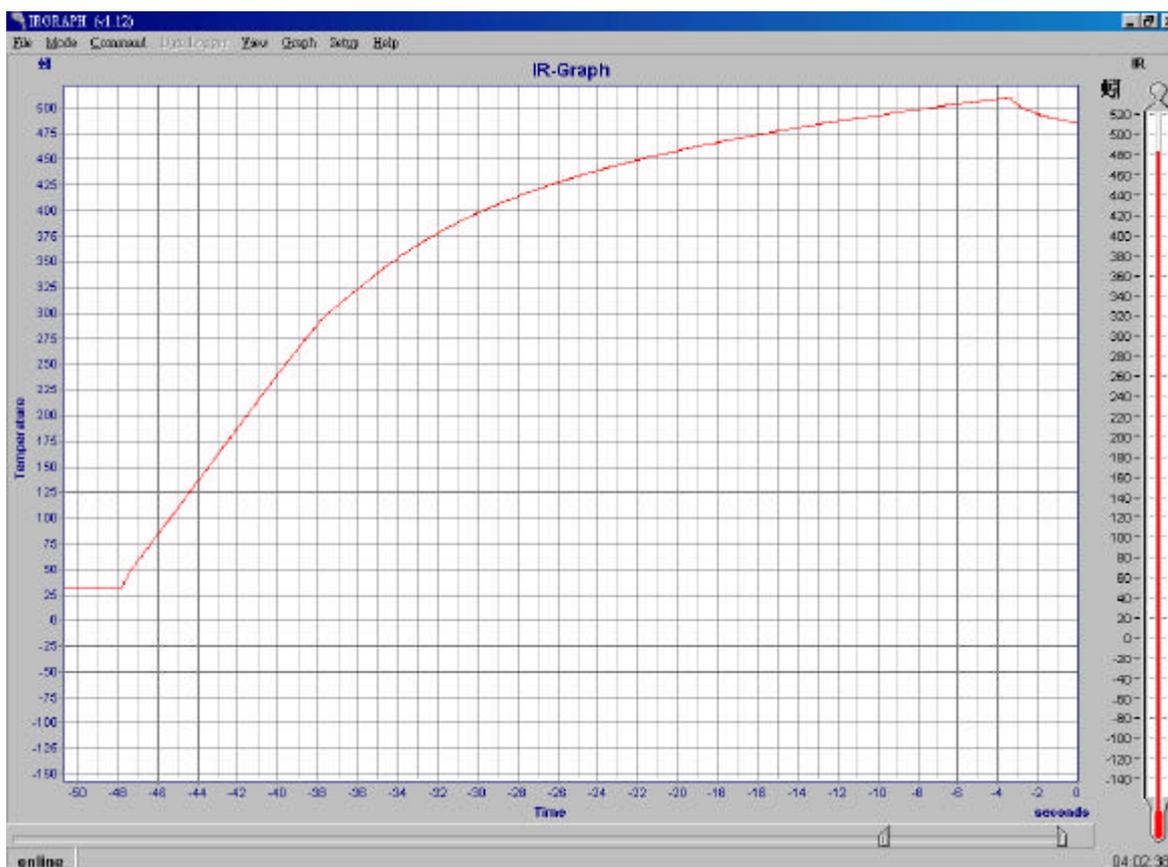


圖5.20 加熱時間曲線圖

在系統的效率量測方面，由於受到負載加熱時共振頻率漂移的影響，且銅損及一些雜散損失無法正確估算，因此採用電力品質分析儀(Voltech PM3000A)量測輸出功率與輸入功率，其比值則為系統的整體效率，如表5.1所示，負載愈大，整個系統效率就越高，最高達89.1%。

表5.1 感應加熱系統操作在不同輸出功率時之整體效率

項目	輸入功率(W)	輸出功率(W)	效率(%)
1	5500	4900	89.1
2	5000	4440	88.8
3	4500	3940	88.6
4	4000	3470	88.2
5	3500	2930	87.5
6	3000	2420	86.1
7	2500	1950	85.3

5.7 負載參數條件變動下的量測與分析

為探討加熱過程中，負載及其電氣特性變動趨勢，茲用紅外線雷射測溫器偵測加工物件之溫度。而用阻抗分析儀（HP4284A LCR METER）量測負載在不同頻率與溫度的變動。負載由管徑0.48公分銅管繞成長度7公分、直徑3.8公分、12匝的加熱線圈，而加工物件則是一個直徑2公分，長9.8公分之圓柱狀含0.45%碳鋼材質之加工物，其電感值與電阻值量測結果以圖5.21和圖5.22表示。注意：使用LCR METER量測元件參數前，先確定元件無電源，否則儀器會燒毀，量測用之電源與頻率係LCR METER內建電源（1~2V的弦波）供給。

