

中原大學
電機工程學系
碩士學位論文

全橋相移式柔性切換負載並聯共振
電流型感應加熱器之設計與研製

**Design and Implementation of Full Bridge
Phase Shift Soft Switching Current Fed Load
Parallel Resonant Induction Heating System**

指導教授：何金滿

研究生：劉明峰

中華民國九十三年六月

中原大學碩士班研究生
論文口試委員審定書

第九十二學年度第二學期

學系
電機工程 研究所 劉明峰 君所提之論文

題目：(中文)全橋相移式柔性切換負載並聯共振電流型感應加熱器之
設計與研製

(英文)Design and Implementation of Full Bridge Phase Shift
Soft Switching Current Fed Load Parallel Resonant
Induction Heating System

經本委員會審議，認為符合碩士資格標準。

學位考試委員會 召集人 李清吟
委員 洪穎怡
指導教授 何金滿
系(所)主任 楊宏澤

中華民國九十三年六月二十四日

摘 要

本文之研究在於建構一電流饋入式電源轉換裝置，應用於負載並聯諧振感應加熱系統之上，藉由相移調整技術、重疊時間控制方式以及功率變壓器雜散元件之運用，賦予功率開關具備柔性切換之性能，進而使開關上的切換能量獲得適當的轉換，以達降低電磁干擾、減少損失、提高加熱效率之目的；此外，相移技術之應用，亦可取代傳統電流饋入式換流器架構中之四顆串聯二極體需求，如此不但可簡化結構，亦可減少損失與降低成本。由於加熱負載之電氣特性伴隨加熱溫度的變化而改變，有鑑於此，本研究採用相鎖迴路控制技術，致使系統工作頻率於一定範圍內追隨諧振頻率，確保加熱系統於運作期間之效率為最佳狀態。

最後，針對本研究之感應加熱系統，其換流器控制信號、操作特性與整體效率進行量測與說明；此外，亦針對加熱溫度變化情況下，加熱負載電氣特性改變對於加熱效益做一探討。

Abstract

The main purpose of this study is to establish a current-fed switching power supply for load parallel resonant induction heating system. By utilizing phase shift regulation, overlap time control, and the stray components of the power transformer, the switches are able to have the function of soft switching and the energy suitable transforming. The purposes are to reduce electromagnetic interference and losses and to improve efficiency. Furthermore, four series connection diodes of traditional current-fed inverter can be omitted by application of phase shift regulation. Therefore, a design with simplified structure, reduced losses and cost can be achieved.

The electric characteristics of heating load change with variations of temperature. For this reason, this paper has adopted technology of phase locked loop, causing switching frequency to follow resonant frequency, to ensure heating system is in the best efficiency.

Finally, the controlled signals of inverter, operation characteristics and efficiency of the system are measured and discussed.

誌 謝

由衷感謝指導教授 何金滿 老師兩年來的悉心指導與教誨，無論學業或待人接物方面均受益良多，致使本論文得以順利完成，在此獻上最誠摯的敬意；此外亦感謝台北科技大學 李清吟 教授、中原大學 洪穎怡 教授對本論文提供寶貴意見與指正，使內容更為完整與嚴謹。

於電學 802 研究室兩年的時光中，特別感謝服務於中科院的文賢 學長、廣達電子的國展 學長以及力銘科技的雲慶 學長，於實際製作上之指導與經驗分享，乃至於特殊零件的提供皆給予莫大的幫助；其次感謝卓盛、耀仁、凱宏、濬瑋 諸學長，同窗，以及建興、創煒、雨青 諸學弟於平日生活及課業上的協助與切磋，在此一併致謝。

最後，感謝敬愛的父母親多年來對我的照顧與養育之恩，以及弟妹與所有關心我的親朋好友，感謝你們的支持與鼓勵，讓我得以順利完成學業。在此，僅將本論文成果獻於你們，願你們與我分享這份榮耀與喜悅。

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vii
表目錄.....	x

第一章 緒論

1.1 研究背景與動機.....	1
1.2 研究內容.....	2
1.3 論文架構.....	3

第二章 感應加熱理論基礎與負載特性分析

2.1 感應加熱基本原理.....	4
2.2 感應加熱系統之設計考量.....	6
2.2.1 系統頻率與功率.....	7
2.2.2 加工物件上的電阻係數.....	10
2.2.3 加工物件上的相對導磁係數.....	12
2.2.4 溫度分佈.....	14
2.2.5 加熱時間.....	15
2.3 加熱線圈之散熱與絕緣.....	16
2.4 加熱線圈之型式.....	17
2.5 電磁效應.....	20
2.6 焦耳效應.....	26
2.7 加熱負載之等效模型.....	29
2.8 感應加熱之優點與應用.....	31

第三章 全橋相移式轉換器工作原理與分析

3.1 換流器之結構.....	33
3.2 柔性切換技術.....	35
3.3 電流饋入式轉換器之優點.....	37
3.4 主電路架構.....	38
3.5 電路動作分析與說明.....	39
3.5.1 模式 I：Q4 / Q3 重疊區間($t_0 \leq t \leq t_1$).....	41
3.5.2 模式 II：輸入電感 L_{in} 儲能區($t_1 \leq t \leq t_2$).....	43
3.5.3 模式 III：Q1 / Q2 諧振轉移區間($t_2 \leq t \leq t_3$).....	44
3.5.4 模式 IV： C_r 放電區間($t_3 \leq t \leq t_4$).....	45
3.5.5 模式 V：輸入電感 L_{in} 釋能區間($t_4 \leq t \leq t_5$).....	47
3.5.6 模式 VI 至模式 X 之狀態.....	47

第四章 感應加熱系統電路設計

4.1 系統電路架構.....	48
4.2 整流器與濾波容之選取.....	49
4.2.1 整流器的選取.....	49
4.2.2 濾波電容的選取.....	50
4.3 輸入電感之設計.....	51
4.4 功率開關之選取.....	52
4.5 控制與隔離驅動電路之設計.....	53
4.5.1 PWM 相移控制電路.....	53
4.5.2 重疊時間控制電路.....	55
4.5.3 隔離驅動電路.....	57
4.6 功率變壓器之設計.....	61
4.7 加熱線圈之製作.....	62
4.8 諧振電容之設計.....	63
4.9 頻率迴授控制電路之製作.....	65

第五章 實驗結果與討論

5.1 控制電路.....	67
5.1.1 PWM 相移驅動信號.....	67
5.1.2 重疊時間驅動信號.....	70
5.1.3 隔離驅動信號.....	72
5.2 功率開關之波形量測.....	73
5.3 輸入電感.....	74
5.4 功率變壓器.....	75
5.5 感應加熱系統效率與負載特性量測.....	76
5.5.1 加熱時間量測.....	76
5.5.2 系統效率量測.....	77
5.5.3 負載參數變動下之量測與分析.....	78

第六章 結論與未來展望

6.1 結論.....	82
6.2 未來展望.....	83

參考文獻.....	85
-----------	----

圖目錄

圖 2.1	感應加熱器基本原理及架構方塊圖.....	5
圖 2.2	金屬圓柱導體內電流分佈情.....	7
圖 2.3	溫度變化下的電阻係數.....	11
圖 2.4	鐵的 μ_r 與溫度之關係.....	12
圖 2.5	磁化強度與溫度的關係.....	13
圖 2.6	表面硬化感應加熱工作曲線.....	15
圖 2.7	圓柱體在長扁圓型感應線圈中的橫向磁通加熱.....	17
圖 2.8	圓柱體在螺旋型感應線圈中的縱向磁通加熱.....	17
圖 2.9	常見的加熱線圈型態.....	19
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.....	22
圖 2.11	在扁平加熱物上的鄰近效應.....	23
圖 2.12	在平行匯流板上的鄰近效應.....	23
圖 2.13	磁場集中效應.....	25
圖 2.14	加工物件與線圈末端效應所導致的功率分佈.....	26
圖 2.15	磁滯曲線.....	26
圖 2.16	鐵損與加熱頻率之關係.....	28
圖 2.17	加熱負載之參數模型.....	30
圖 2.18	感應加熱之應用.....	31
圖 3.1	全橋換流器結構.....	33
圖 3.2	開關硬式切換之狀態.....	35
圖 3.3	開關柔性切換之狀態.....	36
圖 3.4	全橋相移式柔切轉換器拓樸.....	38
圖 3.6	模式 I 之前的狀態 ($t < 0$).....	40
圖 3.7	模式 I : Q4 / Q3 重疊區間 ($t_0 \leq t \leq t_1$).....	41
圖 3.8	模式 II : 輸入電感 L_{in} 儲能區間 ($t_1 \leq t \leq t_2$).....	43
圖 3.9	模式 III : Q 1/ Q2 諧振轉移區間 ($t_2 \leq t \leq t_3$).....	44
圖 3.10	模式 IV : C_r 放電區間 ($t_3 \leq t \leq t_4$).....	45

圖 3.11	模式 V：輸入電感 L_m 釋能輸出區間 ($t_4 \leq t \leq t_5$).....	47
圖 4.1	高頻感應加熱系統方塊圖.....	48
圖 4.2	感應加熱系統之電路架構.....	48
圖 4.3	輸入電感之鐵心規格.....	52
圖 4.4	UC3875 PWM 相移 IC 內部接線圖.....	54
圖 4.5	UC3875 實際外部電路接線圖.....	54
圖 4.6	工作頻率選擇對照圖.....	55
圖 4.7	改變輸出波形斜率及重疊時間示意圖.....	56
圖 4.8	實際重疊時間控制電路.....	57
圖 4.9	TLP250 光耦合器內部構造電路.....	59
圖 4.10	光耦合器隔離驅動電路所需之獨立電源電路.....	59
圖 4.11	光耦合器隔離驅動電路.....	60
圖 4.12	空心圓桶形螺旋線圈.....	63
圖 4.13	感應加熱器負載型式.....	64
圖 4.14	頻率控制電路.....	66
圖 4.15	頻率控制之電壓信號 V_f 調整電路.....	66
圖 5.1	開關驅動信號 Out A (上) 與 Out B (下).....	68
圖 5.2	開關驅動信號 Out C (上) 與 Out D (下).....	68
圖 5.3	開關相移驅動信號(OutA, OutC)與(OutB, OutD).....	69
圖 5.4	RC 放電延緩截止之開關驅動信號.....	70
圖 5.5	重疊時間之驅動信號.....	71
圖 5.6	實際重疊時間之驅動信號.....	71
圖 5.7	光耦合器隔離驅動信號, 輸入 (上) 及輸出 (下).....	72
圖 5.8	上臂開關的驅動信號 V_{GS} 與輸出電壓 V_{DS}	73
圖 5.9	下臂開關的驅動信號 V_{GS} 與輸出電壓 V_{DS}	74
圖 5.10	輸入電感儲能與釋能.....	74
圖 5.11	功率變壓器一次側電壓與電流.....	75
圖 5.12	加熱線圈兩端電壓與電流.....	76
圖 5.13	加熱溫度與加熱時間關係圖.....	77

圖 5.14 系統輸出功率與效率的關係.....78
圖 5.15 溫度改變時，負載等效電感變化情形.....81
圖 5.16 溫度改變時，負載等效電阻變化情形.....81



表目錄

表 2.1	感應加熱頻率之選擇.....	9
表 2.2	不同加工物件 ρ 、 δ 與熔點大小.....	11
表 2.3	加熱線圈常見的散熱方式.....	16
表 2.4	常見的加熱線圈特色與用途.....	18
表 3.1	電壓饋入式/電流饋入式換流器之特性與差異.....	34
表 3.2	開關動作模式.....	39
表 4.1	IRFP460A 規格.....	53
表 4.2	光耦合器與脈波變壓器隔離之比較.....	58
表 5.1	感應加熱系統操作在不同輸出功率時之整體效率.....	77
表 5.2	不同頻率及溫度下，負載之等效電感值(μH).....	79
表 5.3	不同頻率及溫度下，負載之等效電阻值(Ω).....	80



第一章 緒論

1.1 研究背景與動機

感應加熱技術於二十世紀初問世，由於此技術相較於傳統直接加熱技術而言，兼具加熱速度快、加熱效率高、加熱品質好以及無環境污染等優點，因此於工業界快速地成長與發展。

早期由於電源系統頻率與效率難以提昇，因此國內外相當多的研究重點皆集中於系統功率及開關切換頻率的提升，但隨著切換頻率的提升，功率元件於切換時所產生的切換損失更為嚴重，如此不但會造成效率的降低，另外還因開關的非理想切換現象而產生過大的電壓與電流突波，致使開關上的應力增加，並為電磁干擾(Electromagnetic Interference, EMI)的來源[1]。因此，為了克服高頻操作下所帶來的種種問題，近年來興起了柔性切換(Soft Switching)技術的研究，用來減少開關切換過程中電壓與電流的重疊，降低損失提高效率，減緩電路所產生的電磁干擾問題[2-5]。

伴隨國內科技產業的提升，對於各類工業產品之品質要求日趨嚴謹，因此不同的加熱處理程序廣泛地運用於金屬加工、銲接、熔解以及半導體製程等工業，其加熱加工需求與日俱增。由於現今的半導體技術發展頗為精進，甚多的功率元件相繼地問世，因此對於感應加熱器電源供應系統之建構賦予了相當大的選擇性。而目前感應加熱技術之研究大致分為兩方面，其一為換流器之結構，研究電壓饋入式與電流饋入式於加熱系統應用上之優缺點與注意事項[6-8]；其二為加熱線圈與加工物件間之能量轉移與消耗，此部分研究以有限元素法(Finite Element Method, FEM)來模擬探討[9]。

有鑒於國內外於感應加熱技術之研究上，對於電壓饋入式負載串聯諧振之架構研究著墨甚多，且發展技術趨於穩定；而相較於電流饋入式負載並聯諧振之架構研究而言可謂甚少。然而以實用性及設計觀點而論，不可諱言其特性，無論整體結構或是控制系統等，皆較電壓饋入式結構來的複雜與麻煩，但以特殊應用觀點來說，電流饋入式亦非一無可取，其最大的優點亦即可使加熱系統於無載或短路情況下操作，可避免因短路而致使系統毀損；此外電路架構亦具備升壓之功效，如此可滿足系統一次側高電壓之需求等。

因此，藉由固有的研究基礎與相關設計原理下，嘗試設計一電流饋入式電源供應系統，期盼建構一電流饋入式負載並聯諧振之感應加熱器，對其控制模式與設計法則進行說明，並提出相關的問題與技術瓶頸待日後研究與克服。

1.2 研究內容

本研究之目的在於完成以Unitrode公司所生產之UC3875相移諧振控制器(Phase Shift Resonant Controller)為控制核心，且具備柔性切換之電源轉換器，應用於電流饋入式負載並聯諧振感應加熱器之設計上，研究適當的控制方法，讓全橋開關於轉態時具備零電壓與零電流切換之特性，使系統處於較佳的狀態以達加熱之效果。此外，由於本研究架構與傳統電流饋入式換流器架構有些許差異，因此一併提出說明與比較。

1.3 論文架構

本篇論文共分為六個章節，最後並包含參考文獻。

第一章 緒論：說明本文之研究背景與動機、研究內容及論文架構。

第二章 感應加熱理論基礎與負載特性分析：針對感應加熱原理進行說明，考量系統所需之相關條件，並對負載特性進行探討。

第三章 全橋相移式轉換器工作原理與分析：說明柔性切換技術與轉換器之工作原理。

第四章 感應加熱系統電路設計：針對系統實體電路之設計與製作進行說明。

第五章 實驗結果與說明：紀錄實體電路之測試波形與數據結果，分析與說明之。

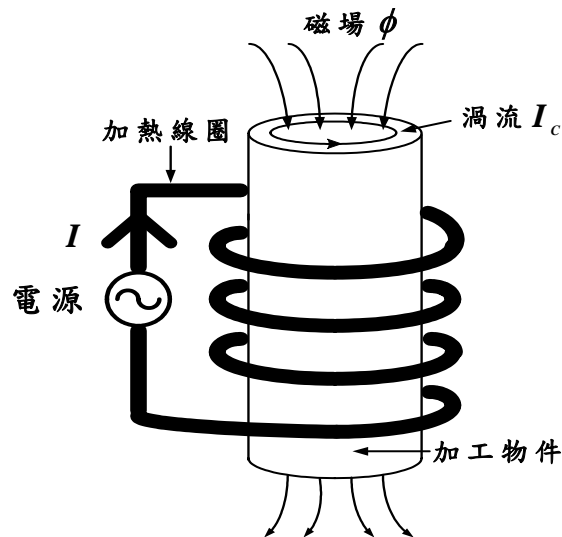
第六章 結論與未來展望

第二章 感應加熱理論基礎與負載特性分析

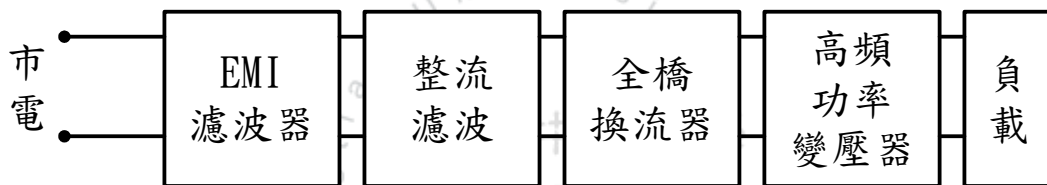
2.1 感應加熱基本原理

所謂感應加熱(Induction Heating)即是利用電磁感應現象(Electromagnetic Induction)對金屬物件進行加熱的方式。電磁感應現象於西元 1831 年由法拉第所發現，此原理應用最多的地方是變壓器(Transformer)。變壓器一次側與二次側各有一組線圈(Coil)，一次側輸入的交流電壓會使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，因此採用高導磁率的鐵磁性材料為鐵心，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。就變壓器設計應用上而言，儘可能將鐵損降至最小為佳；而感應加熱則為相反，亦即利用鐵損加熱，使溫度上升的原理。另一方面，由於金屬加工物件具備導電的特性，因此適合非接觸性電磁感應作用加熱。

依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，利用加熱器電源轉換裝置將其轉變為不同頻率的交流電源，供應負載部分之加熱線圈，因此加熱線圈將建立交變磁場，若將磁性或非磁性之導電加工物件(Workpiece)置入加熱線圈所建立的交變磁場內，由於磁力線的切割，加工物件將於不同深淺層面產生感應電流 I_c (即渦流)。由於加工物件之阻抗特性及渦流於加工物件上的流動，因此產生 $I_c^2 \cdot R$ 的電功率熱消耗，致使加工物件溫度升高，達到加熱處理目的，此即為感應加熱之基本工作原理[10]，其加熱原理與架構方塊圖，如圖 2.1 所示。其中 I 為加熱線圈上流通的電流，而 I_c 即加工物件上感應的渦流。



(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

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)

依據電磁感應原理，一導體在外來磁通變化情況下，導體本身會產生一個反抗磁通變化的感應電動勢，以抵抗外來磁通的變化，此電動勢不但與時變磁通有關，且與物體及產生磁通變化兩者間相互移動速度成正比，如式(2-1)所示：

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} - v\phi \frac{dN}{dx} \quad (2-1)$$

其中，

e ：感應電動勢(V)

N ：線圈匝數(turn)

ϕ ：磁通(wb)

v ：速度(m/s)

x ：位移(m)

此電動勢所形成的電流（渦流），流經導體內部所產生的功率，依據焦耳定律(Joule Effect)可由式(2-2)所示：

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

其中，

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

J ：電流密度（Current Density， A/m^2 ）

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

簡言之，感應加熱系統裝置中有三階段的能量轉換，首先是電源轉換器的電能轉變成磁能，接著透過感應原理將磁能轉變成電能，最後由導電性的加工物件吸收電能轉換為熱能達成溫升效果。

2.2 感應加熱系統之設計考量

於感應加熱系統之設計中，系統頻率、功率、加工物件上的電阻係數與相對導磁係數、加工物件上的溫度分佈及加熱時間皆須考慮。以下將針對上述因素進行說明。

2.2.1 系統頻率與功率

加工物件於加熱線圈所建立的交變磁場內，其感應的渦流並非均勻分佈於加工物件的各個剖面層上，其有越靠近加工物件表面處，其電流密度越強之趨勢，且加熱線圈上的電流頻率越高，渦流往物件表層集中的程度越明顯，此種現象即為集膚效應(Skin Effect)，如圖 2.2 所示[26]為金屬圓柱導體之渦流分佈情況，由圖 2.2(b)得知電流分佈由表面向中心位置呈指數函數減少。由於電流分佈不均勻，因此假定圖 2.2(b)中之斜線面積為安全電流範圍，將其轉變為圖 2.2(c)之電流均勻分佈形式，則電流分佈之寬度計算可由式(2-3)所示。

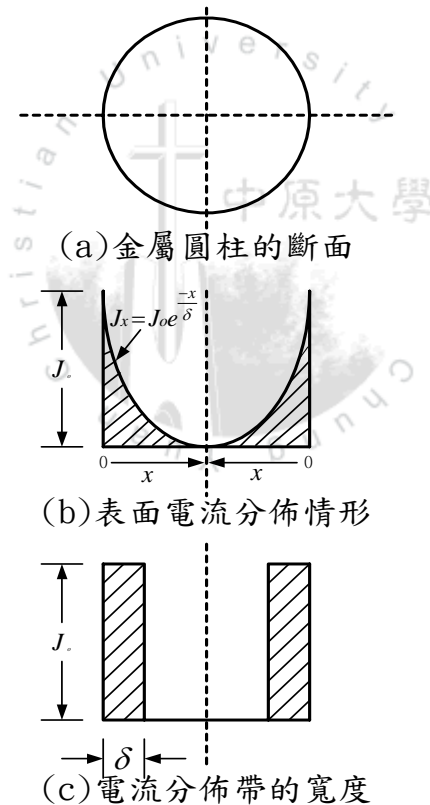


圖 2.2 金屬圓柱導體內電流分佈情況

其中，

J_0 —圓柱表面電流密度， J_x —由金屬表層往中心 x (cm) 處之電流密度 (A/cm^2)。

對一金屬圓柱型加工物件之集膚深度可由馬克斯威爾方程式 (Maxswell's Equation) 求得[11,26]，

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho \times 10^9}{\mu_r f}} = 5033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (2-3)$$

其中，

δ : 加熱深度 (cm)

ρ : 加工物件材質的電阻係數 (Ω -cm)

μ_r : 加工物件材質的相對導磁係數

f : 加熱時之電流頻率 (Hz)

δ 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% 的加熱功率將消耗在集膚深度位置內，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 的金屬圓柱置入產生均勻磁場的線圈中進行感應加熱，則單位長圓柱吸收的功率可以下式表示[26]：

$$P = 2\pi^2 H_0^2 D \sqrt{\mu_r \rho f \times 10^{-9}} \times k \quad (2-4)$$

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 (AT/cm)

D : 圓柱導體的直徑 (cm)

K : 小於 1 的修正係數，它是 $D/(2\delta)$ 的函數。當 $D/(2\delta)=2$ 時，

$k=0.65$; $D/(2\delta)<2$ 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 $\sqrt{\mu_r \rho f}$ 和 k 值成正比， k 值越接近 1，獲得的功率 P 就越大，即加熱效率越高。為了提高加熱效率就必須增大 $D/(2\delta)$ ，也就是在 D 值一定時， δ 越小越好。然而 δ 值與 \sqrt{f} 成反比，減小 δ ，意味著需提高 f 。一般來說，工作頻率高的設備成本亦高，且電源本身轉換的效率亦較低，因此不能無限制地減小 δ 來提高效率，通常我們以 $D/(2\delta)=5$ 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，可得

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

但是在感應加熱時，還需考慮加熱溫度的均勻性，因此一般取 $D/(2\delta)=2$ ，可得

$$f \geq 4 \times 10^8 \frac{\rho}{\mu_r D^2} \quad (\text{Hz}) \quad (2-6)$$

而於實際設計中，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，將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[12]。

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°C~720°C)	(720°C~1230°C)	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	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素是加工物上的電阻係數，大部份加工物件上的電阻係數與溫度變化有線性關係，其關係為：

$$\rho = \rho_1 [1 + \delta(\theta - \theta_1)] \quad (\Omega \cdot m) \quad (2-7)$$

其中，

ρ ：溫度 θ 下的電阻係數值

ρ_1 ：溫度 θ_1 下的電阻係數值

$\theta - \theta_1$ ：代表不同的溫度值($^{\circ}C$)

δ ：電阻溫度係數

而不同材質之加工物件其 ρ 、 δ 與熔點大小可參表 2.2 所列數值，對一線性的加工物件，式(2-7)又可寫成：

$$\rho = \rho_1 + \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} (\rho_2 - \rho_1) \quad (2-8)$$

其中，

ρ_1 與 ρ_2 分別是起始溫度 θ_1 與最終溫度 θ_2 之電阻係數

依據表 2.2 所提供之數值及式(2-7)與式(2-8)可獲知不同溫度下的電阻係數線性曲線如圖 2.3 所示，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，於加熱溫度超過熔點後會有明顯上升之趨勢[12]。

表 2.2 不同加工物件 ρ 、 δ 與熔點大小

加工物件	δ	$\rho_{20^{\circ}\text{C}} (\Omega \cdot \text{m})$	熔點 ($^{\circ}\text{C}$)
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

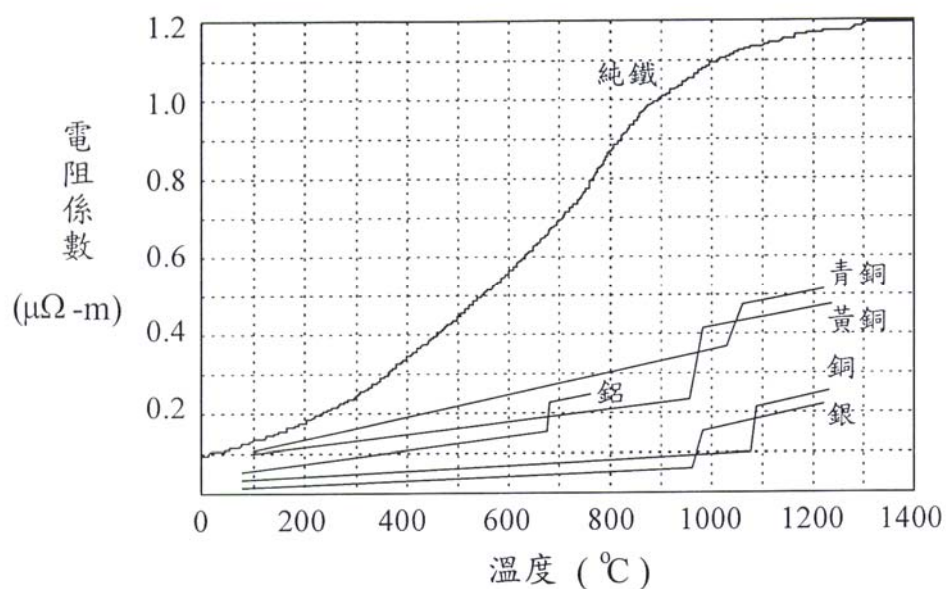


圖 2.3 溫度變化下的電阻係數

2.2.3 加工物件上的相對導磁係數

除工作頻率與加工物件電阻係數外，加工物件之相對導磁係數 (μ_r) 亦是決定物件加熱深度的重要因素；依據式(2-3)，加熱深度與 μ_r 之平方根成反比，即 μ_r 越大，集膚效應更為顯著，加熱深度淺；反之，加熱深度較深入加工物件內部。相對導磁係數之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 μ_r 大小的關鍵因素之一，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，成為順磁性材料 (μ_r 稍大於 1)[12]，如圖 2.4 為參考說明。

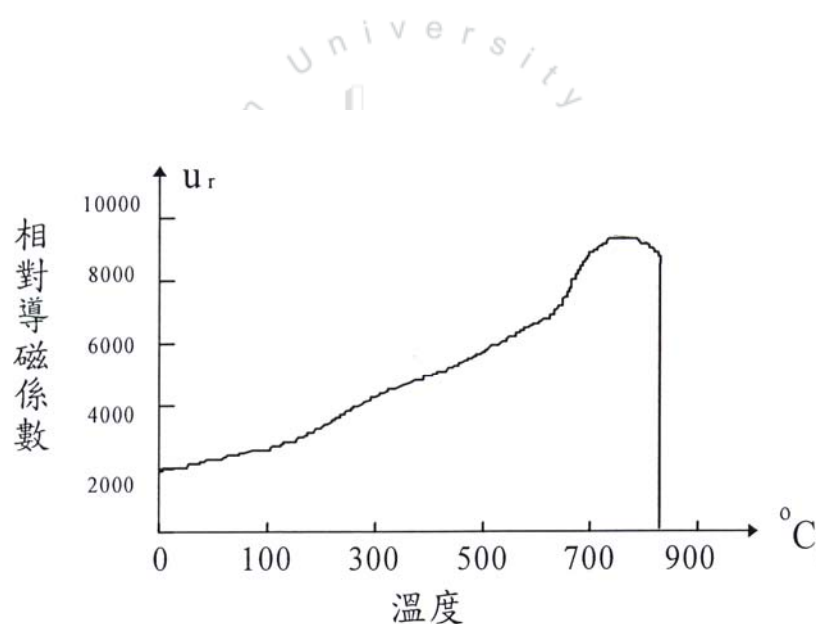


圖 2.4 鐵的 μ_r 與溫度之關係

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°C 至 450°C 間外，一般均在 720°C 至 830°C 間，所謂居里點的溫度，亦稱為居里溫度 (T_c)，其特性如圖 2.5 所示。

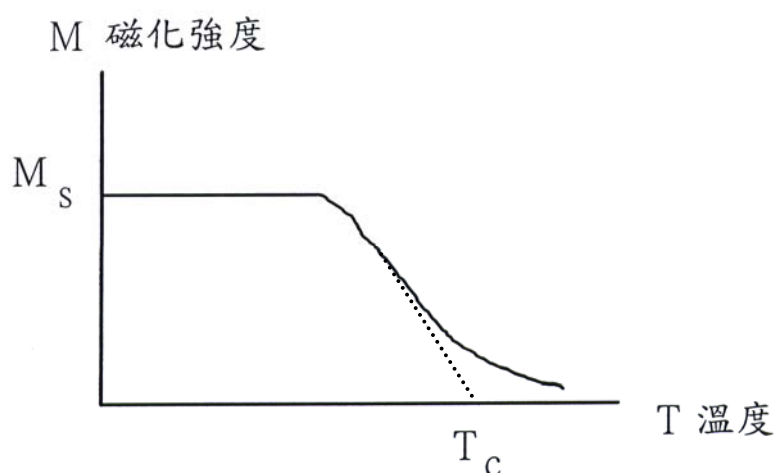


圖 2.5 磁化強度與溫度的關係

其中 M_s 為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，此溫度稱為居里溫度。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，所以銅繞製的加熱線圈，如屬空心的螺管結構之類型，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加熱線圈較受歡迎的另一個考慮重點。

由於磁性物質磁化度強， μ_r 大，耦合係數高，鐵損高，除了有較大之渦流損，另有磁域摩擦所產生的磁滯損，比非磁性質僅有渦流損失者而言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，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，可縮短加熱時間，提高效率，減少成本，不失為一可行的方式。

2.2.4 溫度分佈

當圓柱導體進行感應加熱時，由於集膚效應的影響，因此物件表面會快速升溫，而中心部分則是藉由熱傳導的作用，由表面高溫區向內部低溫區傳導熱量，因此物件內部溫升較慢。而表面與中心的溫度差 Δt ，可由下式表示[26]：

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

其中，

D ：導體直徑(cm)

k_c ：導體的導熱率($W/(cm \cdot K)$)

k_t ：與 $D/(2\delta)$ 和 P_n/P_a 有關之小於1的修正係數。當 $D/(2\delta)$ 值大於8以後， k_t 值幾乎與 $D/(2\delta)$ 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 $D/(2\delta)$ 值小於8時， k_t 值隨 $D/(2\delta)$ 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/cm^2)

P_r ：導體的散熱損失(W/cm^2)

P_n ：等於 $P_a - P_r$ (W/cm^2)

由式(2-9)可知，為了減小 Δt ，應儘量選小的 $D/(2\delta)$ 和 k_t 值。這也說明為了使加熱工件溫度均勻分佈對 $D/(2\delta)$ 值的要求，與滿足高的電效率對 $D/(2\delta)$ 之要求為矛盾的，因此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 Δt 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，另一個需要考量的因素即是加熱時間，其著眼處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，因此要儘可能提高工作頻率與功率，促使加熱時間縮短，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[10,12]。

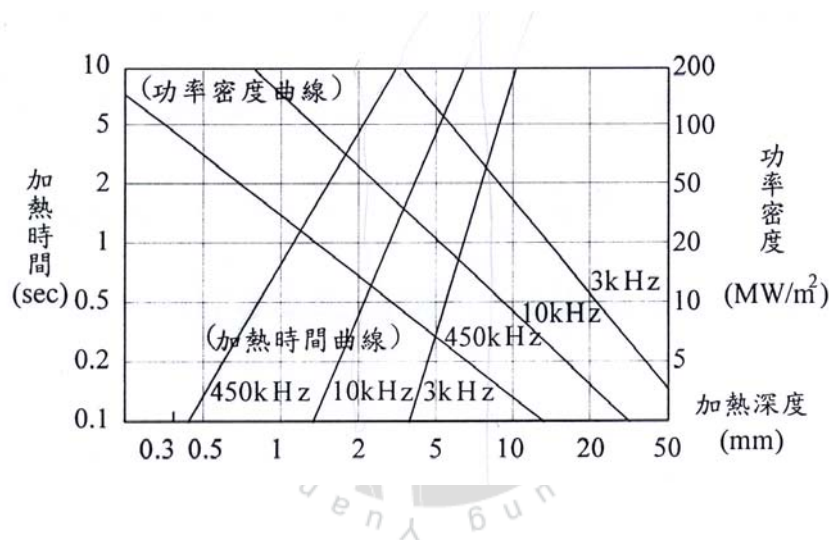


圖2.6 表面硬化感應加熱工作曲線

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)表示在最高效率時，工作於450kHz之加熱時間預估為[10,12]：

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

其中，

δ ：加熱深度 (mm)

2.3 加熱線圈的散熱與絕緣

理想的感應加熱工作，應該是加工物件被加熱，而加熱線圈應保持在低溫的狀態，但實際上有二個因素將造成加熱線圈受熱，嚴重時線圈有燒毀之虞，第一個因素：高頻大電流於加熱線圈上流動所產生的熱，第二個因素：加工物件在加熱過程中輻射大量熱能所影響。因此，大功率的加熱線圈皆須加裝冷卻裝置來降溫，一般感應加熱線圈之冷卻方式，常見的有自冷式、水冷式、油冷式及強行空氣對流冷卻，如表 2.3 所示[13,24,26]。

表 2.3 加熱線圈常見的散熱方式

方式	敘述	效率
自冷式	以增加加熱線圈表面積方式，結構較簡單，通用於小功率加熱器。	散熱慢、效率較低。
水冷式	在加熱線圈上加裝循環冷卻管，並流通水流，成本較低。	散熱快、效率較高。
油冷式	將感應線圈放置在冷卻油池中，構造複雜，成本較高。	散熱快、效率較高。
空氣冷卻式	加熱線圈上之環管，強行空氣冷卻循環或不加循環管，以大型風扇散熱，成本比水冷方式為低。	散熱慢、效率較低，風扇散熱方式，其散熱不易均勻。

在加熱器負載結構上，加熱線圈與加工物件要互相隔離，然而為提高耦合程度，增加工作效率及縮短加熱時間，因此兩者之間要儘量接近。為避免加工物件表面上的切屑、鐵粒等容易放電之不定因素造成短路，一般可在加熱線圈表面塗抹一層環氧樹脂，增加絕緣效果。

2.4 加熱線圈之型式

加熱線圈有很多不同的型式，但只有少部份被廣泛地應用。圖 2.7 所示[24]，長扁圓形的線圈適用於矩形截面的加工物件與圓柱狀的加工物件。對於圓形、方形、矩形或更複雜截面的金屬加工物之整體加熱，螺旋形的加熱線圈為最佳的選擇，如圖 2.8 所示[24]。這些線圈可以提供較好的電機效率、功因、高可靠度與高溫度效率。另外，值得一提的部份，即圖 2.8 所示之線圈結構亦可應用於坩鍋感應熔爐的線圈上。加熱線圈的尺寸與材質選擇皆會受操作條件之限制，如頻率、功率與電流等；而其他的因素則包含製程的型式（熔解、加熱..等）、工件的外形與物理特性，以及所要求的溫度條件與生產量等。

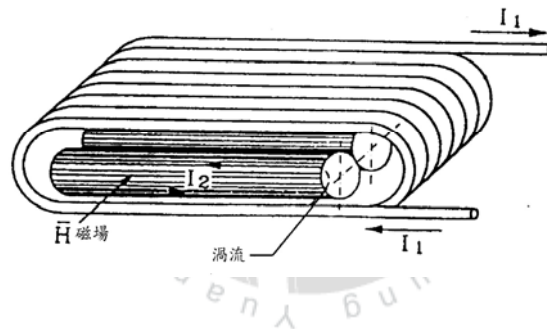


圖2.7 圓柱導體在長扁圓形感應線圈中的橫向磁通加熱

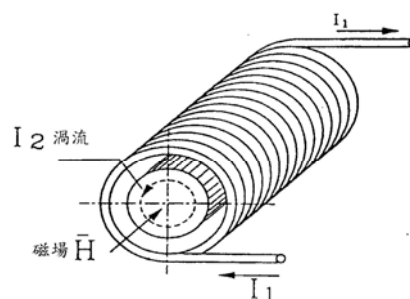
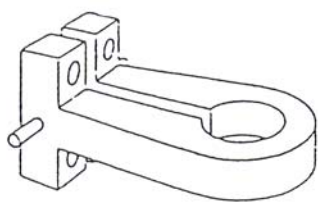


圖 2.8 圓柱導體在螺旋形感應線圈中的縱向磁通加熱

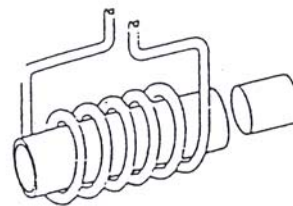
目前工業上的加熱線圈為因應加工物件之不同功率、頻率與加熱型態(Heating Patterns)的需求及加工件本身材質、形狀、體積、大小等差異，常見的加熱線圈如圖 2.9 所示[24]。主要可區分為單匝型(Single Turn)及多匝型(Multi Turns)，一般單匝型線圈適用於加熱面積較小者；而較大面積之加熱需求，則以多匝型加熱線圈可提供較高的功率及較短的加熱時間。總之，加熱線圈之選擇除了經驗以外，尚須實驗量測，才能獲得最佳的效益。其個別特色及用途整理如表 2.4[24]。

表 2.4 常見的加熱線圈特色與用途

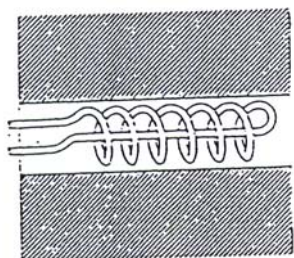
種類	型態	材料	特色與用途
A	單匝型	金屬與絕緣材料	適用於柱狀體負載之硬化或局部加熱需求。
B	多匝螺管型	銅	匝數依據負載加熱長度彈性伸縮，加熱圓周亦可因應負載體積調整。
C	內部螺旋型	銅	酌量加入鐵心材料可加強加熱程度，一般適用於較複雜的負載。
D	單匝平面型	薄銅片	適用於較窄範圍之負載加熱。
E	單匝髮夾型	銅	適用於不同部位之加熱需求。
F	多匝扁平型	銅	適用於平面加熱需求。
G	多層次型	銅	適用於低電流、高電壓之加熱需求。
H	鐵心電感型	鎳鐵	適用於銩角型薄片負載之淬火。



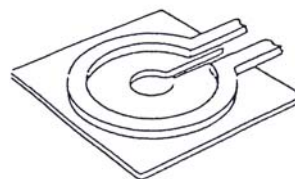
a: 單匝加熱線圈



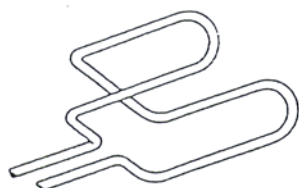
b: 螺管繞組加熱線圈



c: 內部螺旋繞組線圈



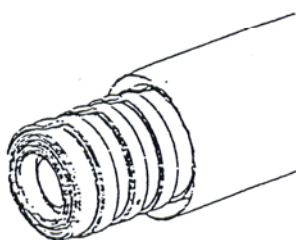
d: 平面型加熱線圈



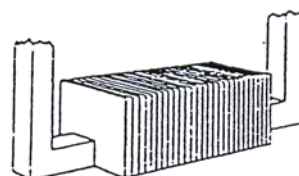
e: 髮夾式感應線圈



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

2.5 電磁效應

與線圈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

於高頻時，加工物件中所產生的渦流並非均勻、等量的在加工物件各剖面層上流動，因此產生的焦耳損失亦有所不同，各部位局部加熱程度亦大小不同。而加工物件表面集中的渦流，隨之進入加工物件內部，呈指數函數減少，其電流滲透密度為[11,12]：

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

其中，

J_x ：由金屬表層往中心 x (m) 處之電流密度 (A/m^2)

J_0 ：金屬的表層 ($x=0$) 電流密度 (A/m^2)

δ ：集膚深度 (m)

x ：渦流由表面向中央分佈的距離 (m)

功率的分佈可以導自方程式 (2-2) 與 (2-11)：

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

其中，

P_{vo} ：金屬的表層 ($x=0$) 功率密度 (W/m^3)。

由表面至 $x = \delta$ 處之電流與功率佔總電流及總功率的比率：

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

其中，

I_o ：物體每單位長度的有效渦流（ A/m ）。

再由式（2-12）與（2-13）推導可得：

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

由式(2-13)與(2-14)得知感應加熱的功率損失與渦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 δ 內的加工物件表面，而產生約為 87%的功率消耗，如圖 2.10。如果我們假定所有的渦流皆均勻分佈於工件表層，則正確的功率值可以藉由焦耳定律而求出：

$$P_o = I_o^2 \cdot \rho / 2\delta \quad (2-15)$$

$$I_o = \int_0^{\infty} J_x \cdot dx = J_o \int_0^{\infty} e^{-x/\delta} \cdot dx = J_o \delta \quad (2-16)$$

其中，

P_o ：物體表層每單位面積所得的有效功率(W/m^2)

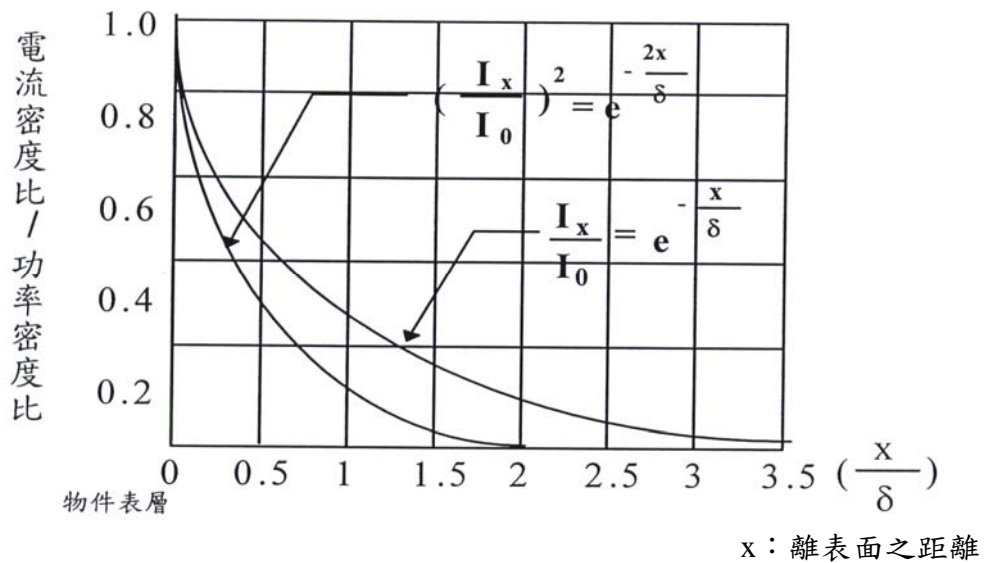


圖 2.10 加熱物件受集膚效應而導致的感應電流及功率之分佈

對於無限長度的加工物件而言，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、扁平的物體或不均勻的物體）而言，滲透深度 δ 是相當重要的，因此我們可以透過它與工件尺寸去預測加熱效率，例如：當圓柱體或薄板的厚度不小於兩倍滲透深度時，可以有較好的電磁功率吸收，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近似於電感線圈，如圖 2.11 與圖 2.12 所示[22]，當頻率越高，加工物件與加熱線圈之間間隙越小則鄰近效應就越明顯，同時，其產生的渦流使兩者接近面之磁通加強，電流浸透淺，加熱程度提高；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流分佈狀況，而鄰近效應卻會改變渦流的大小，因此實務上，如屬局部加熱，則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。

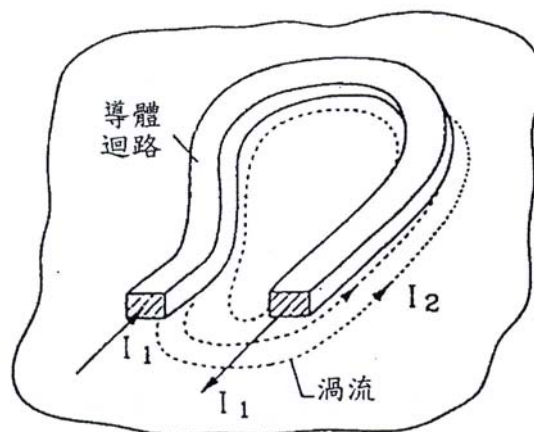


圖2.11 在扁平加熱物上的鄰近效應

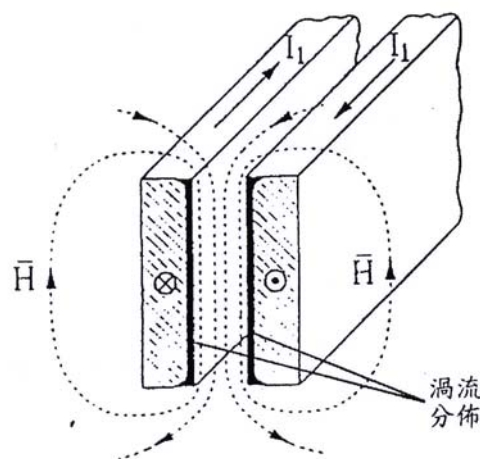


圖 2.12 在平行匯流板上的鄰近效應

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

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

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

其中，

σ ：材料的電導係數

$d\vec{s}$ ：渦流分佈區段

此外， $\vec{J}_{skin} \cdot \vec{J}_{prox}$ 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