由圖5.21可看出其等效電感值會隨溫度上升而逐漸增加，但若當被加熱物質（強磁性物質）其溫度超過居里溫度時，相對導磁係數會急遽降為1，故電感值會突降，此現象乃因電感值與相對導磁係數有密切關係之緣故（ $L = \mu_r \mu_0 AN^2 / l$ ）。又由圖5.21可發現在同一溫度下，電感值會隨著頻率增加，而有略為下降。

由圖5.22可知溫度上升電阻值亦跟著上升，但超過居里溫度後，電阻值會急遽下降，此乃因相對導磁係數快速降低，使得集膚

深度突增，如此在加工物件上流通的渦流分散各層面，及其阻抗面增加，電阻值減少而產生的現象。又因集膚效應的緣故，在同一溫度時，電阻值會隨頻率上升而增加。

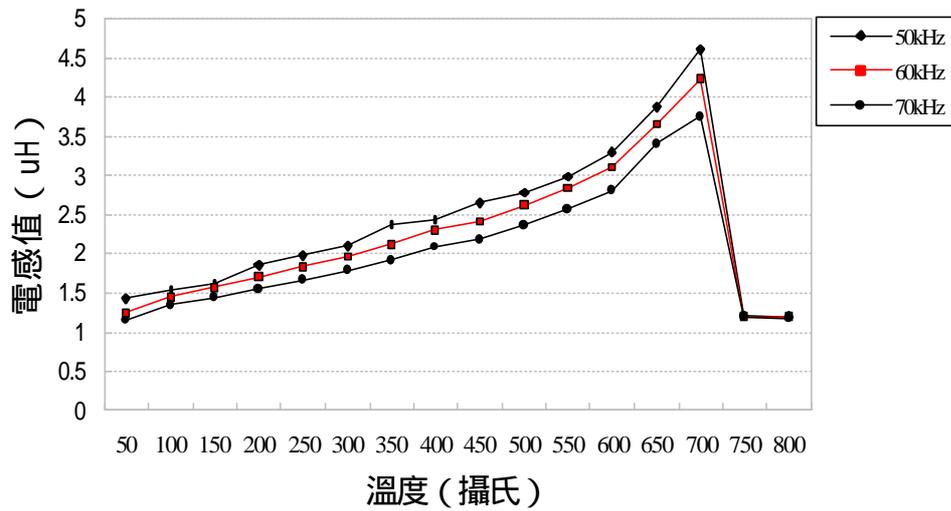


圖5.21 溫度變動下，負載等效電感之變化情形

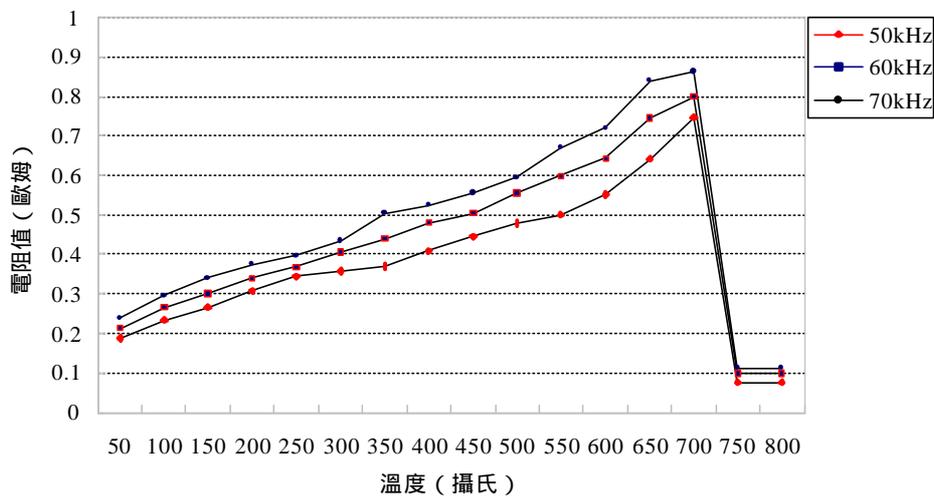


圖5.22 溫度變化下，負載等效電阻之變化情形

5.8 實體照片圖

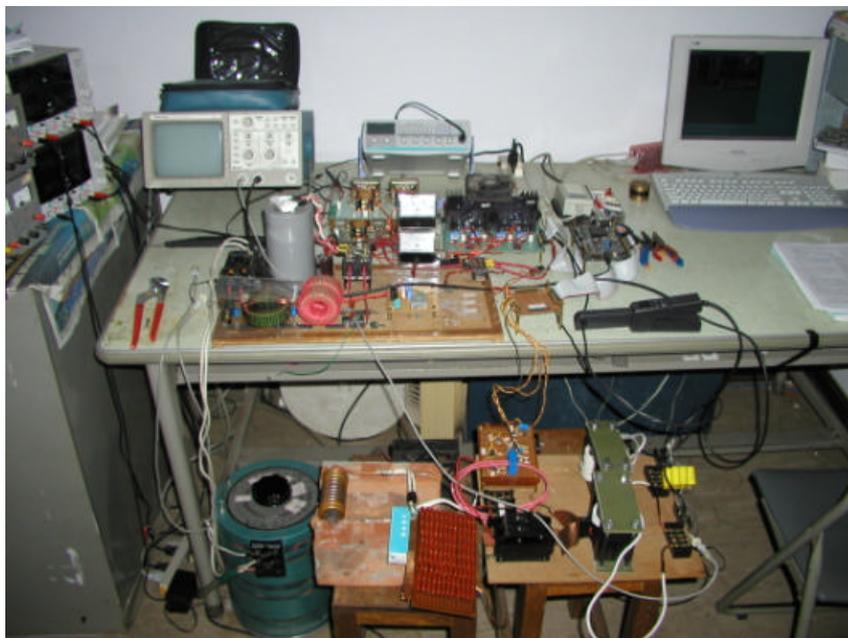


圖5.23 完整實體圖



圖5.24 0 280V/15A自耦變壓器實體圖

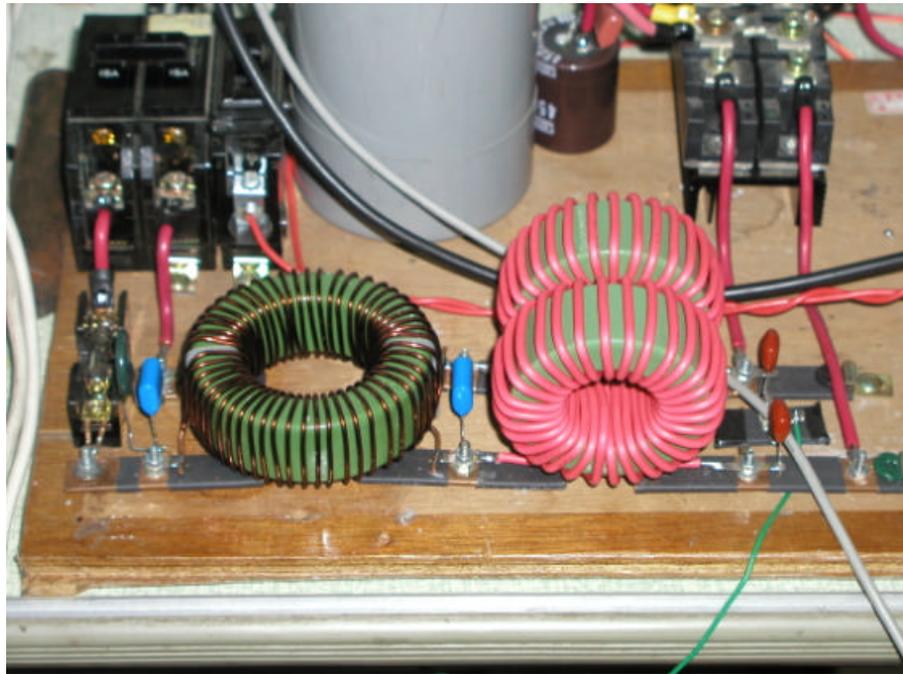