當加熱線圈導體為彎曲時，例如：螺旋形的加熱線圈，其磁場強度於線圈內部會增加，因此渦流會集中在線圈內側表面，因此加工物件若置入螺旋形線圈內時，則不需磁通集中器（此磁通集中器是由銅片所組成，如圖 2.13 所示）；而放置加工物件內部的螺旋形線圈則需要[22]。

(4) 磁場集中效應

此種效應說明了磁通集中器對於平面線圈與內螺旋形線圈的影響效果，因為線圈效應對此類的線圈不起作用，導致加工物件的表面引起磁場強度衰退，使磁性物件中的磁場朝向開放之槽面排出，如圖 2.13 所示[23]。在加入磁通集中器後，槽內渦流分佈會越集中，致使加工物件會有越強的加熱效果。

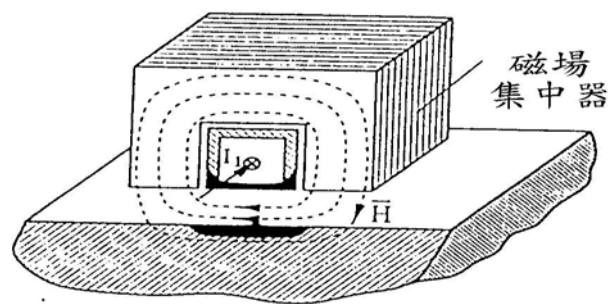


圖 2.13 磁場集中效應

(5) 邊界效應

邊界效應所顯示的是磁場在加工物件和加熱線圈末端的行為，加工物件和線圈末端效應的組合致使功率沿著加工物件的縱長作分佈，同時亦影響溫度的分佈，對一個置放於縱向磁場中的圓柱形導體如圖 2.14 所示[23]。

如果加工物件是非磁性的材料，則末端效應會導致加工物件末端的功率密度增加；相反地，對於磁性加工物件而言，功率密度在末端的增減則是依據導體的半徑、材料特性、頻率和磁場強度而定。磁場強度靠近線圈末端減少，導致相對功率減少，此種加工物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。

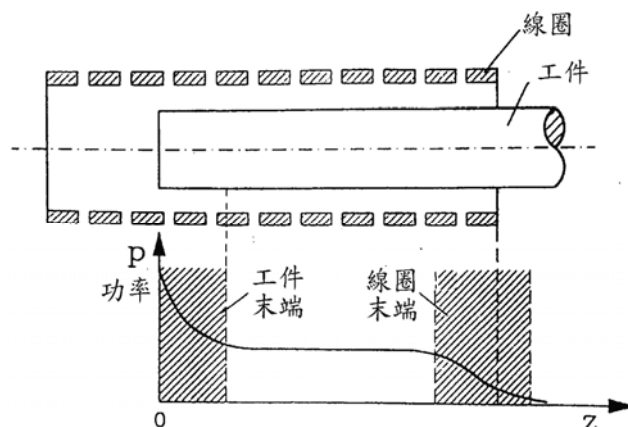


圖 2.14 加工物件與線圈末端效應所導致的功率分佈

2.6 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電磁感應作用而言，由於加工物件經磁化、去磁、再磁化之分子往復運動，因此造成磁滯損失(Hysteresis Loss)使得加工件產生熱而達到溫度上升的現象，如圖 2.15 所示，通常磁滯損主要是由鐵磁性材料所產生的。

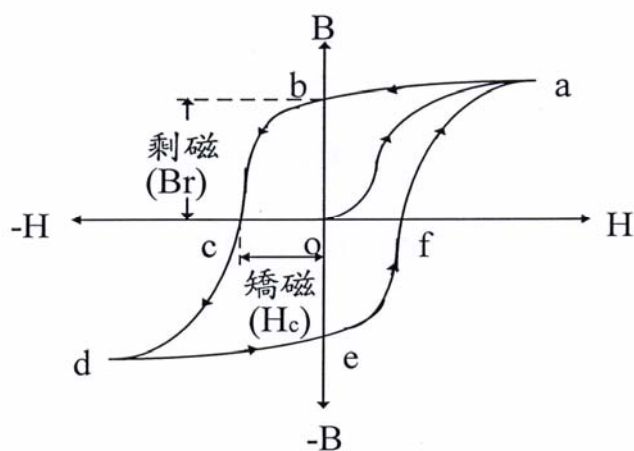


圖 2.15 磁滯曲線

如果 a-b-c-d-e-f 所包圍的磁滯環面積越大，表示矯磁力 H_c 和剩磁 B_r 之值較大，則磁滯損相對地提高，對於磁滯損的計算，依據德國物理學家史坦麥(Steinmetz)提出的經驗公式[28]：

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

其中，

P_h ：加工物件的磁滯損(W)

K_h ：磁滯係數

f ：頻率(Hz)

B_m ：最大磁通密度(T)

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之電流於加熱線圈上，物件因電磁感應作用而產生感應電勢，此電動勢將在加工物件上產生渦流 I_c ，並於加工物件各剖面層呈現非均勻、非等量的流動，造成 $I_c^2 \cdot R$ 的損失，此項渦流損與上述的磁滯損一樣，於加熱物件上最終皆以熱的形態表現出來，因此渦流損又稱焦耳損(Joule's Loss)，這亦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，當加熱之工作頻率越高時，則整體的鐵損中，渦流損(正比於 f^2)所佔比重越大，其工作斜率幾乎與鐵損的斜率一致，而渦流損失，可用下列的近似公式表示[14]：

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

其中，

K_e ：渦流損比例常數

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)

t ：加熱物件厚度(m)

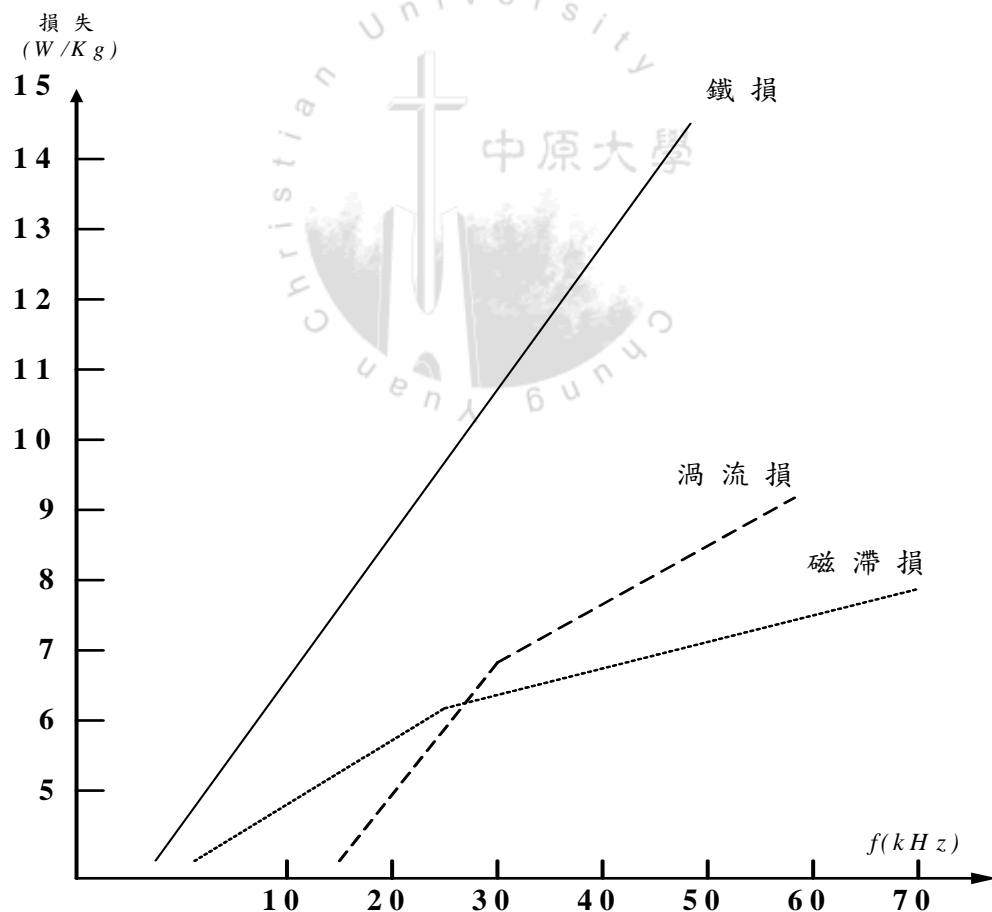


圖 2.16 鐵損與加熱頻率之關係

2.7 加熱負載之等效模型

在電氣結構上，加熱負載可視為一電感器，對線性介質而言，電感值之大小與架構迴路中導體之幾何形狀及實體排列有關。若以單匝，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 $H = NI / \ell$ (AT/m)，所以磁通密度 $B = \mu_0 H = \mu_0 NI / \ell$ (wb/m^2)；又因加熱線圈之磁通截面積 A 為 πr^2 (m^2)，因此加熱線圈之電感值：

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

其中，

N ：加熱線圈匝數

$$\mathfrak{R}_m = \frac{\ell}{\mu_0 A} \quad \text{為磁阻}$$

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以及面積有關。

實際感應加熱系統之負載，其包含加熱線圈與加工物件，猶如一耦合變壓器；加熱線圈視為一次側，加工物件視為二次側，其等效電路如圖 2.17 所示[15]。

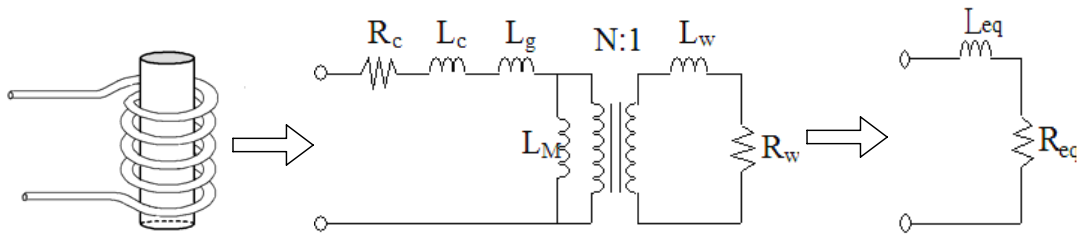


圖 2.17 加熱負載之參數模型

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_M ：磁化電感

L_w ：加工物件等效電感

N ：加熱線圈匝數

由等效電路可用下式來表示負載：

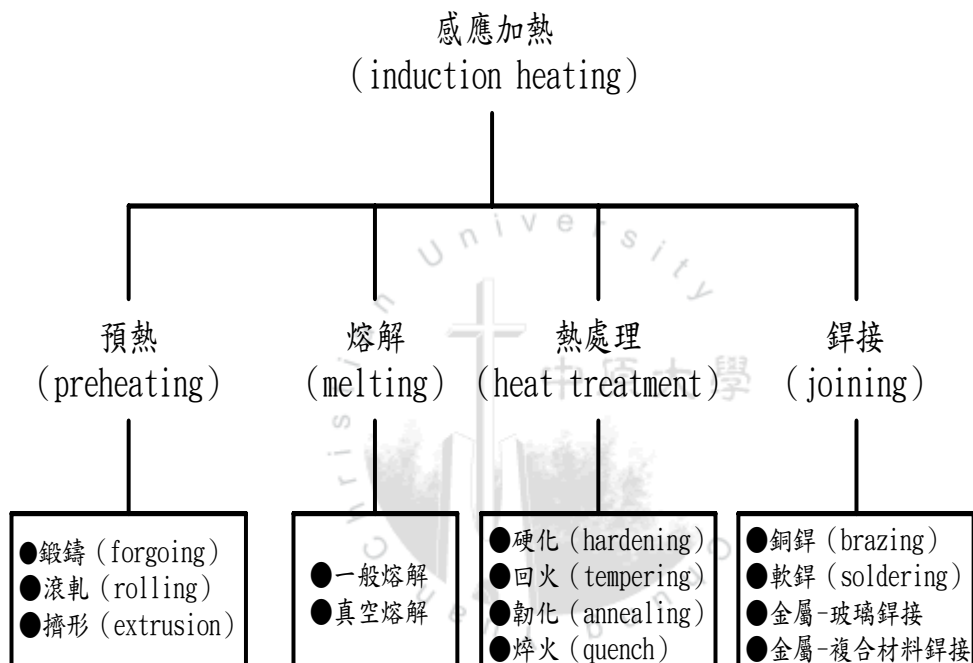
$$Z_{eq} = R_{eq} + j\omega \cdot L_{eq} \quad (2-23)$$

其中， $R_{eq} = R_c + N^2 R_w$ ，且 $L_{eq} \approx L_c + N^2 L_w + L_g$

事實上，感應加熱系統的等效電路模型中，由於各參數受很多因素的影響，例如電磁感應、集膚效應、介質特性...等，因此上述之負載模型只能視為一理論基礎架構。

2.8 感應加熱之優點與應用

感應加熱應用於加工物件之加熱型態，依據不同頻率之電源所感應的渦流，在加工物件上產生不同深淺程度的加熱形式，概略可分為預熱、熔解、表面處理、銲接等應用，圖2.18所示為不同的感應加熱程度與形式之應用[10,12,26]。



因應不同加熱處理需求，早期一般採用油、煤、酒精等燃料直接對加工物件加熱，如此不但造成環境污染，加熱效果亦較差。而在1920年代中期後，中頻感應加熱系統的問世與啟用，經由不斷改良逐漸取代直接加熱型態，成為熱處理工業的主流，其優點如下[23]：

- (1)精確溫度控制：利用感應渦流於加工物件內部或表面流動，相較於外部直接加熱，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，因此可快速地完成加熱需求。
- (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，因此在任何環境條件下皆可執行加熱工作。
- (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廢氣污染及落塵公害，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，因此部份能量將散逸於空氣中。感應加熱因功率損失較小、所以工作效率可提高。
- (7)適當功率控制：直接加熱為開迴路系統，無適當之功率控制，而感應加熱為閉迴路系統，藉由頻率回授控制可執行功率控制。
- (8)經濟效益增加：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與電源裝置之體積大小，進而減少廠房面積與操作人員需求，因此，可減少成本支出，提高經濟效益。

第三章 全橋相移式轉換器工作原理與分析

3.1 換流器之結構

感應加熱器中，換流器的主要功能是將直流電源轉變成高頻之交流電源供應至負載，以便進行高頻感應加熱。換流器的電路結構大致可分為電壓饋入式（Voltage-Fed）與電流饋入式（Current-Fed）兩類，如圖 3.1 所示[11,25]。電壓饋入式換流器結構即為換流器輸入端並聯一濾波穩壓電容，使其提供一穩定直流電壓源於換流器；電流饋入式換流器結構則是於濾波穩壓電容後串聯一輸入電感，使其產生一近似直流電流源供應至換流器。此外，值得一提的部份則是傳統電流饋入式換流器架構，由於開關控制模式因素，因此需於反流器上串聯四顆快速恢復二極體，以阻隔開關上的反向電壓確保開關不因此受損毀壞；而本研究架構，因相移調整的應用，故不需串聯四顆二極體來阻隔反向電壓。另外，圖 3.1 所示為全橋換流器之架構，與半橋結構之不同處在於全橋式供應負載之電流為半橋式的兩倍，而輸出功率則為半橋式的四倍，由此可知全橋架構非常適合於高功率下的操作。

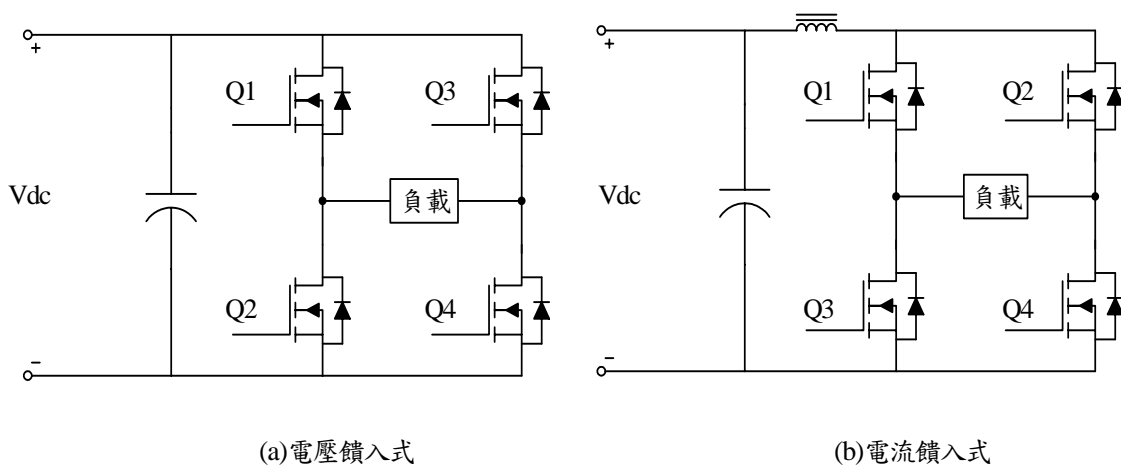


圖 3.1 全橋換流器結構

全橋功率開關 Q1、Q2、Q3、Q4 各以 50% 之工作週期(Duty Cycle)，於相位差 180° 下成對操作。其中值得特別說明的部分，即電壓饋入式換流器中 Q1，Q2 或 Q3，Q4 上下兩臂功率元件不可同時導通，否則將形成電壓源短路，產生極大的短路電流；電流饋入式換流器中 Q1，Q2 或 Q3，Q4 左右兩臂功率元件不可同時截止，否則將形成電流源開路，產生極大的開路電壓，上述的兩種情況皆會毀損功率元件。基於上述之說明，將兩類型的換流器特性與差異整理如表 3.1 所示[6-8]。

表 3.1 電壓饋入式/電流饋入式換流器之特性與差異

型式 項目	電壓饋入式換流器	電流饋入式換流器
輸出電壓	方波	方波
輸出電流	弦波	方波
反向並接二極體	需	不需
串聯快速恢復二極體	不需	不需
線圈基頻電壓	反流器產生之電壓 乘上品質因數	反流器產生之電壓
流過線圈基頻電流	反流器產生之電流	反流器產生之電流 乘上品質因數
構造	簡單、尺寸小	較複雜、體積大
價格	便宜	略高
短路承受能力	差	佳
Turn-off time 容忍度	較差	較佳

3.2 柔性切換技術

由於電路之雜散元件、功率變壓器之漏感與雜散電容以及功率開關之寄生電容因素存在，因此，當功率開關以硬切方式截止時，開關元件輸出端電壓 V_{DS} 會快速地上升，產生一電壓突波(Voltage Spike)，其值將超越正常的直流輸入電壓 V_{in} ，此電壓突波會增加開關元件之電壓應力；當開關導通時，開關元件上的電流 I_{DS} 受本體寄生電容(C_{oss})之影響，因此於導通瞬間，開關上的電流 I_{DS} 會產生比正常輸入電流 I_{in} 更大的電流突波(Current Spike)，此電流突波會增加開關之電流應力。所以在硬式切換(Hard-Switching)的控制模式下，開關無論是導通或截止轉態時，皆會產生突波造成功率開關的毀損，致使系統無法運作，此外，硬切的方式亦會使開關的電流與電壓於導通或截止時發生重疊現象，進而造成功率損失與效率下降等問題，如圖 3.2 所示，情況嚴重時將造成開關元件發燙毀損。

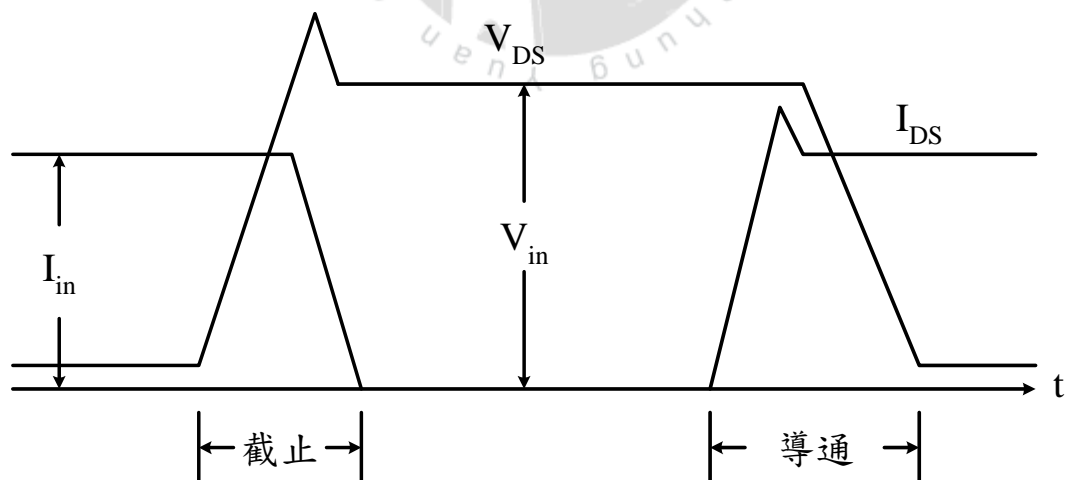


圖 3.2 開關硬式切換之狀態

傳統轉換器之設計一般採用硬式切換脈波寬度調變(PWM)的控制策略，但由於轉換器上開關元件的切換損失會伴隨切換頻率的提高而增加，因此當切換頻率增加時，切換損失亦會增加並且使元件產生積熱效應，致使轉換器效率降低，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。但對於本研究之感應加熱應用而言，將切換頻率提高不但可以縮短加熱時間，提高系統整體效率，亦可縮小電路元件的體積，因此，綜合上述之說明，採用柔性切換技術(Soft-Switching)可有效克服硬式切換所帶來的問題。藉由柔性切技術於轉換器上之應用可達到下列目的[2,3]：

- (1)減少電磁干擾現象。
- (2)減少切換損失、提高系統效率。
- (3)減少寄生元件效應。

開關之柔性切換狀態，如圖 3.3 所示。所謂零電壓切換(Zero Voltage Switching, ZVS)即開關於導通前，開關輸出端電壓必須維持零電位，如此於導通時，導通電流才不會與輸出端電壓形成交越而產生導通損失(Turn on Losses)；零電流切換(Zero Current Switching, ZCS)即開關上的導通電流須於開關截止前維持零電流，如此才不會使開關的截止電流與跨壓形成交越而產生截止損失(Turn off Losses)。