圖5.25 EMI濾波器實體圖



圖5.26 濾波電路實體圖

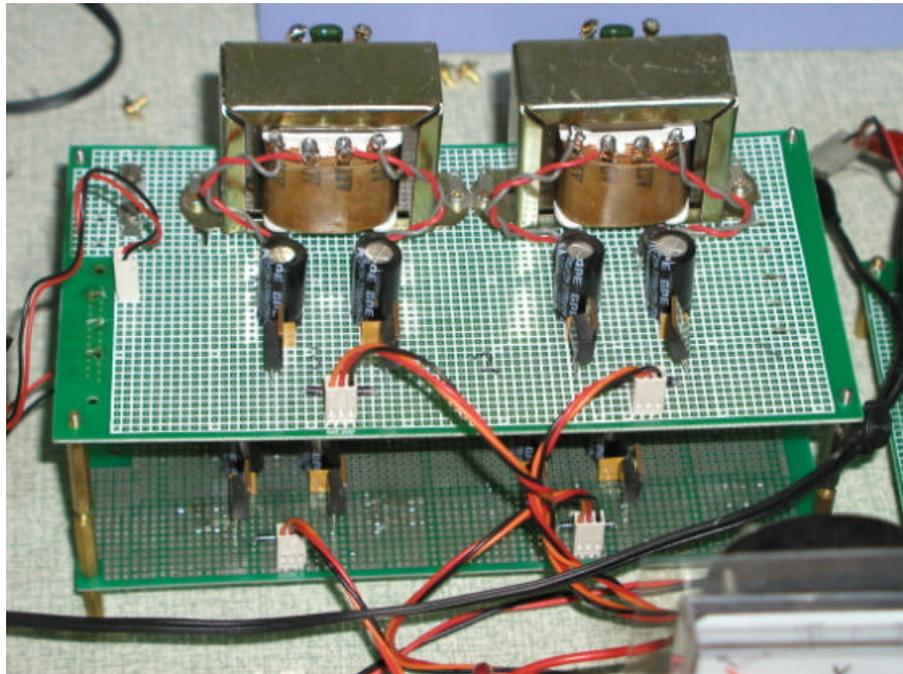


圖5.27 四組獨立電源實體圖



圖5.28 DSP數位信號處理器實體圖

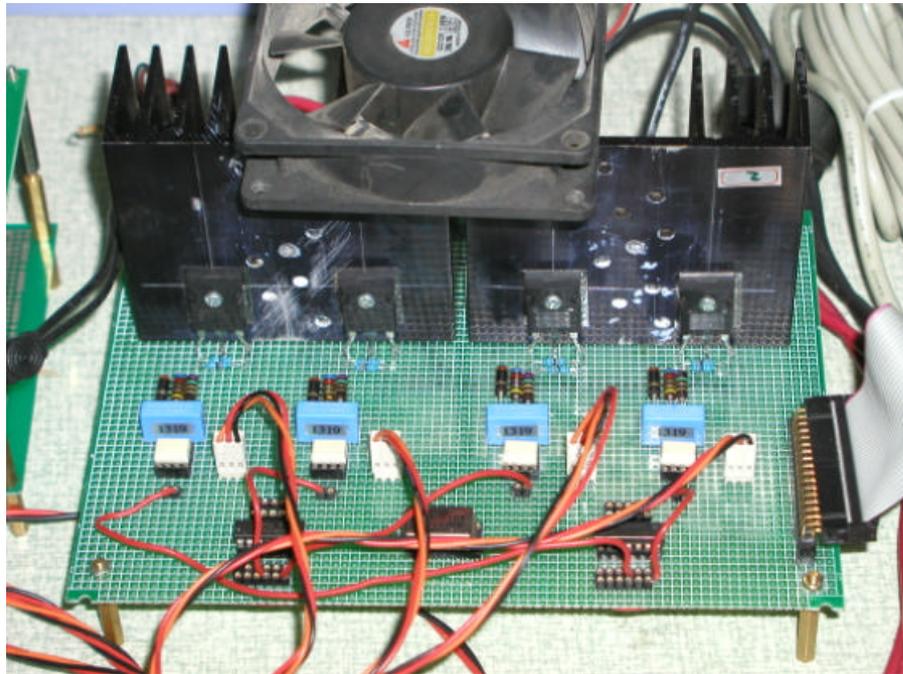


圖5.29 相移、驅動與切換開關實體圖

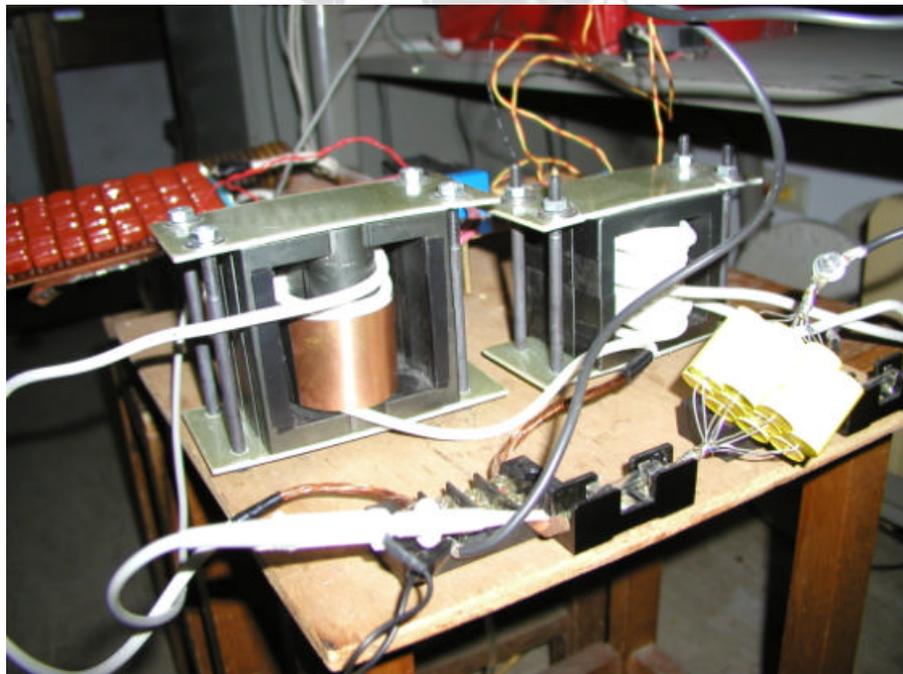


圖5.30 隔離直流電容與匹配變壓器實體圖

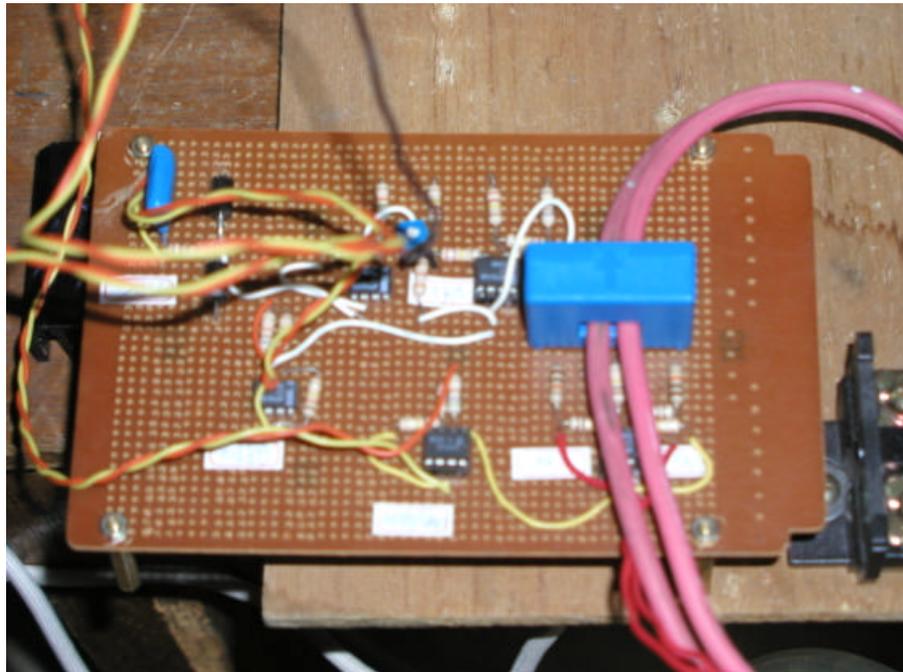