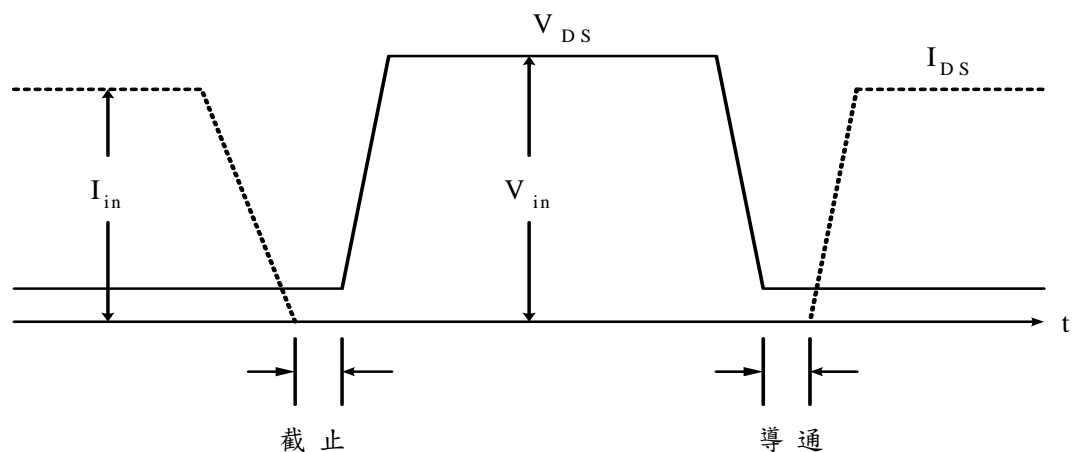


圖 3.3 開關柔性切換之狀態

本研究電路架構為全橋相移式柔性切換之轉換器，屬諧振式功率轉換器，藉由相移調整與重疊時間之控制方式，致使變壓器初級側之漏電感與雜散電容形成諧振電路，讓全橋開關達成零電壓與零電流的切換模式，如此不但可降低開關的切換損失，亦不需額外加裝諧振元件與緩振電路來減少開關的應力，因此，綜合以上的優點得知，柔性切換技術可使全橋轉換器適用於高頻高功率的場合。

3.3 電流饋入式轉換器之優點

傳統全橋電壓饋入式轉換器，其不容許上下兩臂開關同時導通，否則將產生極大的短路電流，進而毀損功率元件，因此開關之責任週期(Duty Cycle)必須小於 50%，亦即開關元件需犧牲一小段功率時區來進行轉態，一般稱此時區為死區(Dead Time)。相較於電流饋入式轉換器而言，開關責任週期可大於 50%，允許上下兩臂開關同時導通，且不需犧牲任何功率時段來進行轉態，其優點如下所列[16,25]：

- (1) 電源輸入側有輸入電感(DC Choke)，其具備儲能與升壓(Boost)之作用。
- (2) 責任週期可大於 50%，容許上下兩臂開關同時導通。
- (3) 輸入電感的漣波(Ripple)頻率為交換頻率的兩倍，因此可縮小輸入電感的體積。
- (4) 加熱系統可於無載或是短路情況下操作。

3.4 主電路架構

圖 3.4 所示為電流饋入式(Current-Fed)全橋相移式柔切轉換器之拓樸(Topology)，由四組功率開關元件 $Q1\sim Q4$ 形成全橋架構， L_{in} 為輸入電感，其主要目的為提供一近似直流電流源於反流器，此外亦具備儲能與升壓之功效， L_r 為功率變壓器之漏電感， C_r 為功率變壓器次級側反射至初級側之總雜散電容，上述兩者為諧振電路之諧振因子，致使轉換器進行柔性切換。 $D_1\sim D_4$ 為金氧半場效應電晶體(MOSFET)之本體二極體(Body Diode)， C_p 為一外加諧振電容，與電感性加熱負載形成等效並聯諧振電路(Parallel Resonant Circuit)，當負載達到諧振時，系統會將發生最大功率轉移，以達感應加熱。為了完整敘述電路中每一個切換模式的動作，因此係將轉換器電路工作狀態於一工作週期內分為 10 個動作模式來加以說明之[11,25]。

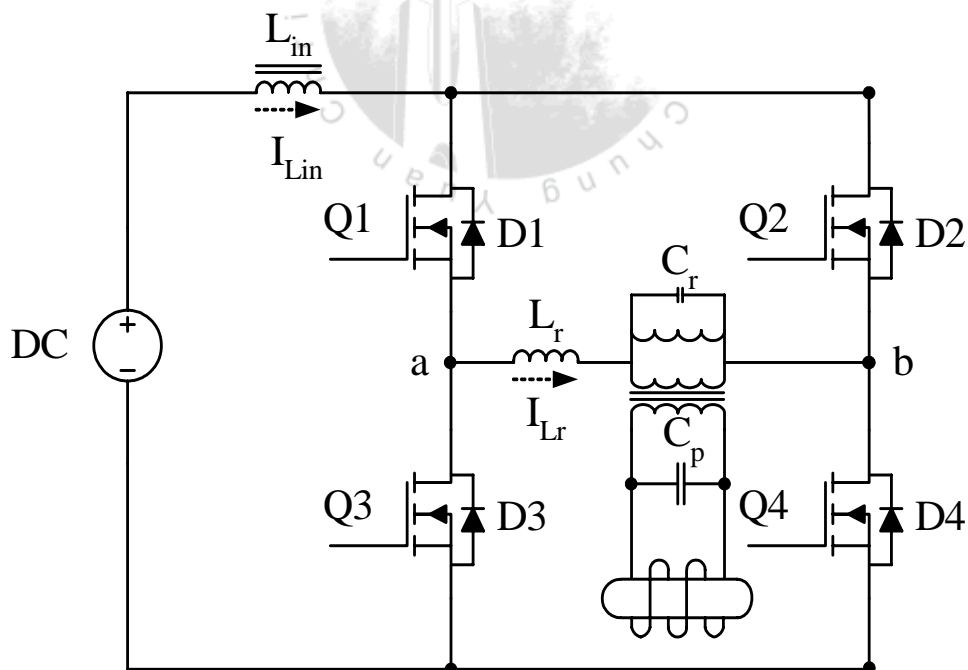


圖 3.4 全橋相移式柔切轉換器拓樸

3.5 電路動作分析與說明

為了使電路工作於柔性切換狀態下，因此每個開關元件之導通時序必須準確與穩定地接受控制，其導通時序說明如表3.2所示，各開關之控制時序如圖3.5所示[17,25]。

表3.2 開關動作模式

模式	Q1	Q2	Q3	Q4	模式說明
模式 I	O		O	O	Q4/Q3 重疊導通區間
模式 II	O		O		Lin 儲能區間
模式 III	O	O	O		Q1/Q2 諧振轉移區間
模式 IV		O	O		Cr 放電區間
模式 V		O	O		Lin 釋能區間
模式 VI		O	O	O	Q3/Q4 重疊導通區間
模式 VII		O		O	Lin 儲能區間
模式 VIII	O	O		O	Q2/Q1 諧振轉移區間
模式 IX	O			O	Cr 放電區間
模式 X	O			O	Lin 釋能區間

分析電路動作前之假設條件：

1. 假設輸入電感 L_{in} 夠大，輸入電流近似直流，因此輸入電流可假設為一穩定電流源 I_{in} 。
2. 系統操作於連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)。
3. 所有元件視為理想。
4. L_r 為變壓器之初級側漏電感， C_r 為初級側之總雜散電容。

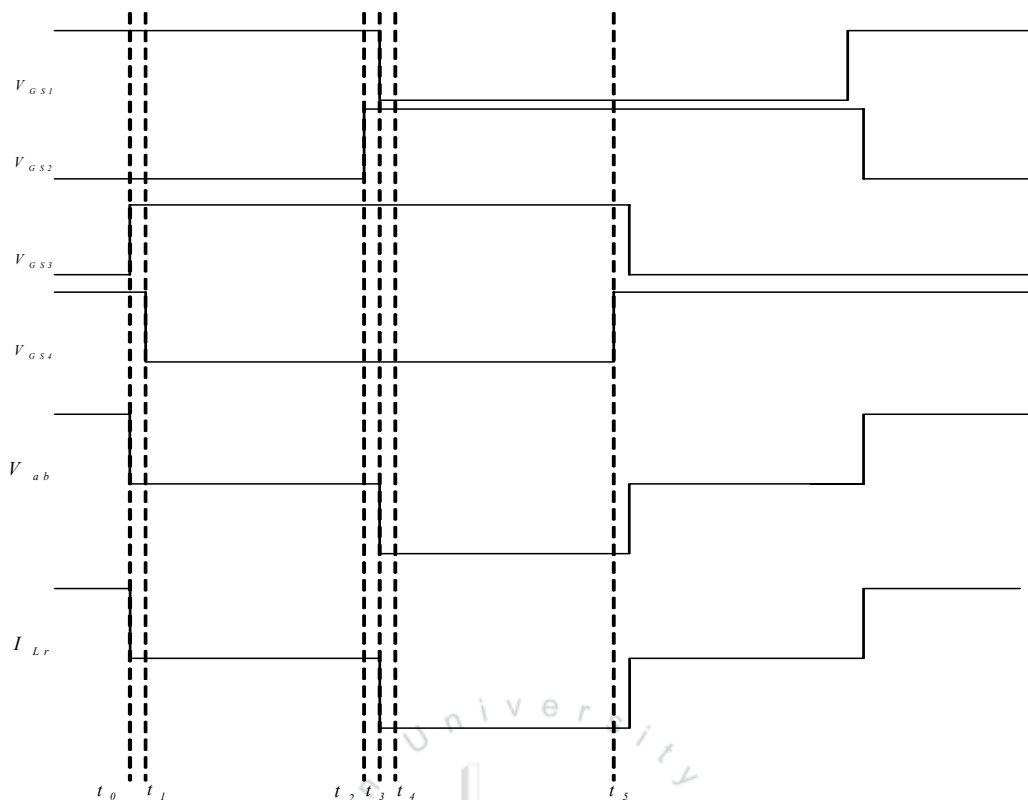


圖 3.5 開關控制時序

電路動作分析，假設轉換器在模式 I 之前的狀態($t < 0$)，如圖 3.6 所示。

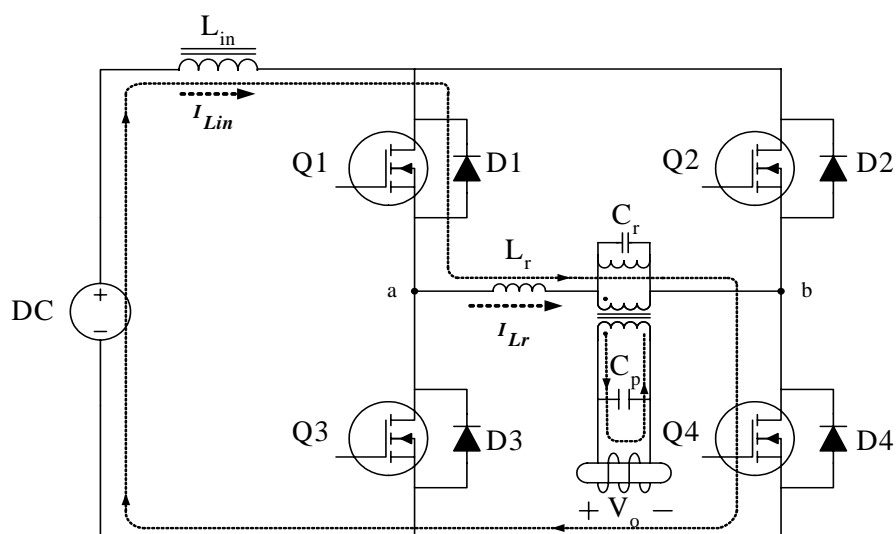


圖 3.6 模式 I 前的狀態($t < 0$)

此區間狀態為開關 Q1、Q4 導通，Q2、Q3 截止。輸入電感 L_{in} 進行釋能與升壓，直流電源端的能量與輸入電感的能量一併經由功率變壓器傳遞至負載，並且同時對諧振電容 C_p 充電。當電感性加熱負載與諧振電容達到諧振頻率時，將獲得系統之最大功率轉移。 L_r 電流最終值 $I_{L_r}(t_0)$ 為 I_{in} ， C_r 電壓最終值 $V_{C_r}(t_0)$ 為 $N \cdot V_o$ 。

3.5.1 模式 I：Q4 / Q3 重疊區間 ($t_0 \leq t \leq t_1$)

模式 I ($t_0 \leq t \leq t_1$)，開關 Q3 導通，如圖 3.7 所示；此區間形成開關 Q1、Q3、Q4 同時導通狀態，Q3、Q4 進入重疊導通，原本流過 Q1 之電流 I_{in} 開始分流，Q4 電流 i_{DS4} 以非共振方式將電流轉移至 Q3 上，此時流過變壓器初級側之電流 i_{L_r} 開始遞減，但變壓器之極性依然沒有改變，因此仍維持原導通狀態，能量繼續由變壓器傳遞至負載。在此區間中，Q3、Q4 之重疊導通時間必需足夠長，如此 Q4 上的電流才會全部轉移至 Q3 上；此區間一直持續至 $t=t_1$ ，當 $i_{L_r}(t_1)$ 電流到達零時，即 Q4 上的電流等於零，此時 Q4 即可進行零電流(ZCS)截止。當 $i_{L_r}(t_1)=0$ 時，變壓器初級側電壓為零，次級側沒有感應電壓，此時能量停止傳遞至輸出。

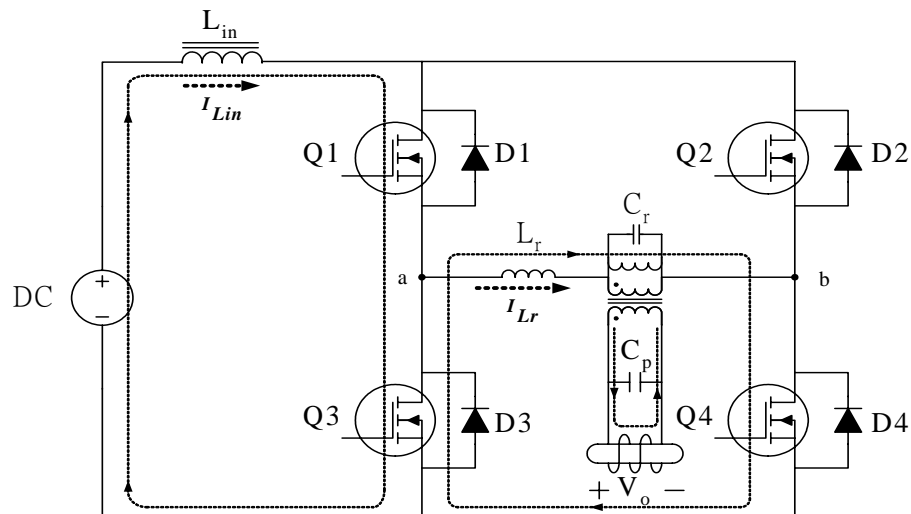


圖 3.7 模式 I：Q4 / Q3 重疊區間 ($t_0 \leq t \leq t_1$)

理論上，由於 Q3 開關元件，本體含有輸出電容 C_{oss} ，所以當 Q3 導通前，其汲-源極(Drain-Source)兩端電壓會被充電至 $N \cdot V_o$ ，因此當 Q3、Q4 重疊導通瞬間，依據電容電壓之特性， C_{oss} 兩端電壓不會瞬間變化，於是當 Q3 導通瞬間， L_r 、 C_r 會產生共振，Q3 的電流會產生一具有震鈴(Ring)之電流尖波。

假設變壓器初級起始電流為 i_{Lr} ，匝數比 N 定義如下：

$$i_{Lr}(t_0) = I_{in} \quad , \quad N = \frac{N_p}{N_s} \quad (3-1)$$

則在 $(t_0 \leq t \leq t_1)$ 區間中之電流 i_{Lr} ，共振電容 C_r 電壓之方程式如下：

$$i_{Lr}(t) = i_{DS1} = \frac{1}{L_r} \int_{t_0}^{t_1} v_{Cr}(t) \cdot dt + i_{Lr}(t_0) \quad (3-2)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{DS1} = -\frac{1}{L_r} (N \cdot V_o) \cdot (t - t_0) + i_{Lr}(t_0) \quad (3-3)$$

當 $t=t_1$ 時， $i_{Lr}(t_1)=0$ ，代入式(3-3)，可以導出下列週期：

$$0 = -\frac{N \cdot V_o}{L_r} \cdot (t_1 - t_0) + I_{in} \quad (3-4)$$

$$(t_1 - t_0) = \frac{I_{in}}{\frac{N \cdot V_o}{L_r}} \quad (3-5)$$

$$v_{Cr}(t_1) = N \cdot V_o \quad (3-6)$$

3.5.2 模式 II：輸入電感 L_{in} 儲能區間 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

進入模式 II 後 Q4 以 ZCS 截止，Q1、Q3 仍維持導通狀態，此時電源端電壓 V_{in} 對輸入電感 L_{in} 進行充電與儲能，此時 $i_{Lr}(t_1)=0$ 。由於變壓器初級側沒有電流，因此漏電感沒有能量儲存，所以在此區間沒有能量從電源端傳遞至負載。在此週期區間，負載能量則完全由諧振電容 C_p 供應，如圖 3.8 所示。

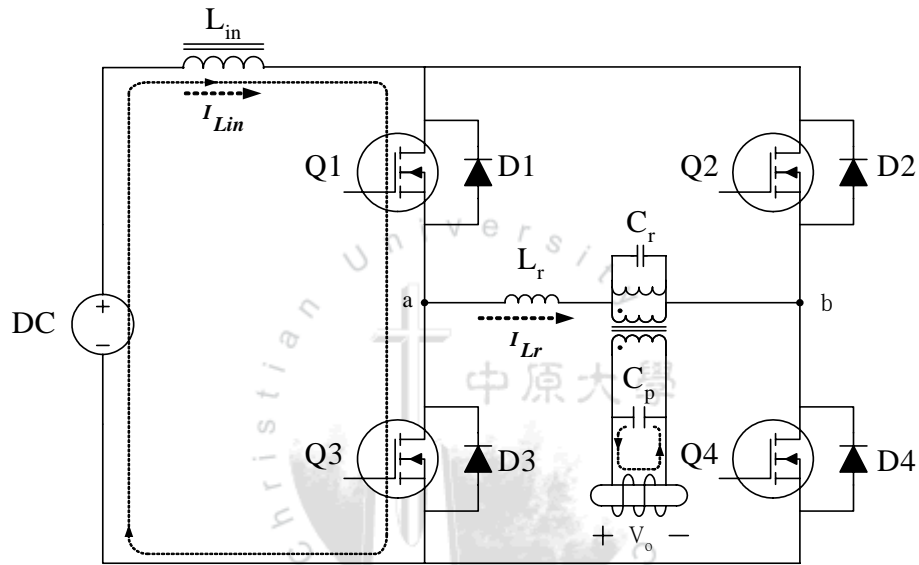


圖 3.8 模式 II：輸入電感 L_{in} 儲能區間 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

模式 II 區間，在正常工作下，可以被設定或控制。一般於固定輸入電壓下，輸出電壓 V_o 不變，且變壓器之匝數比已固定，因此 Q1 和 Q3 同時導通之時間，即全橋左上、左下臂開關同時導通之時間亦須相同，如此才能確保電路動作穩定，此週期會持續到 Q2 導通時才結束。

$$i_{Lr}(t_2) = 0 \quad (3-7)$$

$$V_{Cr}(t_2) = N \cdot V_o \quad (3-8)$$

3.5.3 模式 III： Q1/ Q2 諧振轉移區間 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

當 $t=t_2$ 時，Q2 導通，此時 Q1、Q2、Q3 同時導通， L_r 、 C_r 形成諧振電路，因 $i_{L_r}(t_2)=0$ ，所以 C_r 兩端的電壓，是由變壓器次級反射回來的電壓 $N \cdot V_o$ ，因此 Q1 上的電流是以諧振方式轉移至 Q2 上，如圖 3.9 所示。

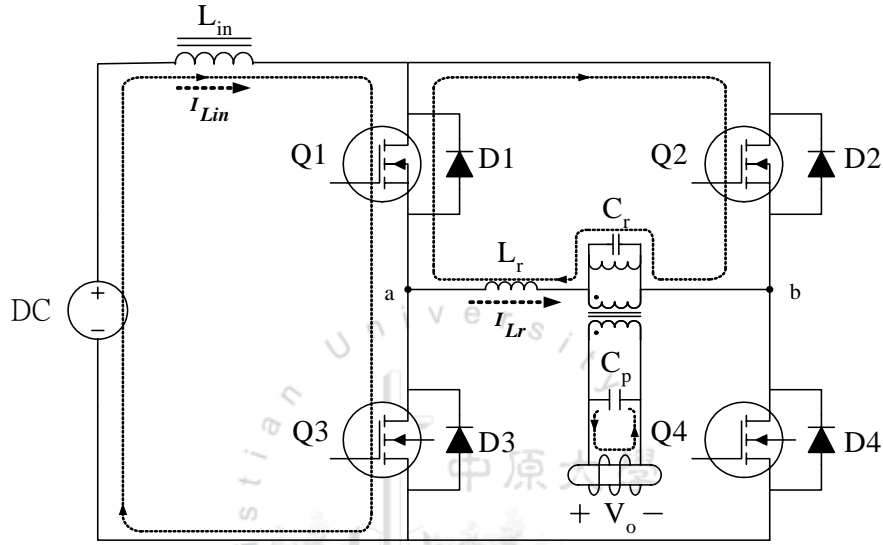


圖 3.9 模式 III：Q1/Q2 諧振轉移區間 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

同樣地，Q1、Q2 在此模式中的重疊導通時間亦需足夠長，特別是須讓 L_r 電感電流能共振至 I_{in} ，即 $i_{L_r}(t_3) = I_{in}$ ，才能使 Q1 電流下降至零。由於換相時，Q1、Q3 仍維持重疊導通狀態，因此 Q2 兩端為零電壓，因此 Q2 可進行 ZVS 導通。此模式會一直持續到 $t=t_3$ ，Q1 截止時。

$$i_{L_r}(t) = \frac{N \cdot V_o}{Z_o} \cdot \sin(\omega_o \cdot (t - t_2)) \quad (3-9)$$

$$v_{C_r}(t) = N \cdot V_o \cdot \cos(\omega_o \cdot (t - t_2)) \quad (3-10)$$

諧振頻率 ω_o 與特性阻抗 Z_o 之定義如下

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_r \cdot C_r}} \quad (3-11)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3-12)$$

計算式(3-11)， $t=t_3$ 時， $i_{L_r}(t_3) = I_{in}$ 代入，可以得到下列相關式

$$\omega_o \cdot (t_3 - t_2) = \sin^{-1}\left(\frac{I_{in} \cdot Z_o}{N \cdot V_o}\right) \quad (3-13)$$

3.5.4 模式IV： C_r 放電區間 ($t_3 \leq t \leq t_4$)

此模式中，總雜散電容 C_r 會線性放電至 $-N \cdot V_o$ ，直到電容反向充電呈現右為正，左為負，亦即變壓器打點端變負為止，如圖 3.10 所示，此時電源端能量再一次經由變壓器傳遞至負載。

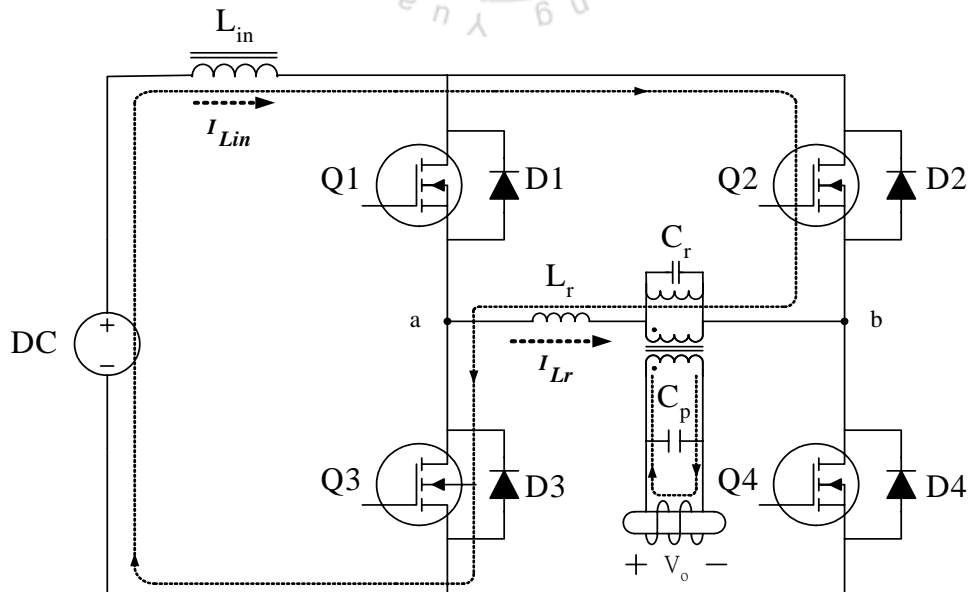


圖 3.10 模式IV： C_r 放電區間 ($t_3 \leq t \leq t_4$)