圖5.31 迴授電路實體圖



圖5.32 共振電容實體圖

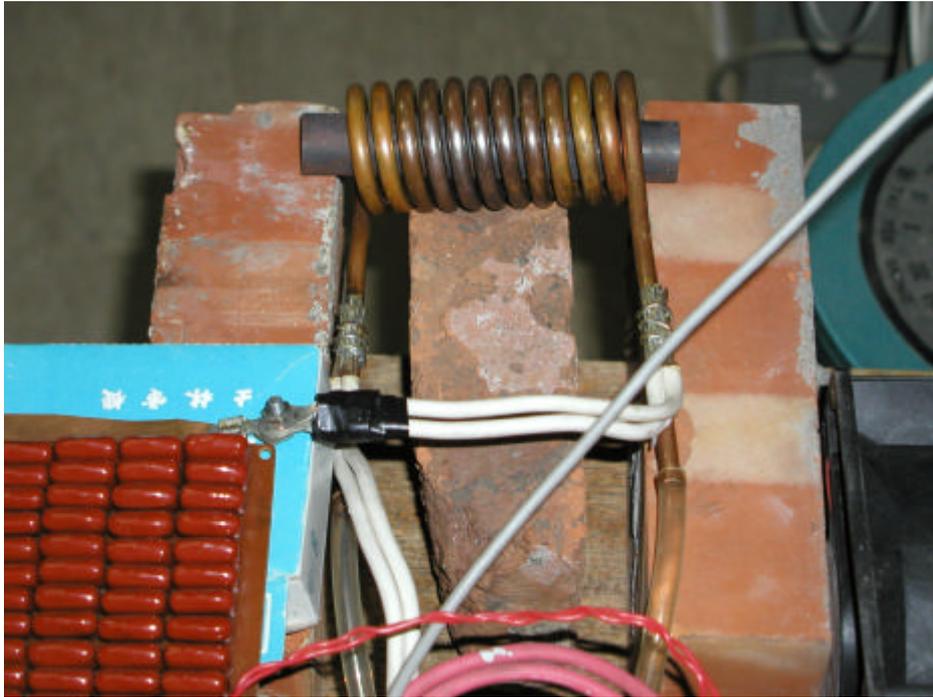


圖5.33 加熱線圈與冷卻管實體圖

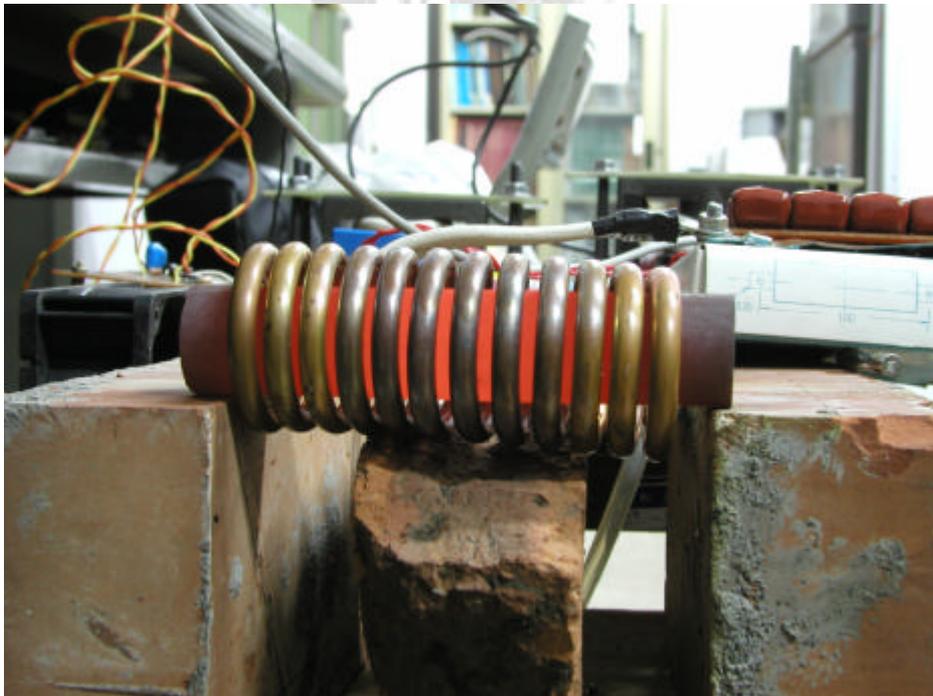


圖5.34 加熱線圈與加工物件實體圖



圖5.35 加熱線圈與加工物件實體圖



圖5.36 加熱線圈與加工物件實體圖



圖5.37 加熱線圈與加工物件實體圖

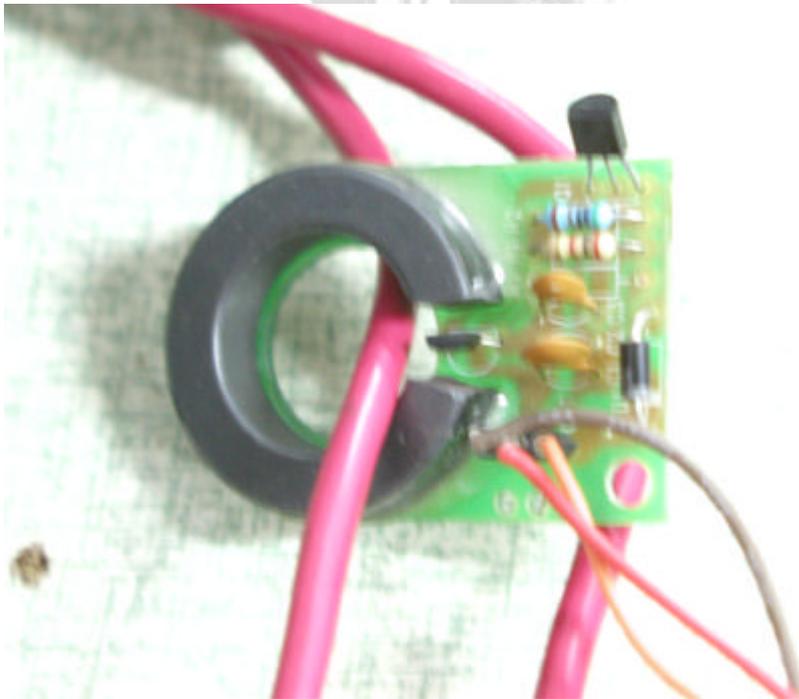


圖5.38 霍爾元件實體圖

第六章 結論與展望

由於高效率、高功率、低污染的特色，預期未來高頻感應加熱器在各項金屬加工及半導體表面處理上，將可扮演一個舉足輕重的角色。而本論文研製一套以單晶片TMS320C240為基礎，且結合柔性切換技術實際製作一5Kw高頻感應加熱器。此全數位化高頻感應加熱器將切換頻率提高至70kHz，以減小電路體積；利用死區（Dead Time）的方式，使電路中變壓器的漏電感、開關的寄生電容等寄生元件的共振作用，使開關在導通暫態時處於零跨壓狀態，達到零電壓切換的目的，以改善高頻切換所產生的損失問題，以提高系統整體效率，由實驗結果得知，均可達到85%以上之高效率。