模式IV($t_3 \leq t \leq t_4$)， $i_{Lr}(t)$ 電流與 $v_{Cr}(t)$ 電壓表示式如下。

$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (3-14)$$

$$v_{Cr}(t) = -\frac{I_{in}}{C_r} \cdot (t - t_3) + N \cdot V_0 \cdot \cos(\gamma) \quad (3-15)$$

當 $t=t_4$ ，模式IV才結束，此時 Cr 兩端電壓會被箝制在 $-N \cdot V_0$ 。
亦即，

$$v_{Cr}(t_4) = -N \cdot V_0 \quad (3-16)$$

將式(3-16)代入式(3-15)中，

$$v_{Cr}(t_4) = -N \cdot V_0 = -\frac{I_{in}}{C_r} \cdot (t_4 - t_3) + N \cdot V_0 \cdot \cos(\gamma) \quad (3-17)$$

由式(3-17)解 (t_4-t_3) 之時間週期，

$$(t_4 - t_3) = \frac{N \cdot V_0 \cdot C_r \cdot (1 + \cos(\gamma))}{I_{in}} \quad (3-18)$$

3.5.5 模式 V：輸入電感 L_{in} 釋能區間 ($t_4 \leq t \leq t_5$)

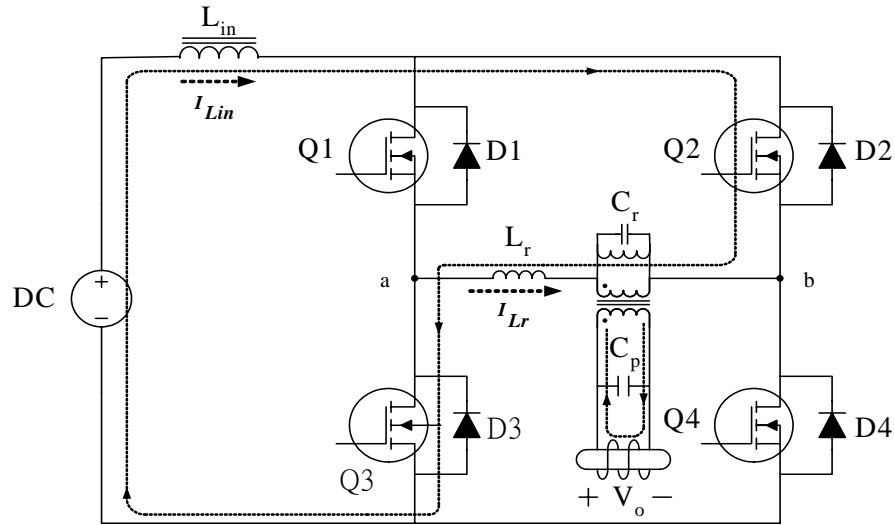


圖 3.11 模式 V：輸入電感 L_{in} 釋能區間 ($t_4 \leq t \leq t_5$)

如圖 3.11 所示，在此模式中，能量以升壓方式將輸入電感儲存的能量與電源端之能量經變壓器傳遞到負載， i_{Lr} 和 v_{Cr} 方程式如下，

$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (3-19)$$

$$v_{Cr}(t) = -N \cdot V_o \quad (3-20)$$

3.5.6 模式 VI 至模式 X 之狀態

模式 VI 至模式 X 之狀態與模式 I 至模式 V 之狀態是對稱的，只是導通狀態之順序變成由 Q2、Q3、Q4 開始，電路動作原理同模式 I 至模式 V 相同，如此電路可完成一週期之完整切換動作。

第四章 感應加熱系統電路設計

4.1 系統電路架構

感應加熱器之系統方塊圖與電路架構圖分別如圖 4.1 與圖 4.2 所示[24,25]。其中全橋換流器、功率變壓器與加熱負載屬於功率級之電力部分，而驅動電路與控制電路則屬於控制級之弱電部分。

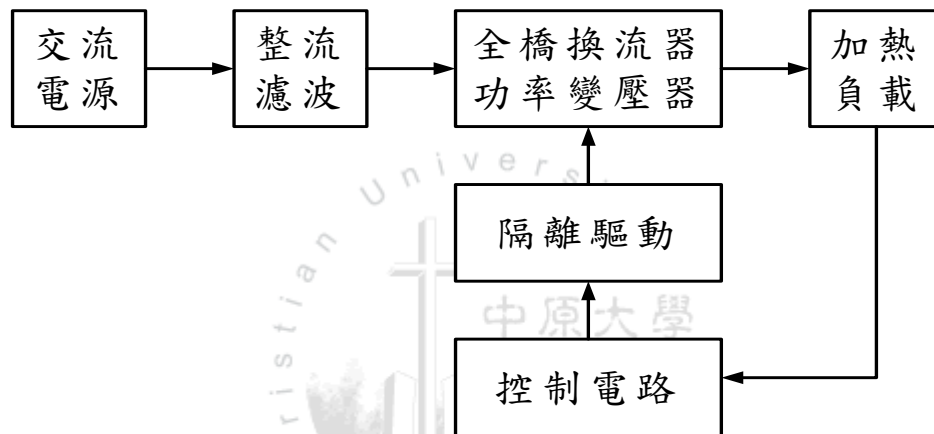


圖 4.1 高頻感應加熱系統方塊圖

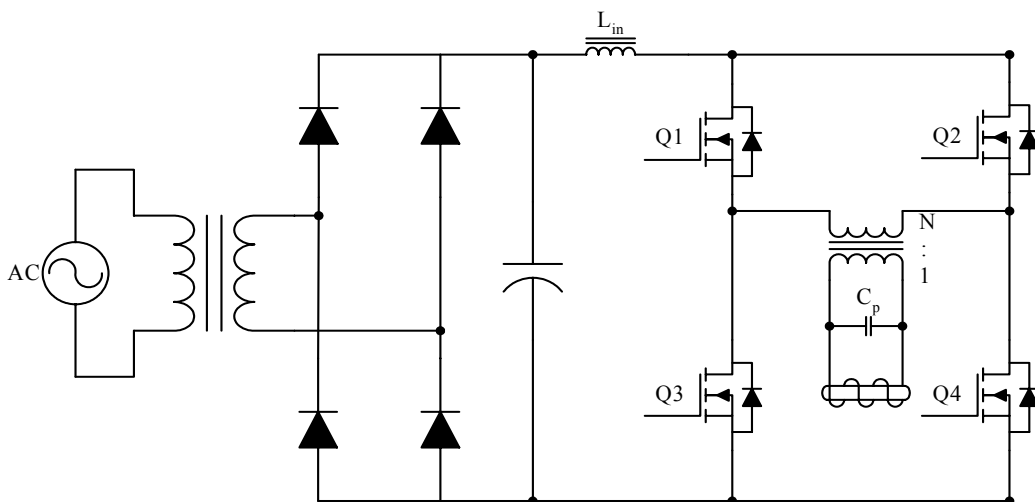


圖 4.2 感應加熱系統之電路架構

高頻感應加熱器各單元之功能簡述如下：

- (1) 交流電源：單相 220V 市電，經自耦變壓器提供 0~260V 之電源範圍。
- (2) 整流濾波：將交流電源轉換為穩定的直流電壓源。
- (3) 輸入電感：供應一近似穩定的直流電流源與升壓之功用。
- (4) 換流器：DC/AC，提供一可調變頻率之交流電源。
- (5) 隔離驅動：進行開關之高頻隔離驅動之工作。
- (6) 控制電路：相移驅動信號。
- (7) 功率變壓器：諧振與功率轉移之用途。
- (8) 諧振電容：與加熱負載形成 RLC 等效並聯諧振電路。
- (9) 加熱負載：即加熱線圈與加工物件之組合。

4.2 整流器與濾波器之選取

4.2.1 整流器的選取

輸入電壓為交流 0~220V，輸出功率為 $P_o=3kW$ ，切換頻率 $f_s=160kHz$ ，工作責任週期 D ，因此供應之直流電壓如下

$$V_{DC} = \sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \frac{1}{(1-D)} = 310V \quad (4-1)$$

依據輸出功率 P_o ，且考慮換流器的效率約為 0.9，因此整流器輸出功率如下

$$P_d = \frac{P_o}{\eta} = \frac{3}{0.9} = 3.3kW \quad (4-2)$$

因此，整流器的輸出電流為

$$I_d = \frac{P_d}{V_{DC,max}} = \frac{3.3kW}{310V} = 10.6A \quad (4-3)$$

所以，依據上述計算並考量電流與電壓安全係數為 1.5~2.0 及整流器產品規格，故選用 SanRex 公司生產的 DD100GB80 整流器模組。

4.2.2 濾波電容器的選取[23]

濾波電容主要的功能為濾波與穩壓作用。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，一般約為 6~8 倍即可。即

$$R_d C_d = \frac{6 \sim 8}{120} (s) = (50 \sim 67) \times 10^3 \mu s \quad (4-4)$$

因此

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

$$C_d = 1710 \sim 2300 \mu F$$

依據電解質電容產品規格與系統之需求，因此選用電容值較大之電容較為合適，故採用一個規格為耐壓 400V，電容質為 $5600\mu F$ 之高壓鋁質電容器來濾波穩壓，此外須於濾波電容器上需要並聯一個 $100k\Omega - 10W$ 水泥電阻，做為開關切離時濾波電容之電荷釋能路徑。

4.3 輸入電感之設計

電流饋入式反流器架構中，於濾波穩壓電容器後串聯一輸入電感，其主要功能是對電源輸入端之流動電流有保持定值的作用，使其產生一穩定直流電流；其次的功能則為儲能與升壓[25,27]。如圖 4.3 所示，本研究採用由 Magnetic 公司所生產 55439A2 +4 型之環形鐵心 (Core)，依據 Data Sheet 之記載，其材質為導磁係數 $\mu = 60$ 之低導磁性鐵心，若以 #16 號線材環繞鐵心 25 匝，便可獲得耐流 11A，電感值近似 $88\mu H$ 之輸入電感，使得電源近似一電流源輸出之型式。但於實際應用的做法上，為確保其功能之強健性，一般則取設計值的 1.5 倍，亦即增加鐵心上的匝數，使其獲得耐流為 11A，電感量為 $132\mu H$ 之輸入電感，以供應系統一穩定直流電流源。

其輸入電感設計公式，依據 Data Sheet 之記載如下式

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot t_{Boost}}{\Delta i_{L_{in}}} = \frac{155 \times 1.5625 \mu s}{11 \times 0.25} = 88 \mu H \quad (4-5)$$

其中，

V_{in} ：直流輸入電壓(V)

t_{Boost} ：輸入電感進行儲能的時間(s)

$\Delta i_{L_{in}}$ ：電感電流之漣波量(A)

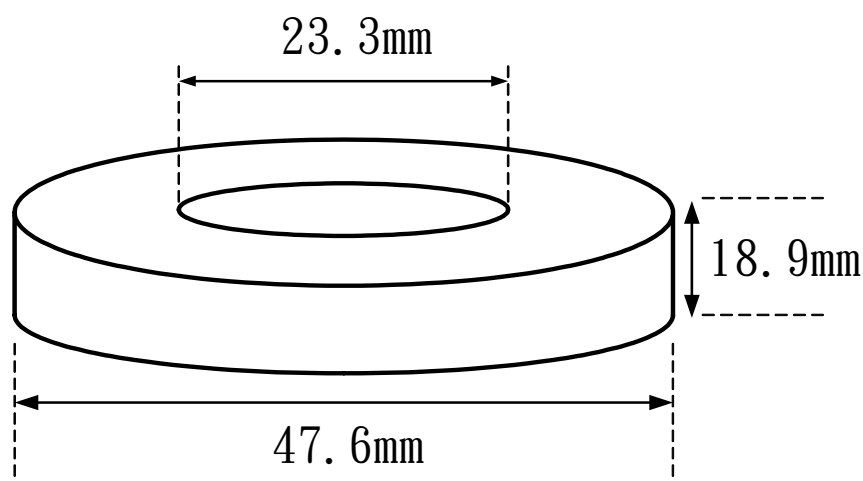


圖 4.3 輸入電感之鐵心規格

4.4 功率開關之選取

於換流器之電路架構中，開關規格的選取是相當重要的，其規格之選定則依系統的需求而訂定。由於感應加熱系統中，高頻率與高功率為最主要之兩項訴求，因此於設計上選用具備快速切換能力，以及可承受較高功率之開關元件為主要之考量[11,18]。

本研究之換流器架構則採用 Power MOSFET 為開關元件，其主要因素即其擁有快速切換的特性與能力，非常適用於高頻率操作之場合。而於實務上亦須考量它的額定耐壓、耐流等各項規格，在全橋架構中，開關的輸出跨壓其最大值為輸入之直流電壓；而開關的耐流則由負載功率來決定。另一方面，開關的導通損失亦會造成電路效率的降低，因此，須考量開關的導通電阻，通常，開關的耐流越大，其導通電阻也越小，所以導通損就會降低[24]。基於上述之考量，本研究採用 IR 公司所生產的 IRFP460A 之 MOSFET 做為開關元件，其相關規格如表 4.1 所示。

表 4.1 IRFP460A 規格

項目	測試條件	額定值
汲極-源極電壓	$T_j=25^{\circ}\text{C}$ to 150°C	500V
汲極電流	$T_c=25^{\circ}\text{C}$, $V_{GS}=10\text{V}$	20A
閘極-源極電壓	Continuous	$\pm 20\text{V}$
汲極-源極導通電阻	$V_{gs}=10\text{V}, I_d=12\text{A}$	0.27Ω
輸出電容	$V_{gs}=0\text{V}$, $V_{ds}=25\text{V}$, $f=1\text{MHz}$	450pF
切換上升時間	$V_{gs}=10\text{V}$, $V_{ds}=250\text{V}$, $I_d=20\text{A}$, $R_g=4.3\Omega$	81ns
切換導通延遲時間		23ns
切換下降時間		65ns
切換截止延遲時間		85ns
閘極-源極電荷量	$V_{gs}=10\text{V}$, $V_{ds}=200\text{V}$, $I_d=20\text{A}$	28nC
閘極-汲極電荷量	$V_{gs}=10\text{V}$, $V_{ds}=200\text{V}$, $I_d=20\text{A}$	62nC

4.5 控制與隔離驅動電路之設計

4.5.1 PWM 相移控制電路

本研究控制電路採用 Unitrode 公司所生產的 UC3875 PWM 相移控制 IC，搭配週邊電路之設計，使其產生四組脈波寬度調變之開關驅動信號[24]，其內部接線如圖 4.4 所示，實際外部電路接線如圖 4.5 所示。系統之工作頻率則由 IC 腳位 Pin16 之電阻與電容搭配決定之，其值可參考圖 4.6 Data Sheet 記載的對照圖設計之。

本控制電路將 UC3875 PWM 相移 IC 的 Pin15 (DELAYSET A/B) 及 Pin7 (DELAYSET C/D) 一併接地，致使脈波寬度調變輸出信號 OutA、OutB 及 OutC、OutD 的責任週期 (Duty Cycle) 皆維持在 50%。

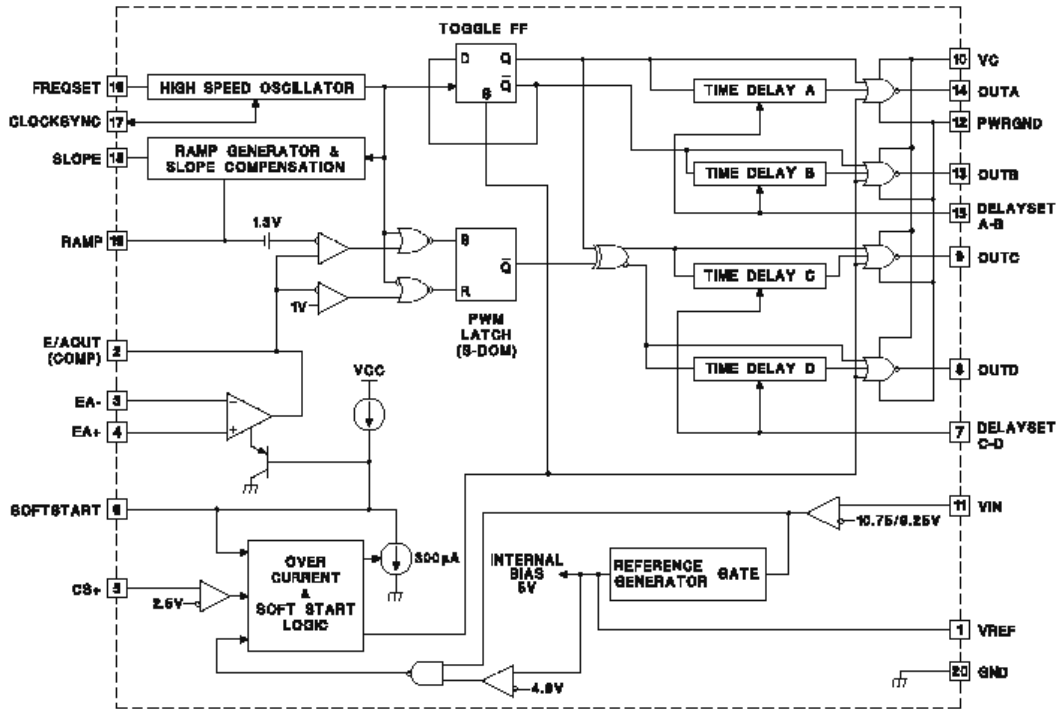


圖 4.4 UC3875 PWM 相移 IC 內部接線圖

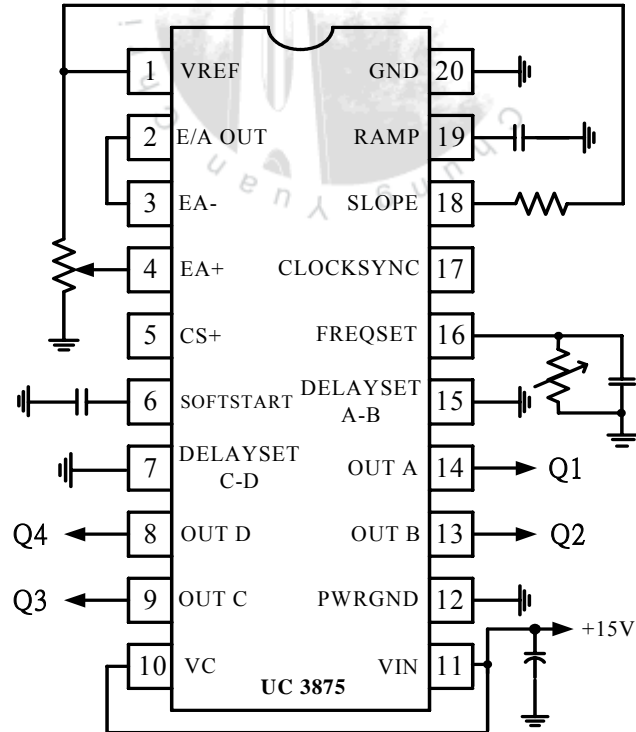


圖 4.5 UC3875 實際外部電路接線圖

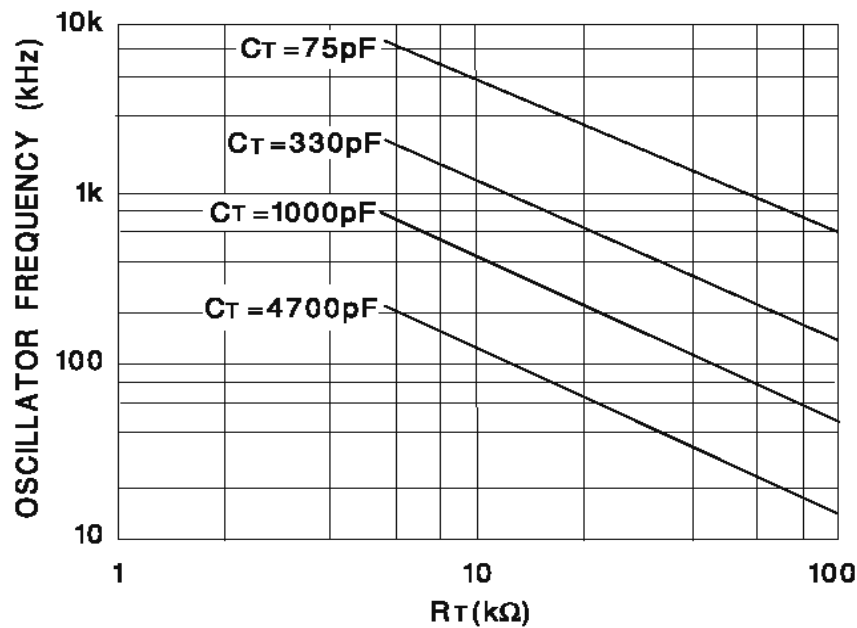


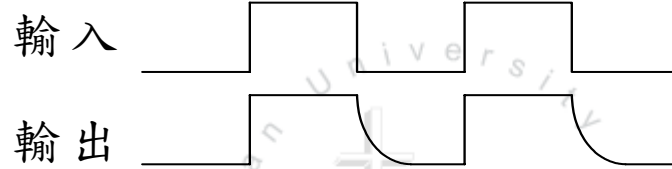
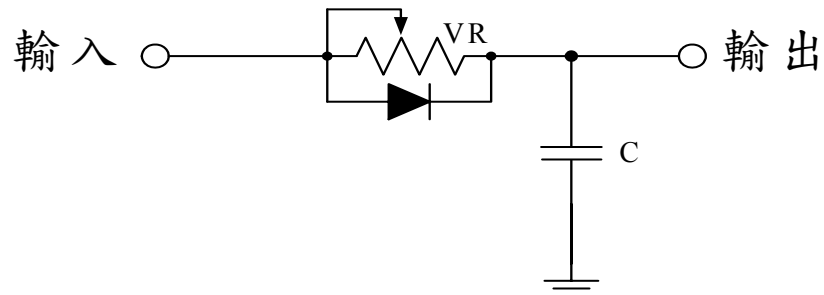
圖 4.6 工作頻率選擇對照圖

4.5.2 重疊時間控制電路

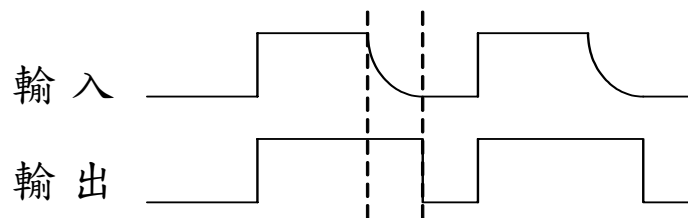
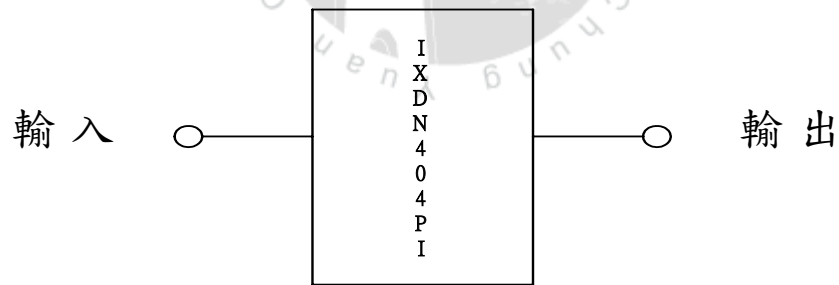
由於本研究採以電流饋入式全橋反流器型式建構，因此 Q1、Q2 與 Q3、Q4 之左右兩臂功率開關不可同時截止，若是左右兩臂功率開關同時截止，將形成電流源開路，因此會產生極大的開路電壓，進而毀損功率元件，為了避免發生同時開路的情況，所以設計具有重疊導通時間之開關驅動信號[25]。

重疊時間(Overlap Time)之設計是利用調整責任週期(Duty Cycle)大小的原理來達成，如圖 4.7 (a) 所示。當 UC3875 PWM 控制 IC 的脈波寬度調變信號(D=50%)輸入 RC 積分電路，其輸出波形之責任週期(Duty Cycle)將與原來的不同(D>50%)。一般 RC 積分電路設計的準則，依據 $T = R \cdot C$ 的原理，將電容值固定，調整電阻值，進而改變輸出波形的斜率，當電阻值越大時，T 就越大，則斜率越小。接著將

RC 積分電路輸出的信號透過 IXYS 公司所生產的 IXDN404PI 之低邊閘極動 (Low Side MOSFET/IGBT Gate Driver) IC 處理，即可以獲得具備重疊時間之驅動信號，如圖 4.7 (b) 所示，而圖 4.8 所示為本研究之實際重疊時間控制電路。



(a) 改變輸出波形斜率



(b) 重疊時間驅動信號

圖 4.7 改變輸出波形斜率及重疊時間示意圖

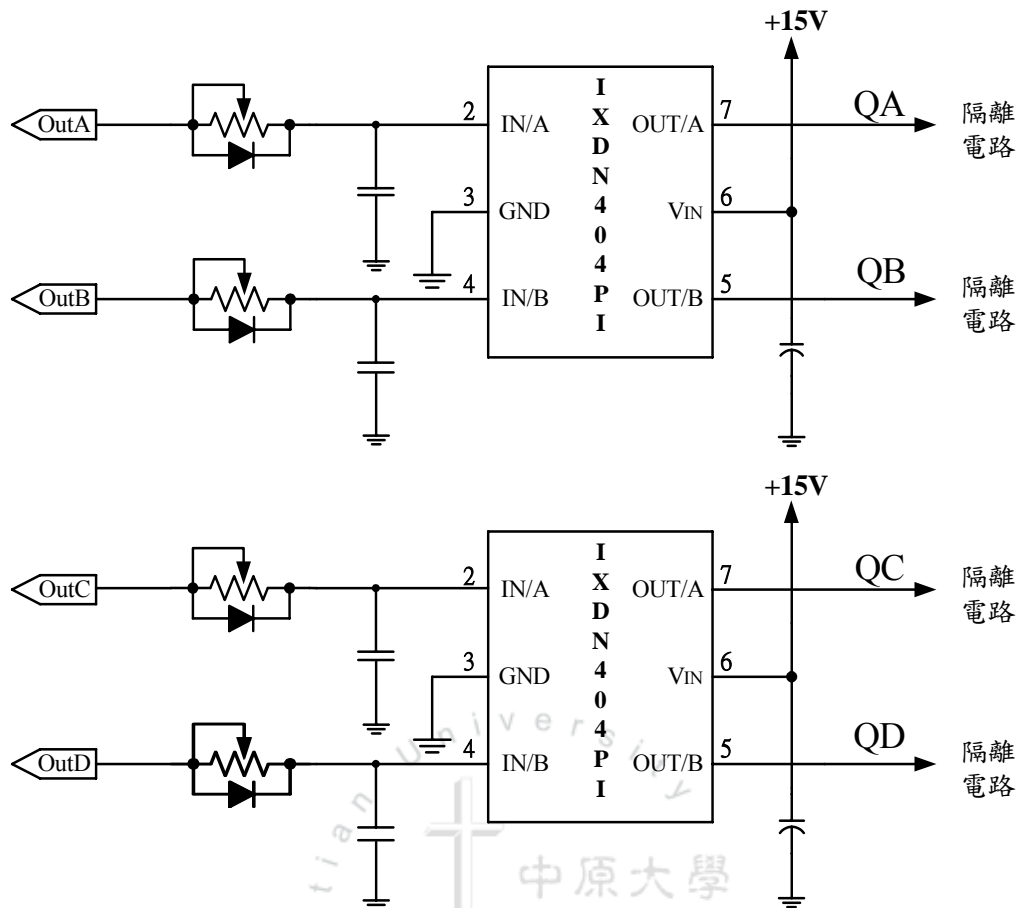


圖 4.8 實際重疊時間控制電路

4.5.3 隔離驅動電路

由於全橋反流器上四組功率開關之參考電位不盡相同，所以供應各組開關之驅動信號必須浮接，因此於控制級與功率級之間須增加隔離電路，以利傳遞不同電壓準位之驅動控制訊號，並且防止功率級波及控制級。

為了使控制訊號不失真地通過電氣隔離電路，一般常使用的隔離驅動電路，大致分為光耦合器隔離與脈波變壓器隔離兩種，其兩者之特性比較如表 4.2 所示。

表 4.2 光耦合器與脈波變壓器隔離之比較

項目	光耦合器	脈波變壓器
工作原理	以光為媒介傳輸訊號，輸入端電流流經 LED 產生光源，而在輸出端為一光電晶體之檢光器，依光的強弱而激發電源	係利用變壓器將脈波能量無損失地從一次側轉移至二次側，是一種磁的隔離。
優點	<ul style="list-style-type: none"> * 傳輸媒介為光，完全電器隔離。 * 具單向傳輸能力、共模拒斥比、無接觸點、壽命長。 * 價格便宜、體積小。 * 可輕易和積體電路配合。 	<ul style="list-style-type: none"> * 直接耦合，可以較高速度切換。 * 次級側，不需要輔助電源，體積減少。 * 不易有誤動作。 * 成本較低。
缺點	<ul style="list-style-type: none"> * 電流傳輸效益低。 * 受光電晶體切換之儲存時間影響，無法快速切換。 * 次級側電路需要光耦合器的輔助電源。 	<ul style="list-style-type: none"> * 匝數設計、線圈繞製所需的技巧較複雜。 * 無法耦合直流成分。

本研究採用 Toshiba 公司所生產的 TLP250 光耦合器，建構隔離驅動電路，避免因共地而產生短路問題，圖 4.9 所示為 TLP250 光耦合器內部構造，圖 4.10 所示為供應光耦合器隔離驅動電路所需之獨立電源，圖 4.11 所示為實際光耦合器隔離驅動電路。

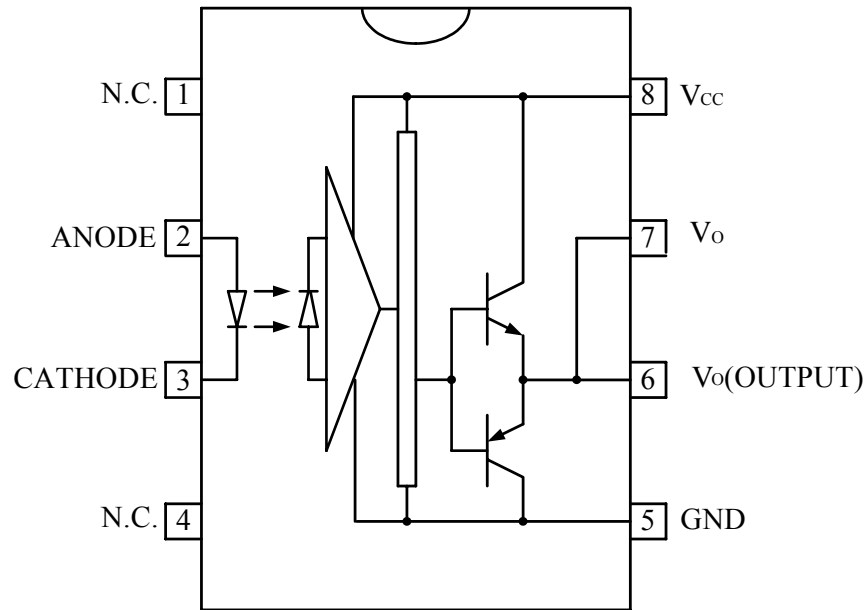


圖 4.9 TLP250 光耦合器內部構造電路

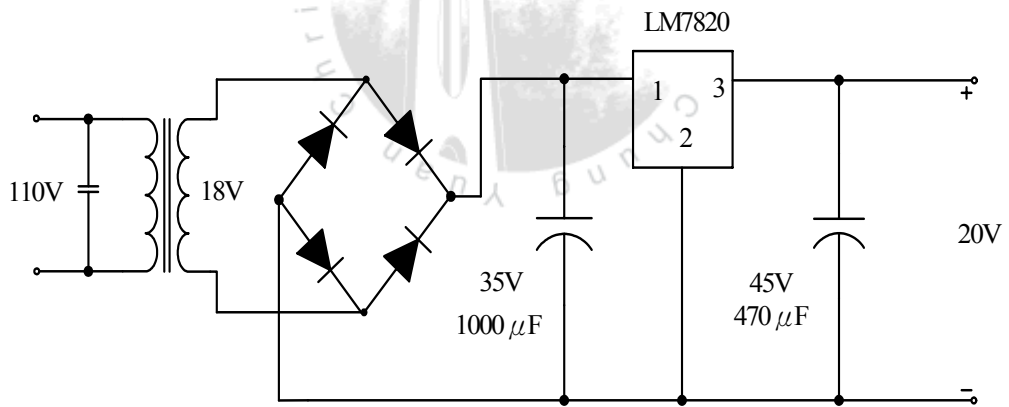


圖 4.10 光耦合器隔離驅動電路所需之獨立電源電路

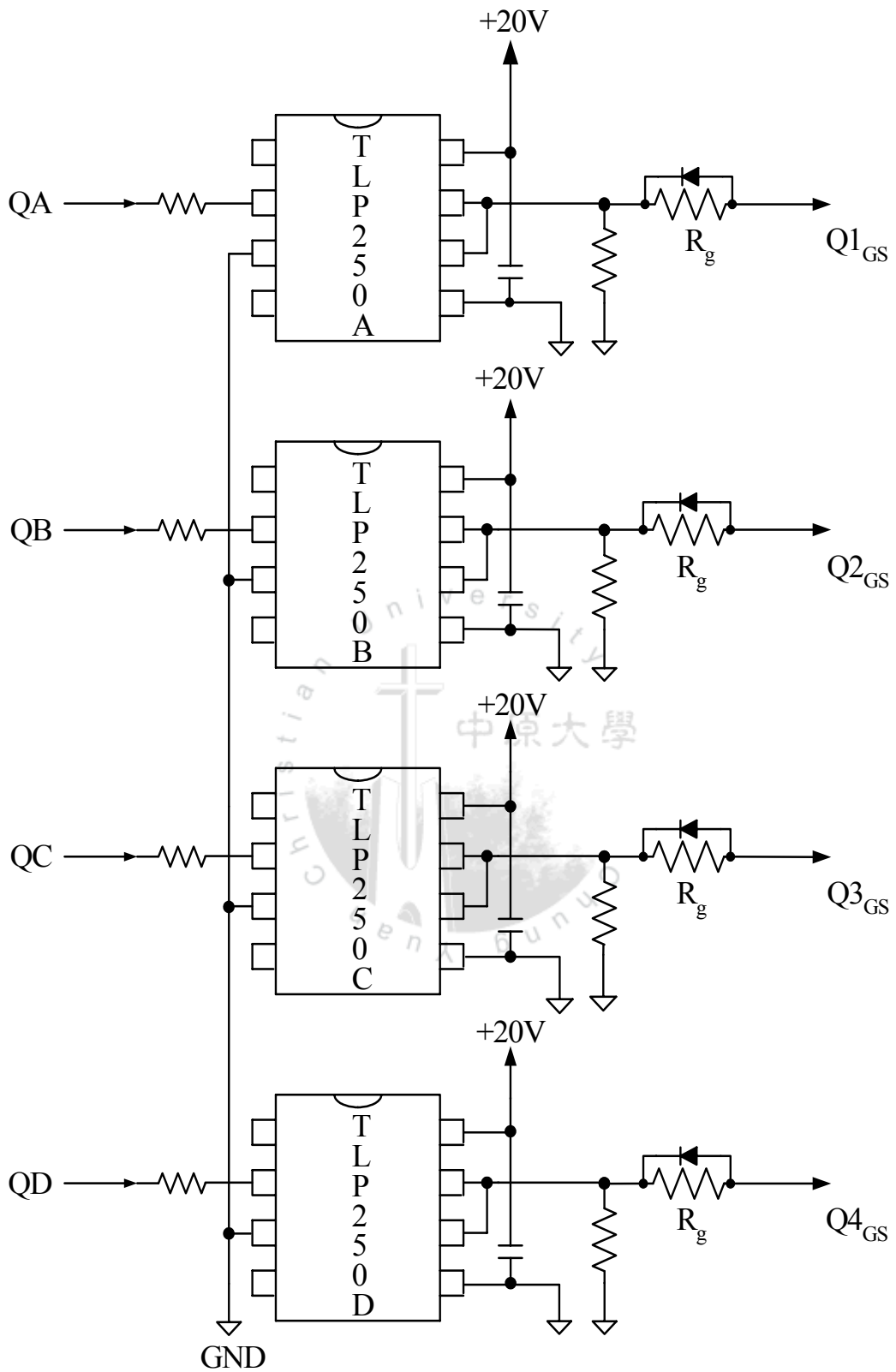


圖 4.11 光耦合器隔離驅動電路

4.6 功率變壓器之設計

系統電路中的高頻功率變壓器，其主要的功能為能量之傳遞，另一方面則作為開關諧振電路之諧振因子。以電源供應的角度來說，我們期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，依據下列步驟來設計所需要的功率變壓器[23,25,27]：

步驟一

決定線圈匝數比為 $N:1$ 、初級電壓 V_p 、初級電流 I_p 、工作週期 D 與工作頻率 f_s 。

步驟二

選擇 Ferrite 材質之鐵心(Core)，依據 Data sheet 查出其最大磁通密度 (B_{\max})，最大繞線因數 ($K_{w\max}$) 與最大電流密度 (J_{\max})。

步驟三

找出最適當之鐵心(Core)大小，將步驟一、二的參數代入下式

$$A_p = W_a \cdot A_c > \frac{2V_p I_p \cdot D}{K_w \cdot J \Delta B f_s} \quad (4-6)$$

從鐵心之 Data sheet 中，查出該鐵心的 A_p 值後，進一步確保鐵心的處理能力，因此鐵心的選擇要大於需求。

步驟四

依據電流密度，選擇適當的一、二次線徑或線號，並且考慮集膚效應對於導線而言之導線集膚深度為

$$\delta = \frac{66.1}{\sqrt{f_s}} \quad (4-7)$$

因此，選擇半徑大於其集膚深度之導線來繞製變壓器為相當重要的一環。

依據上述之設計步驟，本研究於實際製作上選擇 Micrometals 公司所生產的 E450-40 E-E 型式之 Ferrite Core，一次側以 10 條#25 號線絞繞 15 匝，二次側以 40 條#25 號線絞繞 3 匝，設計一匝數比為 5:1 之降壓型功率變壓器。

4.7 加熱線圈之製作

在感應加熱設備中，除了特殊需求以外，加熱線圈的外觀多採用圓桶螺線管之型式，如圖4.12所示，這些加熱線圈都不用鐵心，屬於空心電抗器。空心電抗器的電感量取決於線圈的匝數、線圈的幾何形狀與尺寸，而製成線圈的導線，則依據流經加熱線圈之電流大小來選定。自然冷卻的線圈，其電流密度為 $1.5\sim 2.5\text{ A/mm}^2$ ；強迫風冷則可大到 4.5 A/mm^2 ；如果採用水冷，則為 $10\sim 15\text{ A/mm}^2$ 。在選擇線圈的材質及規格時亦須注意絕緣等級和集膚效應的影響，因此，線圈導體的厚度則取電流透入深度的1.2~1.57倍[26]。於應用上而言，一般皆以銅導線或銅管建構較為常見。

選擇好線圈的導體後，再設計線圈的形狀，為了因應各種不同的加工需求，其形狀種類繁多，而本文則以一般常用空心圓桶形螺線管加熱線圈進行設計與說明：

如圖4.12所示，空心圓桶形螺旋加熱線圈的電感值為

$$L = \frac{D^2 N^2}{50(D + 2H + 1.3aH/D)} (\mu H) \quad (4-8)$$

其中，

D：線圈平均直徑 (cm)

H：線圈高度 (cm)

N：線圈匝數(turn)

a：線圈管壁厚度 (cm)

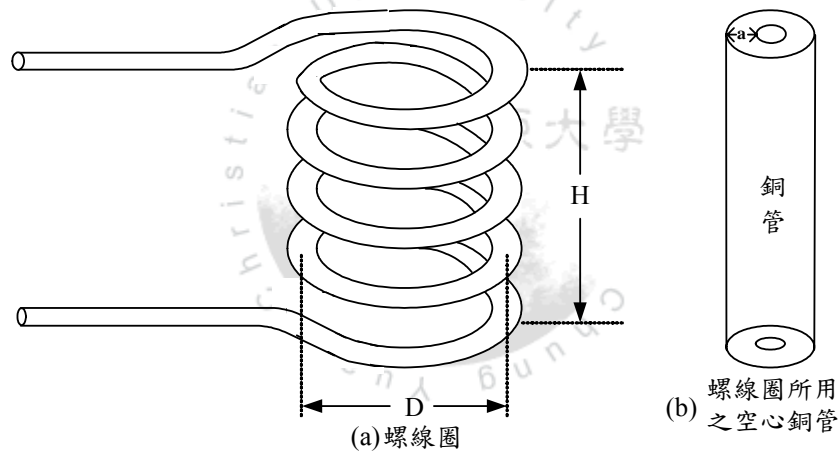


圖 4.12 空心圓桶形螺旋加熱線圈

4.8 諧振電容之設計

從加熱器負載的觀點而言，諧振式電源系統大致可分為電壓源串聯諧振式與電流源並聯諧振式兩種；針對諧振槽內等效電感 (L_{eq}) 與等效電容 (C_{eq}) 連接方式之不同，又可分為串聯負載諧振式與並聯負載諧振式兩種，如圖 4.13 所示，其中 R_{eq} 為負載之等效阻抗[11]。

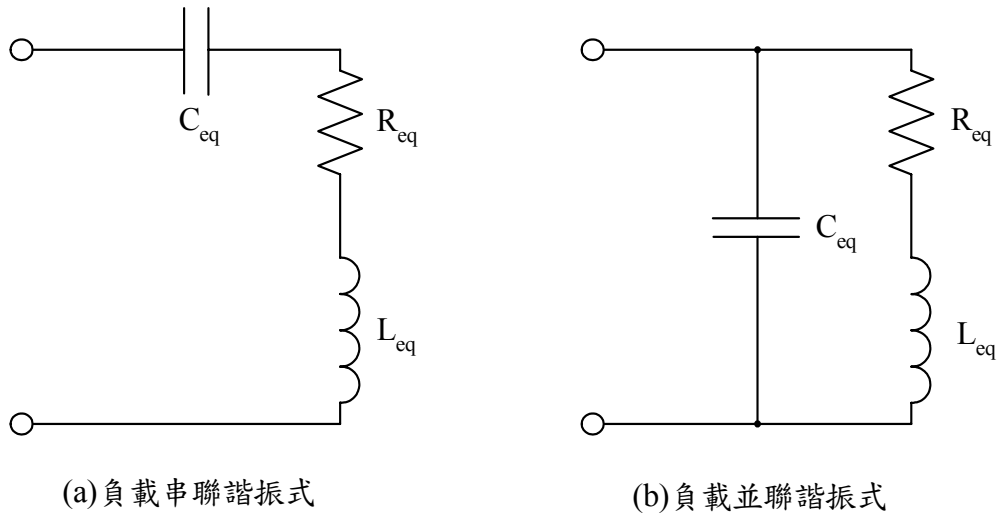


圖 4.13 感應加熱器負載型式

於 RLC 阻抗電路上，當電抗部份（虛部）為零時，稱為諧振（Resonant），此時的頻率為諧振頻率 f_r ，諧振電路兩端將獲得系統之最大功率轉移，所以感應加熱器的諧振頻率 f_r 要盡量保持近似於工作頻率 f_s [19,20]。

諧振電容直接與加熱線圈並聯，形成 RLC 等效並聯諧振電路，當負載電路達到諧振時，此時 $X_L = X_C$ ， $I_L = I_C$ ， $\cos\theta = 1$ ，電路呈電阻性，諧振頻率 f_r 為

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-8)$$

由上式得知，L 與 C 為決定負載諧振頻率之條件。而反流器的切換頻率 f_s 為 160kHz，因此，諧振頻率應接近於切換頻率。加熱線圈的電感值是由匝數的多寡決定，當匝數決定好之後，即可設計所需的諧振電容值，一般設計通式為容抗值等於感抗值，因此，使用 LC 阻抗分析儀可得知線圈電感值，進而決定系統所需的諧振電容值。

此外，選擇諧振電容的材質與規格時，亦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，我們選用高壓塑膠電容，其規格為 $0.1\mu F / 630V$ 的電容器做為諧振電容，由於總諧振電容值需求為 $0.57\mu F$ ，因此以 6 顆並聯方式製成一諧振電容器。

由於本系統為負載並聯諧振之架構，因此將諧振電容與加熱線圈直接並接，形成等效並聯諧振電路，但於實務上，由於諧振電容會映射回功率變壓器一次側，與變壓器一次側之總雜散電容形成並聯等效電路，如此將會改變系統之諧振頻率點，因此，亦須配合實驗的測試來調整諧振電容值的大小，避免負載側影響一次側之開關柔性切換。

4.9 頻率迴授控制電路之製作

本研究所提出的頻率迴授控制電路係採以相鎖迴路（Phase Locked Loop）控制之技術，主要是利用 Motorola 公司所生產的 MC14046B 相鎖迴路控制 IC，藉由內部的相位檢知器（Phase Comparator）來完成，使其追蹤加熱系統的諧振頻率[21,22,24]，圖 4.14 為系統的頻率控制電路圖。

此一相鎖迴路控制 IC 其內部有兩組相位檢知器，本研究係利用一組(Phase Comparator 1)，其輸出為 Pin2，而 Pin3 為輸入的電流信號，當其相位超前 Pin14 之輸入電壓信號時，將產生一低於 $V_{cc} / 2$ 之電壓信號，因此相位超前越多，輸出電壓就越低，則 UC3875 輸出頻率就會提高，使其接近共振頻率；反之，產生一高於 $V_{cc} / 2$ 之電壓信號，相位滯後愈多，輸出電壓就越高，則 UC3875 輸出頻率就會降低，使其接近共振頻率；若相位相等時，則輸出電壓為 $V_{cc} / 2$ ，UC3875 輸出頻率就等於共振頻率。由於頻率控制的電壓信號 V_f 過大，若超過 UC3875 內部的電壓控制振盪器之飽和電壓範圍時，可能會喪失鎖