在硬體實作方面，文中根據電路的動作原理和所設定的電路規格，進行各項元件值的設定；除了配合理論上的分析之外，還加入了實作上的設計考量，使得設計出的結果實用性更高，同時也提供了一套完整而詳盡的設計步驟，可供日後製作的參考。

另一方面，由於加熱過程中負載變動而產生很大的變化，因此此系統具有電流及頻率等閉迴路控制，以達到最佳狀況、加熱迅速、部位精確、能量集中等目標。上述功能已藉由實測驗證，整體的效能雖然不錯，但仍有一些需要努力與改善之處。

- (1) 製作15KW高頻感應加熱器：由於最大輸出功率為5KW，因此將來可往更高輸出功率設計，以達到即時加熱之功能。
- (2) 驅動電路與所需之獨立電源修改：由於MOSFET的輸入阻抗相當高（一般約30M 40M），因此需要有較低的獨立電源阻抗與較佳的驅動電路，例如：可使用多組並連電源輸出，以得到較低電源阻抗。而驅動電路可改用靴帶式電路（bootstrap）。

- (3) 共振問題：本系統主要是以二次側負載共振，需較多的共振電容器，這樣間接限制了系統的最大輸出功率。因此將來可以使用一次側共振，以獲得較大的輸出功率。
- (4) 匹配變壓器與負載間的匹配問題：因加熱線圈大小或匝數不同時，因適當的改變匹配變壓器匝數，以得到較佳的電源與負載匹配。
- (5) 加熱線圈(Heating Coil)及加工物件(Workpiece)間能量轉移與功率的消耗：這部份可用有限元素法(Finite Element Method,FEM)來模擬磁場分佈，最後對加工物件的溫度變化情形來做探討。



參考文獻

- [1] E. J. Davies, P. G. Simpson, *Induction Heating Handbook*, Mcgraw-Hill Book Company Ltd., London, 1979.
- [2] S. Zinn and S. L. Semiatin, “Elements of Induction Heating Design, Control, and Application” ,*Electric Power Research Institute, Inc.* palo. Alto, CA. U.S.A.
- [3] British National Committee for Electroheat, “Guide to Induction Heating Equipment” ,1989.
- [4] I. Khan, J. Tapson, I. de Vries, “ An induction furnace employing a 100 kHz MOSFET full-bridge current-source load-resonant inverter” ,*Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on*, 1998, pp. 530 -534 vol.2
- [5] E. J. Dade, J. Jordan, J. V. Esteve, J. M. Espi, S. Casans, “Behaviour of series and parallel resonant inverters for induction heating in short-circuit conditions Power Electronics and Motion Control Conference”, 2000. *Proceedings. PIEMC 2000. The Third International*, 2000 ,pp. 645 -649 vol.2
- [6] H. W. E. Keertzen, J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk, “A Comparative Study of Single Switch Induction Heating Converters Using Novel Comparative Effectivity Concept” ,*IEEE APEC Records*, 1992, pp. 298-305.
- [7] H. I. Sewell, D. A. Stone, D. Howe, “Dynamic load impedance correction for induction heaters ” ,*Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999*

International Conference , 1999, pp.110 -115 vol.1

- [8] E. J. Dede, J. Jordan, V. Esteve, J. M. Espi, S. Casan, “Series and parallel resonant inverters for induction heating under short-circuit conditions considering parasitic components” *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference* , 1999, pp.659 -662 vol.2
- [9] L. R. Egan, E. P. Furlani, “A Computer Simulation of an Induction Heating System” ,*IEEE Trans. on Magnetics*;Vol.27,No.5,Sept 1991,pp. 4343-4354.
- [10] F. P. Dawson, Praveen Jain, “Systems for Induction Heating and Melting Applications a Comparison of Load Commutated Inverter” ,*IEEE PESC Records*,1990,pp. 281-290.
- [11] F. P. Dawson, P. Jain, “A Comparison of Load Commutated Inverter System for Induction Heating and Melting Applications” ,*IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.6,July 1991,pp. 430-441.
- [12] J. R. Garcia, j. m. Burdio, A. Martinez, J. Sancho, “A Method for Calculating the Workpiece Power Dissipation in Induction Heating Process” ,*IEEE APEC Records*,1994,pp. 302-307.
- [13] J. A. Ferreira, “Electromagnetic Modeling of Power Electronic Converters” ,*KLUWER ACADEMIC*,1989.
- [14] 潘天明, 現代感應加熱裝置 ,冶金工業出版社 , 中國北京 , 民國八十五年。
- [15] Forest, F.; Laboure, E.; Costa, F.; Gaspard, J. Y., “Principle of a Multi-Load/Single Converter System for Low Power Induction Heating” ,*IEEE Transactionson Power electronics*, Vol.15, No.2,