定的功能，因此需經轉換，藉由 R_v 調整限制其範圍，如圖 4.15 所示。

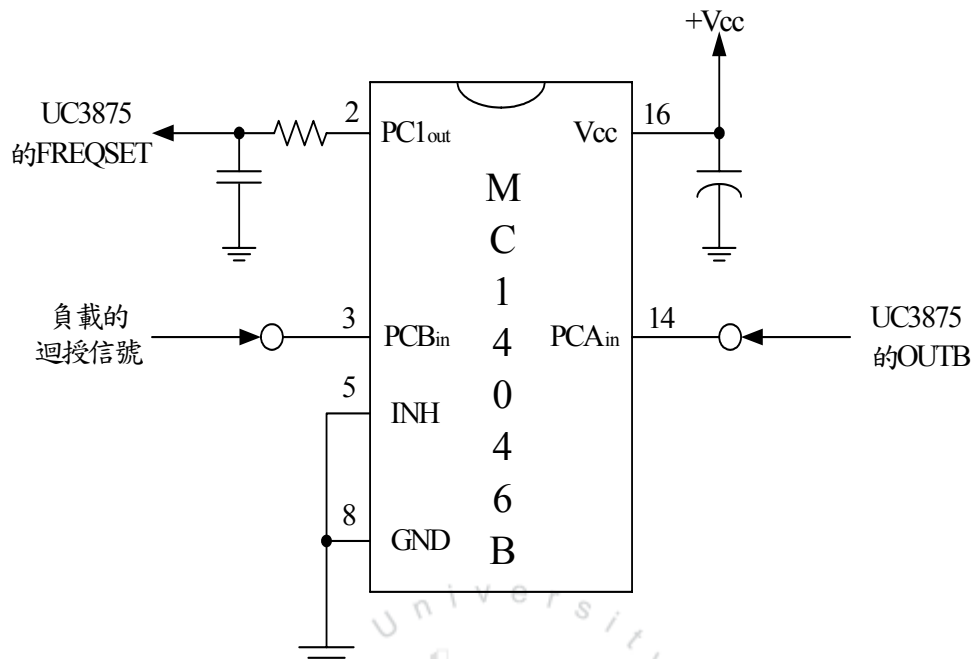


圖 4.14 頻率控制電路

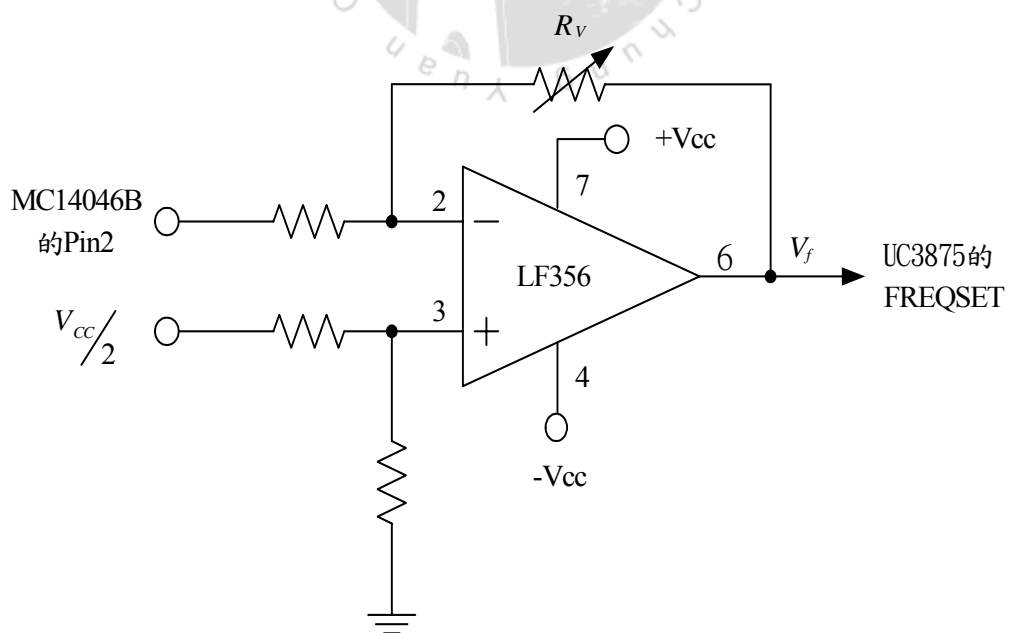


圖 4.15 頻率控制之電壓信號 V_f 調整電路

第五章 實驗結果與說明

本章節針對感應加熱器實體電路進行測試，藉由測量儀器之輔助，紀錄電路之實驗波形與數據結果，整理說明之。

5.1 控制電路

控制電路為整體結構之核心，其中包含一產生四組 PWM 驅動信號電路、重疊時間(Overlap Time)控制電路，以及控制級與功率級之隔離驅動電路，以下針對上述部分之控制信號波形進行測量與說明。

5.1.1 PWM 相移驅動信號

控制電路是由一顆 PWM 相移 IC(UC3875)與週邊電路搭配所構成，產生四組開關驅動信號(Out A、B、C、D)。其中又以 Out A、Out B 為一組；Out C、Out D 為一組，兩組皆為相位差 180 度之互補信號。由於設計上的需要，因此將 IC 的第 15 腳(Delayset A-B)與第 7 腳(Delayset C-D)接地，使得輸出之四組驅動信號之責任週期(Duty Cycle)皆維持 50%，如圖 5.1(Out A，Out B)及圖 5.2(Out C，Out D)所示。

由於本電路亦具備相移的功能，可藉由調整相移量的多寡來決定反流器輸出電壓的高低，此外，藉由相移技術的調整，亦可取代傳統電流饋入式架構中的四顆串聯二極體，其相移的波形如圖 5.3(a)及圖 5.3(b)所示，由測量的波形圖得知，四組為互補與對稱的驅動信號。

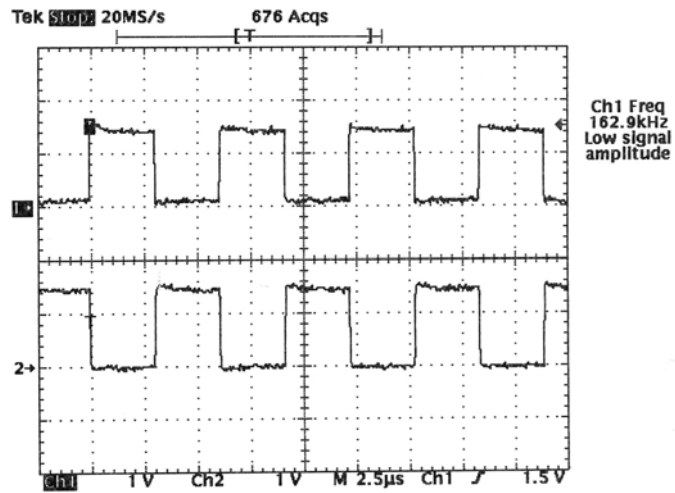


圖 5.1 開關驅動信號 Out A (上) 與 Out B (下)
(10V/div, 2.5µs/div)

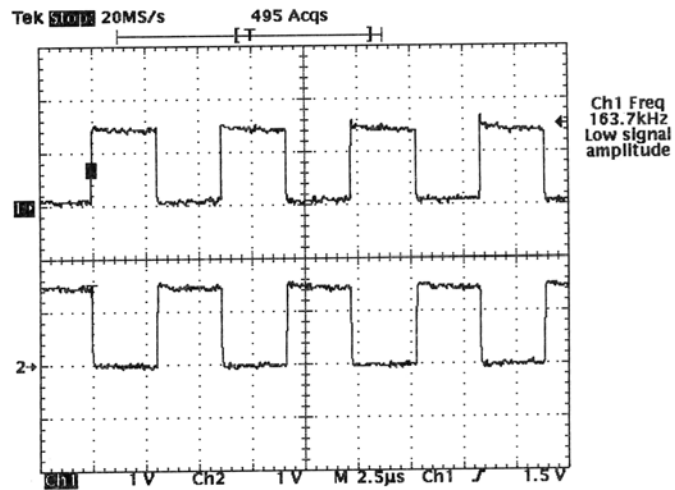
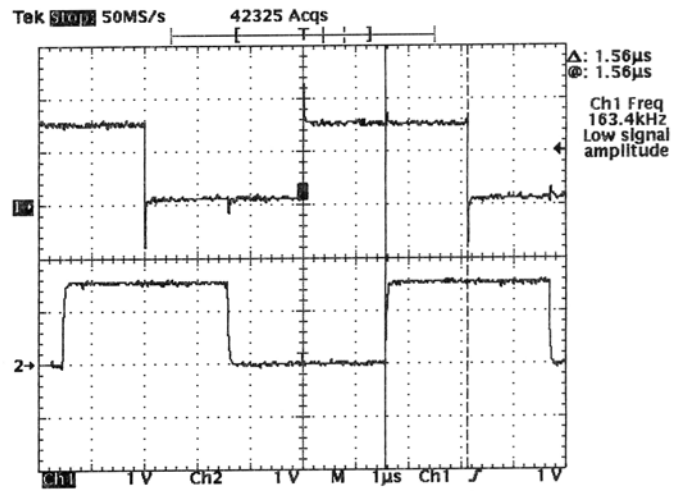
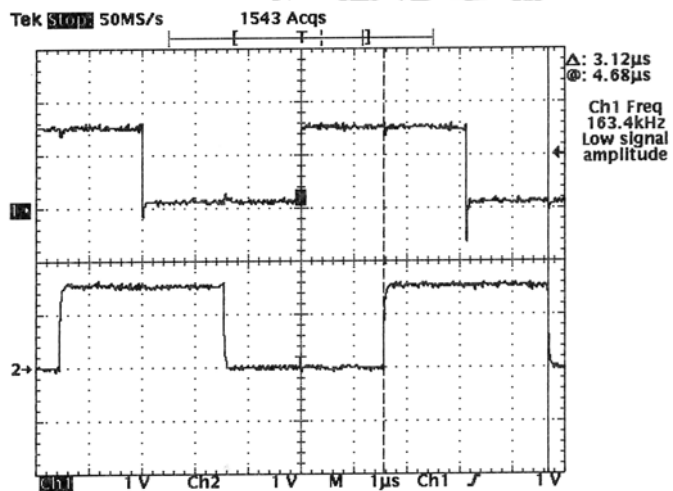


圖 5.2 開關驅動信號 Out C (上) 與 Out D (下)
(10V/div, 2.5µs/div)



(a) Out A (上) , Out C (下)



(b) Out B (上) , Out D (下)

圖 5.3 開關相移驅動信號(OutA , OutC)與(OutB , OutD)
(10V/div , 1µs/div)

5.1.2 重疊時間驅動信號

由於本研究為電流饋入式(Current-Fed)電路架構，因此設計需求上，對稱之左右兩臂功率開關不可同時截止，否則形成電流源開路，產生極大的開路電壓，進而毀損功率元件，因此，於開關驅動信號上，需設計一段重疊時間(Overlap Time)，避免開關發生同時截止的狀態。

由 UC3875 產生的四組驅動信號 (Out A、B、C、D)，經簡易的 RC 積分電路可獲得一充電迅速，放電延緩截止效果之波形，如圖 5.4 所示。其中值得一提的部分，亦即 RC 放電延緩時間不可過長，只需讓驅動信號的責任週期(Duty Cycle)大於 50% 即可，否則將縮減驅動信號相移角度之範圍。

接著將 RC 積分器輸出的驅動信號透過 IXYS 公司生產之低邊開極驅動(Low Side Gate Driver)IC - IXDN404PI 處理，即可以獲得具備重疊時間信號，亦即責任週期大於 50% 之驅動信號，如圖 5.5 所示，而實際之重疊時間驅動信號，如圖 5.6 所示。

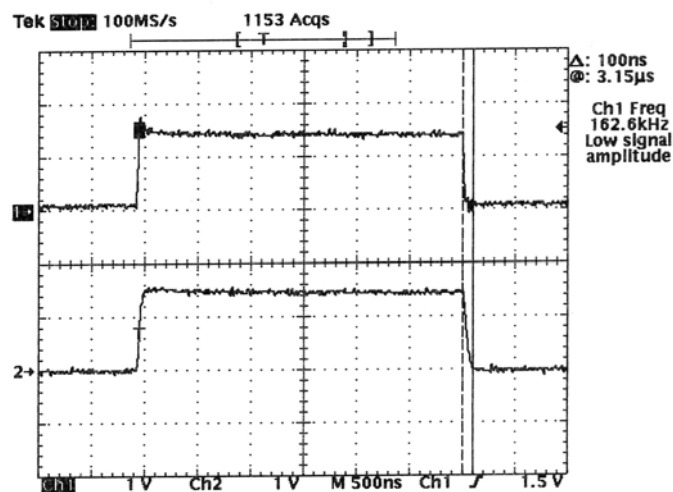


圖 5.4 RC 放電延緩截止之開關驅動信號 (10V/div, 500ns/div)

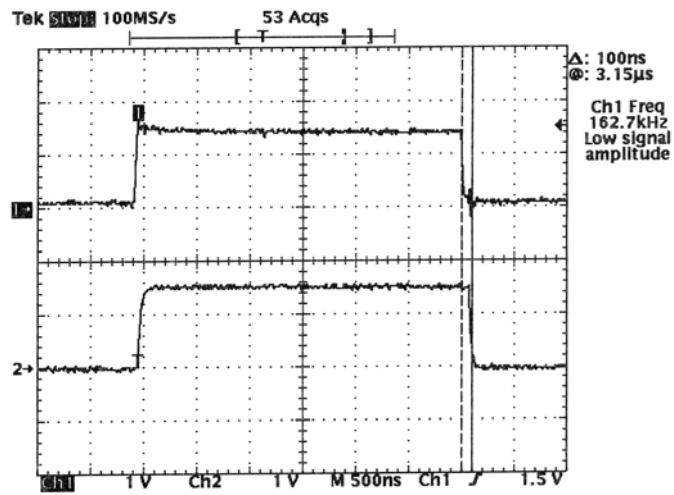


圖 5.5 重疊時間之驅動信號 (10V/div, 500ns/div)

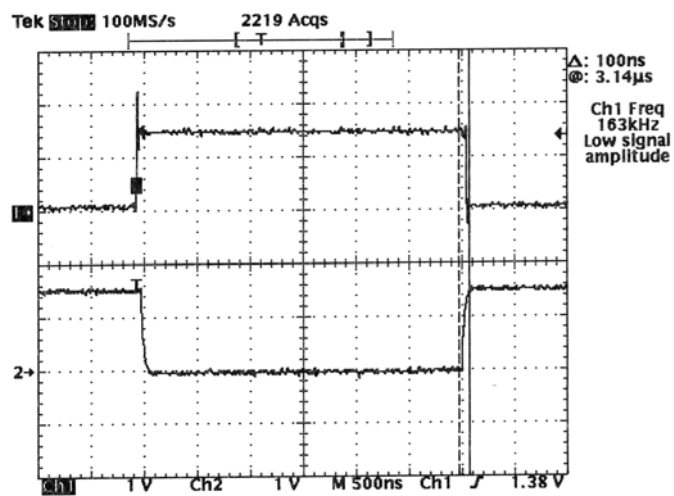


圖 5.6 實際重疊時間之驅動信號(10V/div, 500ns/div)

5.1.3 隔離驅動信號

隔離驅動電路亦是相當重要之一環，其主要之目的即隔離控制級與功率級信號，避免控制級信號受功率級影響，以便進行穩定驅動。本研究採以光耦合器(TLP250)作為隔離驅動電路，量測的部分則是針對光耦合器之輸入端與輸出端驅動信號波形進行紀錄，如圖5.7所示，由圖可得知其輸入波形與輸出波形之反應時間相當一致。

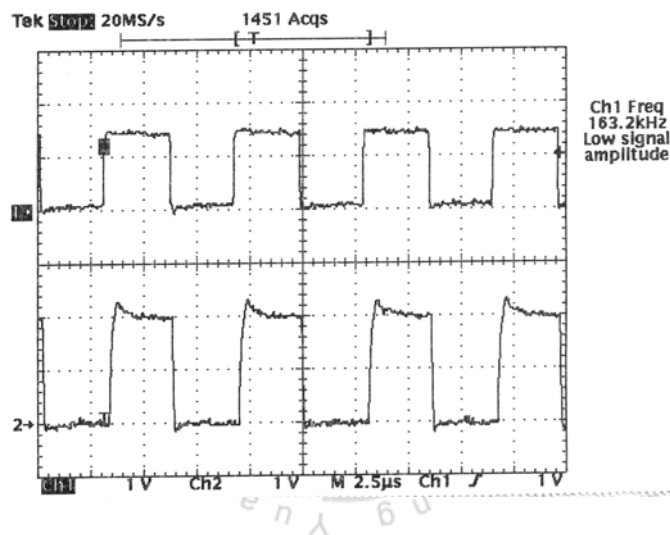


圖 5.7 光耦合器隔離驅動信號，輸入（上）及輸出（下）
（10V/div，2.5μs/div）

5.2 功率開關之波形量測

本研究為全橋換流器之架構，底下針對功率開關其動作特性之相關波形進行量測與分析。由於加熱系統之高頻電源需求，因此開關的工作時序與切換特性就顯為相當地重要。近年來，由於柔性切換技術的問世，因此開關於切換下的損失與應力等問題皆獲得改善與提升。

本架構的開關操作模式將呈現換流器上臂進行零電壓切換；下臂進行零電流切換，在此藉由波形的量測與紀錄用以說明開關的柔切特性。由於實體開關電路放置緊密，故開關上的導通電流 I_{DS} 不易量測，因此取驅動信號 V_{GS} 做為電流對應信號，與開關上的跨壓 V_{DS} 來分析說明，圖 5.8 所示為上臂開關進行零電壓切換狀態，圖 5.9 所示為下臂開關進行零電流切換狀態。

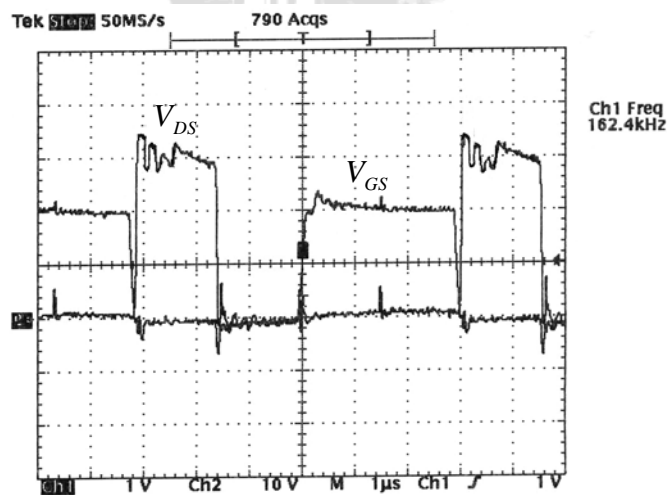


圖 5.8 上臂開關的驅動信號 V_{GS} (10V/div, 1 μ s/div) 與開關輸出電壓 V_{DS} (100V/div, 1 μ s/div)

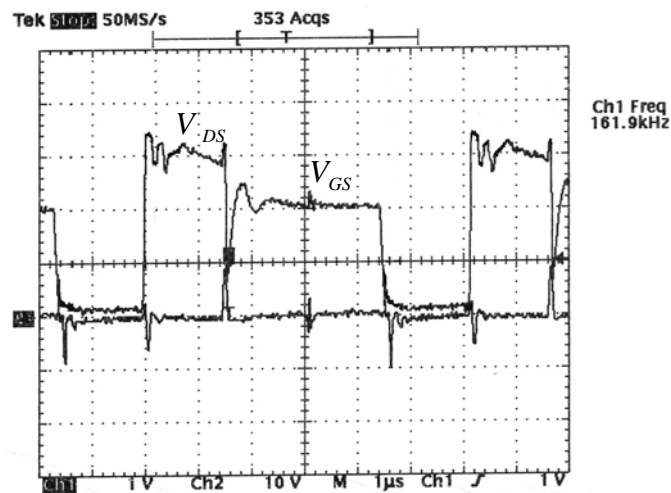


圖 5.9 下臂開關的驅動信號 V_{GS} (10V/div, 1 μ s/div) 與開關輸出電壓 V_{DS} (100V/div, 1 μ s/div)

5.3 輸入電感

輸入電感，即扼流圈(DC Choke)，其主要的目的是提供一穩定的直流電流源於反流器，其次則是儲能與升壓的功用。本研究架構將其工作責任週期設定為 50%，亦即儲能與釋能的時間各半，其電感上之電壓波形如圖 5.10 所示，由圖可知，幾乎維持伏特-秒平衡的特性。

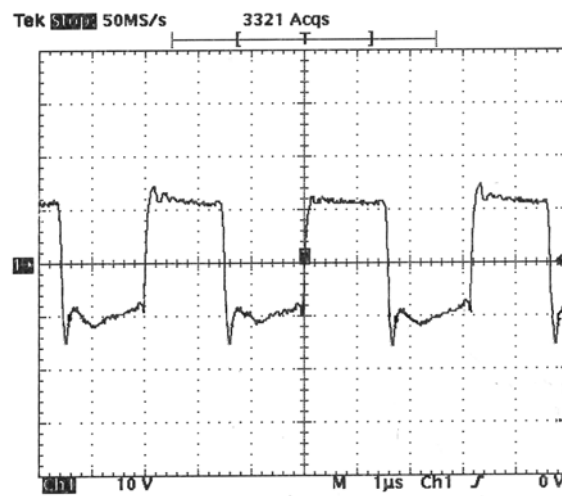


圖 5.10 輸入電感儲能與釋能(100V/div, 1 μ s/div)

5.4 功率變壓器

功率變壓器為功率傳遞之重要媒介，除了能量傳遞與隔離以外，亦兼具換流器高頻諧振電路所需之諧振因子，因此於功率級部份，變壓器佔有舉足輕重之地位。本研究設計繞製匝比為 5:1 之降壓式變壓器，於二次側可獲得較大的高頻電流，如此可於加熱線圈上建立強健的交替磁場，以便進行高頻感應加熱。

如圖 5.11 所示為變壓器一次側電壓與電流波形，其中波形為方波電壓，方波電流，其相位幾乎保持一致；圖 5.12 所示為加熱線圈兩端之電壓與電流波形，由於電感性加熱負載與諧振電容形成等效並聯諧振電路，因此當負載系統達到諧振時，加熱線圈兩端之電壓與電流波形將以弦波特性表現之。

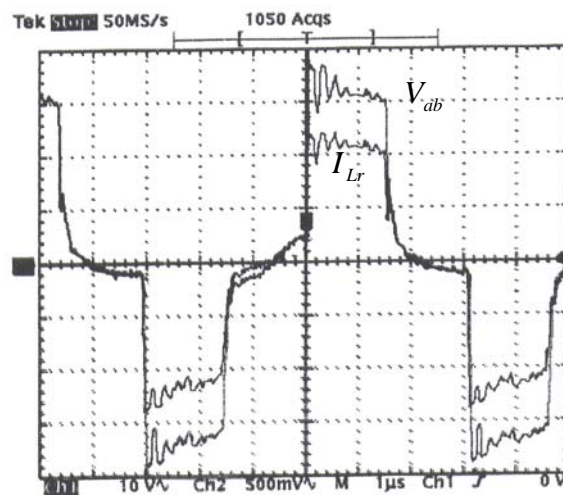


圖 5.11 功率變壓器一次側電壓 (100V/div, 1us/div)
與電流(5A/div, 1us/div)