March 2000,pp. 223-230.

- [16] 何金滿，蘇煒城，1998，11，“高頻感應加熱器之控制設計與實際量測”中華民國第十九屆電力工程研討會，台北，台灣
- [17] 鄭一鋒，“相移式零電壓切換高頻感應加熱器之設計與研製”，私立中原大學電機工程學系研究所碩士論文，民國九十年。
- [18] 何金滿，鄭一峰，2001，11，“移相式零電壓切換高頻感應加熱器之設計與研製”中華民國第二十二屆電力工程研討會，高雄，台灣
- [19] 何金滿，鄭一峰，2002，3，“移相式零電壓切換高頻感應加熱器之設計與研製”，中原學報30卷第一期
- [20] R. Redl, N.O.Sokal, L. Balogh, “A Novel Soft Switching Full Bridge DC/DC Converter : Analysis, Design Consideration and Experiment Result at 1.5kW, 100kHz” ,*IEEE on Power Electronics Specialists Conference*,1990,pp. 162-172.
- [21] Monterde, F.; Hernadez, P.; Burdio, J. M.; Garcia, J. R.; Martinez, A., “A New ZVS Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction Cookers Obtained by a Synthesis Method” ,*IEEE on Power Electronics Specialists Conference*,vol3,2000,pp. 1375-1380.
- [22] Morimoto, T.; Shirakawa, S.; Koudriavtsev, O.; Nakaoka, M., “Zero-Voltage and Zero-Current Hybrid Soft-Switching Phase-Shifted PWM DC-DC Power Converter for High Power Applications” ,*Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol.1, 2000,pp. 104-110.

- [23] Hamdad, F.-S.; Bhat, A.K.S., “A Novel Pulsewidth Control Scheme for Fixed-Frequency Zero-Voltage-switching DC-to-DC PWM Bridge Converter” ,*IEEE Transactions on Industrial Electronics*,Vol.48 No.1,February 2001,pp. 101-110.
- [24] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. C. Hua, F. C. Lee, “Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full Bridge PWM Converter for High-power Applications” , *IEEE Trans. Power Electron.*,July 1996,pp. 622-628.
- [25] 張晉嘉 , 相移式零電壓切換直流電源供應器之研製 , 國立台灣大學電機工程學系研究所碩士論文 , 民國八十七年。
- [26] Chickamenahalli, S. A.; Jun Liu; Suryakumar, M., “A DSP Controlled Variable-Frequency Resonant-Commutated Converter” , *IEEE Transactions on Power Electronics*,Vol.15,No.3,May 2000,pp. 447-455.
- [27] 何金滿 , 許志仰 , 2000 , 11 , “DSP-Based高頻感應加熱器之設計與研製”中華民國第二十一屆電力工程研討會 , 台北 , 台灣
- [28] Luigi Malesani, Palo Mattavelli, “Electronic Welder With High-Frequency Resonant Inverter” ,*IEEE Trans. On Industry Applications*,Vol.31,No2,March/April 1995.
- [29] David K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics* ,Wesley Pub. Co.,1989.
- [30] Philippe Robert, *Electrical and Magnetic Properties of Materials*, Artech House,1988.
- [31] 王聰, 軟開關功率變換器及其應用 , 科學出版社 , 中國北京 ,

民國八十九年。

- [32] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, *Power Electronics : Converters, Applications, and Design* , *John Wiley & Sons, Inc.*,U.S.A.,1995.
- [33] 張立、林清一，*現代電力電子技術*，全華科技圖書股份有限公司，台北，民國八十七年。
- [34] 劉維穎，*邏輯設計實習*，儒林出版社，台北，民國七十五年。
- [35] “TMS320C24X DSP Controllers Reference Set”，Volume 1,*Texas Instruments*,U.S.A.,1997.
- [36] “TMS320C24X DSP Controllers Reference Set”，Volume 2,*Texas Instruments*,U.S.A.,1997.
- [37] 張道弘，*PID控制理論與實務*，全華科技圖書股份有限公司，台北，民國八十四年。