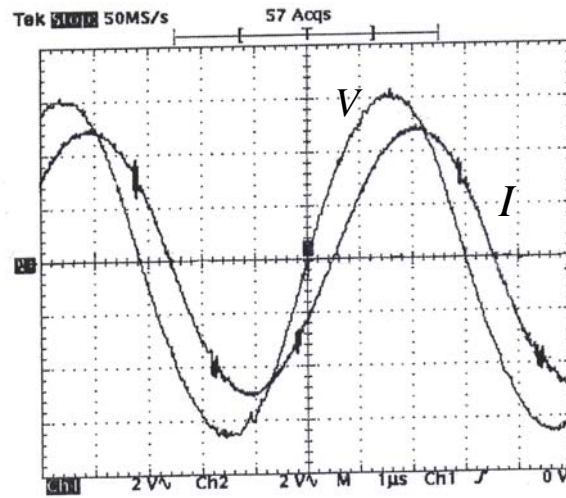


圖 5.12 加熱線圈兩端電壓 (20V/div, 1 μ s/div)
與電流(20A/div, 1 μ s/div)

5.5 感應加熱系統效率與負載特性量測

5.5.1 加熱時間量測

針對加熱負載之加熱時間量測，由於負載加熱溫度相當高，以一般溫度計測量，不但不實際亦危險，因此以紅外線雷射測溫器(JRI FX410)來進行負載之加工物件表面溫度量測，如此不但安全亦精準。

本研究之加熱負載，為管徑0.48公分的空心銅管，繞製長為10公分、直徑為4公分、12匝之螺線型加熱線圈，與一含0.45%碳鋼材質、直徑2公分、長12公分的圓柱狀加工物件所組成。圖5.13所示為加熱溫度與加熱時間之關係圖，藉此說明工作頻率對加熱時間與加熱溫度之關係。

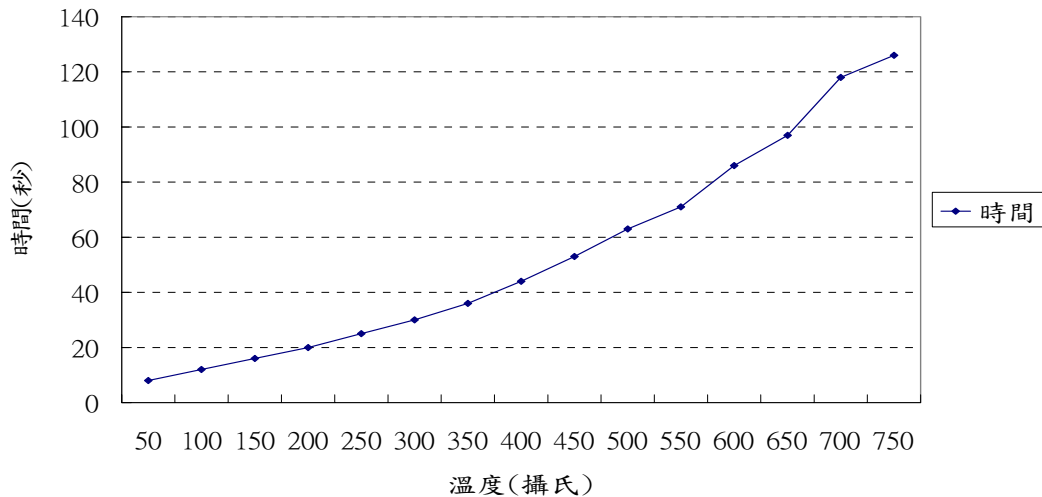


圖5.13 加熱溫度與加熱時間關係圖

5.5.2 系統效率量測

系統效率測量方面，由於負載加熱時，其效率受到系統之共振頻率漂移、銅損以及雜散損失的影響，因此效率值無法很精確地估算，故本研究係採加熱線圈端之輸出功率比上直流電源端輸入功率來計算效率。表5.1所示為感應加熱系統操作於不同輸出功率時之系統效率，依據表5.1之數據描繪系統輸出功率與效率之關係，如圖5.14所示，由圖可知，當輸出功率越大時，系統效率也就越高，其最高效率值可達85.75%。

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	3193	2738	85.75
2	2760	2358	85.43
3	2200	1869	84.95
4	1655	1401	84.69
5	1110	930	83.78
6	548	451	82.29

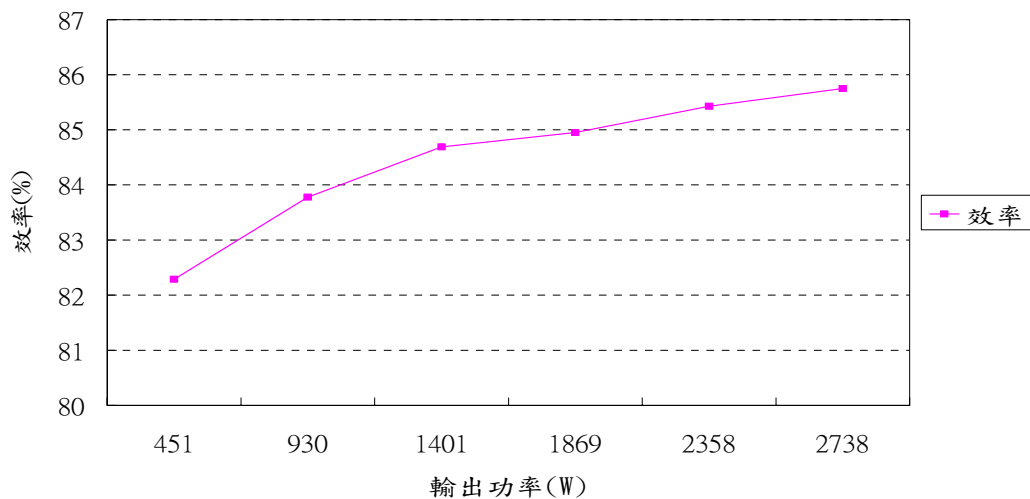


圖5.14系統輸出功率與效率的關係

5.5.3 負載參數變動下之量測與分析

由於負載加熱過程中，其電氣特性會隨加熱溫度的變動而變化，進而改變負載之共振頻率，因此使用紅外線雷射測溫器偵測加工物件之表面溫度，並以阻抗分析儀（HP4284A LCR Meter）量測負載於不同頻率及溫度變動下，加熱負載之電感值與電阻值的變化，測量結果如表 5.2 及表 5.3 所示，依據表 5.2 及表 5.3 可描繪出圖 5.15 及圖 5.16。而量測用的電源與頻率係由阻抗分析儀內建電源(1~2V 的弦波)供給，因此量測前須確保元件上無電源，避免儀器毀壞。

由圖 5.15 得知，負載之等效電感值會隨加熱溫度上升而增加，但當加工物件（磁性物質）之加熱溫度超過居里溫度時，相對導磁係數會急遽降為 1，等效電感值亦會突降，此現象乃因電感值與相對導磁係數間有密切關係之緣故 ($L = \mu_r \mu_0 AN^2 / l$)。此外亦可由圖 5.15 發現，於同一加工溫度下，等效電感值會伴隨頻率的增加而略有下降。

由圖5.16得知，當加熱溫度上升時，負載之等效電阻值亦會上升，但當加熱溫度超過居里溫度時，電阻值亦會急遽下降，此乃因相對導磁係數快速下降，使得加工物件之集膚深度突增，因此加工物件上流通之渦流會滲入各層面，亦即導體阻抗面積增加，電阻值減少所產生的現象。又因集膚效應之緣故，因此在同一加工溫度下，等效電阻值會伴隨頻率的提昇而增加。

表5.2 不同頻率及溫度下，負載之等效電感值(μH)

頻率 溫度	100kHz	130kHz	160kHz
50°C	1.861	1.838	1.795
100°C	2.085	2.044	1.990
150°C	2.211	2.157	2.095
200°C	2.351	2.282	2.211
250°C	2.505	2.424	2.345
300°C	2.653	2.559	2.472
350°C	2.812	2.706	2.611
400°C	3.014	2.891	2.785
450°C	3.137	3.004	2.892
500°C	3.357	3.210	3.084
550°C	3.602	3.436	3.297
600°C	3.884	3.696	3.542
650°C	4.707	4.490	4.313
700°C	5.022	4.472	4.504
750°C	1.765	1.799	1.757

表5.3 不同頻率及溫度下，負載之等效電阻值(Ω)

頻率 溫度	100kHz	130kHz	160kHz
50°C	0.199	0.224	0.253
100°C	0.256	0.274	0.308
150°C	0.289	0.311	0.348
200°C	0.322	0.349	0.390
250°C	0.351	0.383	0.428
300°C	0.379	0.415	0.464
350°C	0.408	0.449	0.502
400°C	0.445	0.490	0.548
450°C	0.464	0.514	0.575
500°C	0.499	0.556	0.621
550°C	0.539	0.601	0.971
600°C	0.580	0.651	0.729
650°C	0.663	0.755	0.856
700°C	0.710	0.808	0.905
750°C	0.094	0.101	0.115

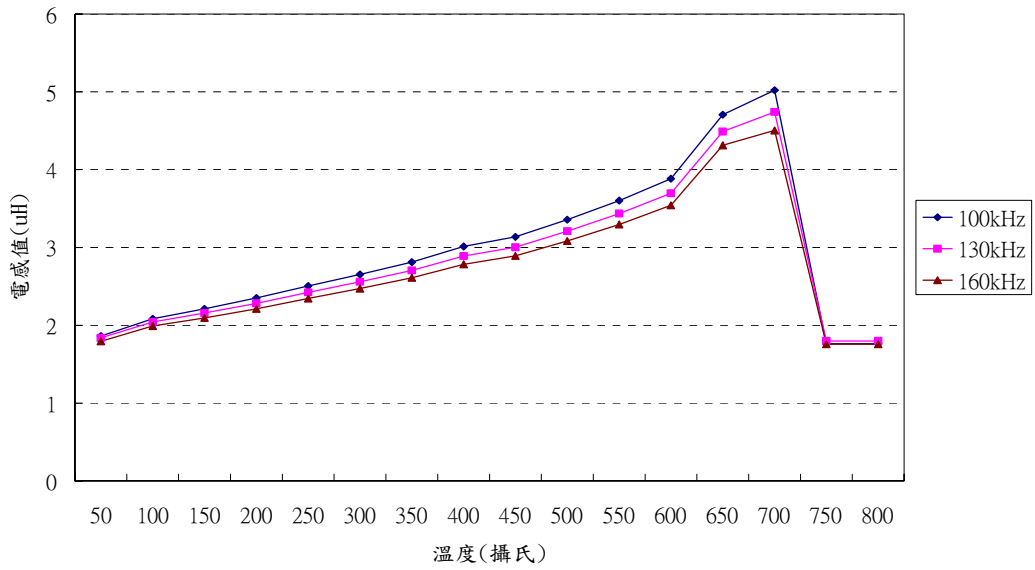


圖 5.15 溫度改變時，負載等效電感變化情形

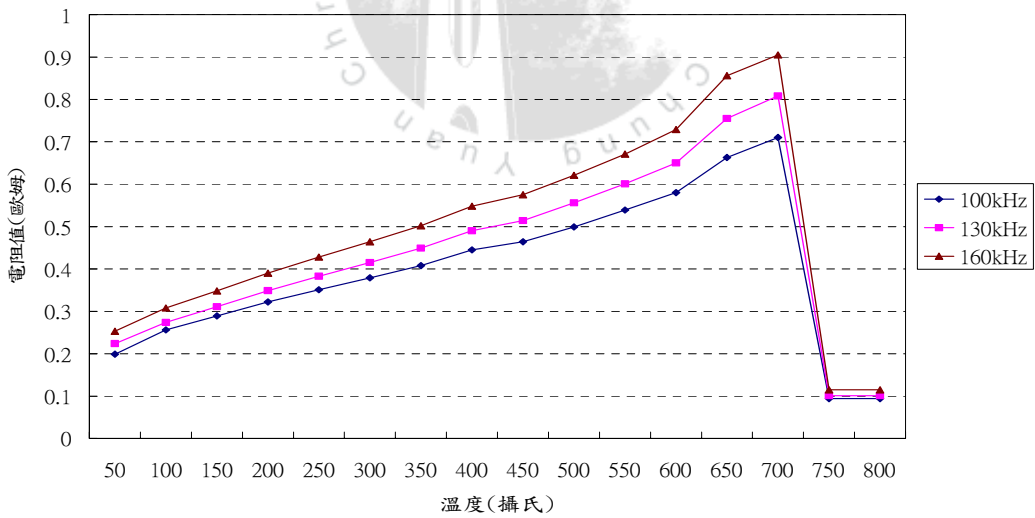


圖5.16 溫度改變時，負載等效電阻變化情形

第六章 結論與未來展望

6.1 結論

由於感應加熱系統具備高效率、高品質與低污染之特性，因此於加熱處理技術領域中佔有一席之地，並成為現今加熱技術之主流。

由於本研究採用電流饋入式升壓型電源轉換器，應用於感應加熱系統之設計上，有別於傳統電壓饋入式與電流饋入式之感應加熱系統，藉由實際製作與測試，並與過去文獻記載之比較，電流饋入式感應加熱系統，無論實用性或普遍性而言皆不如電壓饋入式，其最主要因素乃在於電源轉換器的切換模式以及加熱負載的諧振較為複雜且不易控制，因此漸漸沒落與淘汰；但於學術研究立場與特殊應用而言，電流饋入式加熱系統亦有其存在之目的，亦即系統可於無載或負載短路情況下工作，卻不影響加熱系統的運作，此為其特色與價值。

本系統運用相移技術與重疊時間控制方式，搭配功率變壓器之雜散元件使用，因此可在不加任何諧振元件與緩振電路下，使得開關切換時之能量獲得適當的轉換，亦即開關元件具備柔性切換的特性，如此可大幅度地降低開關的切換損失，提高整體效率，減緩電磁干擾的來源；此外，本系統藉由相移技術的調整，亦可取代傳統電流饋入式全橋架構中之四顆串聯二極體，減少損失提高效率，降低成本。由於本系統之切換頻率可達160kHz，如此有助於電路元件體積之縮小，例如，輸入電感、功率變壓器等，此外亦可提高加熱速率。由於加工物件本身的電氣特性會隨著加熱溫度變動而改變，因此本研究亦採用相鎖迴路控制技術，促使工作頻率於一定的範圍內追隨負載諧振頻率，致使系統於運作期間之效率保持最佳狀態，且由實驗測試得知，當輸出功率越大時，整體效率也越高，其最高效率可達85.75%。

此外，由於加工物件於加熱溫度變化下，其電氣特性亦隨之改變，因此在不同頻率及溫度條件下，本研究對加熱負載的等效電感與電阻值進行量測與探討，用以說明負載系統之頻率與功率之變化。在硬體電路製作方面，除了依據電路相關理論基礎分析外，亦加入實際的設計考量，致使結果與理論更為接近，因此提供日後相關領域製作與研究之參考。

6.2 未來展望

由實際電路製作與測試驗證了本系統架構的可行性，過程中亦發覺仍有些地方尚須改善與克服，如下所列可為未來之研究方向。

(1) 高頻功率變壓器之設計：

由於本系統之開關柔性切換行為，是藉由相移調整、重疊時間控制方式，致使變壓器一次側雜散元件而形成諧振，讓開關切換能量獲得適當的轉移，因此，變壓器的鐵心材質與繞線方式會決定雜散元件的參數，進而影響諧振的特性，所以可利用此特性的改變與不同工作頻率的選擇，應用於不同需求的加熱處理上。

(2) 諧振問題：

由於本系統為二次側負載並聯諧振，亦即諧振電容直接並聯於加熱線圈兩端，形成等效 RLC 並聯諧振電路，但由於諧振電容會映射回變壓器一次側與雜散電容形成等效並聯電路，致使雜散電容值增加，進而影響一次側之諧振特性，因此，於設計時須一併納入考慮，此外，電容材質的不同亦會影響諧振的效果，所以未來亦可針對此方向來進行探討與研究。

(3) 隔離驅動電路：

本研究之隔離驅動電路採光耦合器建構而成，其功能為隔離與補償驅動信號，於高頻的操作下可避免 UC3875 發燙而毀損，但其缺點則需要額外的獨立電源來供應，如此不但增加成本，其體積亦龐大。因此，若是系統的操作頻率需求不高時，可採用脈波變壓器來建構隔離電路，以減少成本與體積。

(4) 功率開關的選擇：

本研究系統採用 Power MOSFET 為全橋反流器架構，係因 MOSFET 具備高速切換的操作性能，但若系統要朝高功率之需求發展，其規格勢必不符使用，因此建議改採 IGBT 此類大功率元件之使用，將有助於高功率的發展。

(5) 開關切換時序之設計：

由於本研究對於開關切換時序之時間並未詳細計算與記載，僅以電路動作模式與文獻相關式子來說明，因此於未來的相關研究上，可針對此部分來加強，使其內容更為嚴謹。

(6) 加熱線圈及加工物件間能量轉移與功率的消耗：

此部份可以有限元素法(Finite Element Method, FEM)來模擬與分析磁場分佈，最後對加工物件的溫度變化情形來做探討。

參考文獻

- [1] J. Shao, R.L. Lin, F.C. Lee, D.Y. Chen, "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverters," in IEEE APEC, Vol. 2, pp. 1009-1014, 6-10 Feb. 2000.
- [2] J.G. Cho, J.A. Sabate, G. Hua, F.C. Lee, "Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, pp. 622-628, July 1996.
- [3] E.S. Kim, K.Y. Joe, M.H. Kye, Y.H. Kim, B.D. Yoon, "An Improved Soft Switching PWM FB DC/DC Converter for Reducing Conduction Losses," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 14, No. 2, pp. 258-264, March 1999.
- [4] T. Morimoto, S. Shirakawa, O. Koudriavtsev, M. Nakaoka, "Zero Voltage and Zero Current Hybrid Soft Switching Phase Shifted PWM DC-DC Power Converter for High Power Applications," in IEEE APEC, Vol. 1, pp. 104-110, 6-10 Feb. 2000.
- [5] S. Hamada, L. Gamage, M. Abdullah Al, T. Morimoto, M. Nakaoka, "A Novel ZVS ZCS Hybrid High Frequency PWM DC-DC Converter with Low Voltage and Current Stresses," IEE Proceedings on Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, No. 475, pp. 333-339, 18-19 Sept. 2000.
- [6] E.J. Dede, J. Jordan, J.V. Gonzalez, J. Linares, V. Esteve, E. Maset, "Conception and Design of a Parallel Resonant Converter for Induction Heating," IEEE Proceedings on Power Electronics Conference, pp. 38-44, 10-15 March 1991.

- [7] S. Dieckerhoff, M.J. Ryan, R.W. De Doncker, "Design of an IGBT-Based LCL Resonant Inverter for High Frequency Induction Heating," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 3, pp. 2039-2045, 3-7 Oct. 1999.
- [8] E.J. Dede, J. Jordan, V. Esteve, J.M. Espi, S. Casans, "Behaviour of Series and Parallel Resonant Inverters for Induction Heating in Short-Circuit Conditions," IEEE Proceedings on Power Electronics and Motion Control Conference, Vol. 2, pp. 645-649, 15-18 Aug. 2000.
- [9] P. Poulichet, F. Costa, E. Laboure, "High Frequency Modeling of a Current Transformer by Finite Element Simulation," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 39, No. 2, pp. 998-1007, March 2003.
- [10] E.J. Davies, P.G. Simpson, Induction Heating Handbook, McGraw-Hill Book Company Ltd., London, 1979.
- [11] I. Khan, J. Tapson, I. de Vries, "An Induction Furnace Employing a 100 kHz MOSFET Full Bridge Current Source Load Resonant Inverter," IEEE Proceedings on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 530-534, 7-10 July 1998.
- [12] 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.
- [13] U. Schwarzer, R.W. De Doncker, "Power Losses of IGBTs in an Inverter Prototype for High Frequency Inductive Heating Applications," IEEE Proceedings on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 793-798, 29 Nov. - 2 Dec. 2001.
- [14] J.R. Garcia, J.M. Burdio, A. Martinez, J. Sancho, "A Method for Calculating the Workpiece Power Dissipation in Induction Heating Processes," IEEE Proceedings on Power Electronics, Vol. 1, pp. 302-307, 13-17 Feb. 1994.

- [15]J.M. Ho, F.C. Juang, “A Practical PWM Inverter Control Circuitry for Induction Heating and Studying of the Performances under Load Variations,” IEEE International Symposium Proceedings on Industrial Electronics, Vol. 1, pp. 294-299, 7-10 July 1998.
- [16]E.J. Dede, J. Jordan, V. Esteve, C. Cases, “Reliability of Current Fed Inverters for Induction Tube Welding in Short Circuit Conditions,” IEEE Proceedings on Industrial Electronics, Vol. 4, pp. 2844-2848, 5-8 Nov. 2002.
- [17]C. Iannello, L. Shiguo, I. Batarseh,” A Full Bridge ZCS PWM Converter for High Voltage and High Power Applications,” IEEE Proceedings on Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, pp. 1064-1071, 18-23 June 2000.
- [18]X.Huang, H.Yu, J.S. Lai, A.R. Hefner, Jr., D.W. Berning, “Characterization of Paralleled Super Junction MOSFET Devices under Hard and Soft Switching Conditions,” IEEE Proceedings on Power Electronics Specialists Conference, Vol. 4, pp. 2145-2150, 17-21 June 2001.
- [19]E.J. Dede, J.M. Espi, J. Jordan, A. Ferreres, ” Design Considerations for Transformerless Series Resonant Inverters for Induction Heating,” IEEE Proceedings on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 1, pp. 334-339, 26-29 May 1997.
- [20]A. Schonknecht, Rik W.A.A. De Doncker, “Novel Topology for Parallel Connection of Soft Switching High Power High Frequency Inverters,” IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 39, pp. 550-555, 2 March-April 2003.
- [21]M.P. Chen, J.K. Chen, K. Murata, M. Nakahara, K. Harada, ” Surge Analysis of Induction Heating Power Supply with PLL,” IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 16, No. 5, pp. 702-709, Sept. 2001.

- [22] 蘇煒城，“高頻感應加熱器之控制設計與實際量測”，私立中原大學碩士論文，民國八十七年。
- [23] 許國展，“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”，私立中原大學碩士論文，民國九十一年。
- [24] 蘇卓盛，“應用於感應加熱的負載並聯共振電流型反流器設計與研製”，私立中原大學碩士論文，民國九十二年。
- [25] 楊文賢，“500V 250W 全橋相移式升壓型軟性切換 DC-DC 轉換器之設計及實作”，私立中原大碩士論文，民國九十三年。
- [26] 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。
- [27] 梁適安譯，高頻交換式電源供應器原理與設計，第二版，全華圖書有限公司，台北，民國八十八年。
- [28] 周坤成，高周波的基礎與應用，文笙書局，台北，民國八十四年。



作者簡介

姓名：劉明峰

籍貫：台灣省桃園縣

住址：桃園縣大園鄉大海村9鄰23~2號

學歷：私立中原大學電機工程研究所，民國九十三年六月。

私立中州技術學院電機工程學系二技部，民國九十一年六月。

國立聯合技術學院電機工程學系二專部，民國八十九年六月。

