

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並聯共振電流型
反流器設計與研製

**Design and Implementation of Current-Fed
Load Parallel Resonant Inverter for Induction
Heating System**

指導教授：何金滿 老師
研 究 生：蘇卓盛

中華民國九十二年六月

摘要

隨著我國高科技之發展，對於產品品質之要求日趨嚴謹，因此各種不同之加熱程序被廣泛的使用，尤其是以金屬加工、半導體工業、焊接等工業，其需求與日俱增。比較各種加熱技術，其中以能達到加熱迅速、加熱精確、能量集中、低污染之感應加熱最受歡迎。

大部分感應加熱器的設計，係採取電壓型串聯共振的方式，因此部件的電壓應力相對較大，並且無法在無載下或短路操作，有鑑於此，所以本研究是採取電流型並聯共振的方式來做研究。因為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。所以利用相鎖迴路控制技術，讓驅動頻率追隨共振頻率，促使系統的效率在運轉期間，隨時保持於最佳狀態。同時，藉由使用脈波寬度調變控制技術，來改變輸出電壓的工作週期，以達到能夠調整輸出功率。

最後，將所製作的高頻感應加熱器操作在不同頻率下，進行實際的量測及探討。

Abstract

With the advance of high technology, it is more conscientious about product quality. Therefore, many kinds of heating procedures are used extensively and frequently by metalworking industry, semiconductor industry, and welding industry. Among those heating methods, induction heating is the most popular because it has many merits, such as fast and precise heating, energy concentrating, and low pollution.

Most designs of induction heating machines adopt voltage-fed load series resonant inverter method which has higher voltage stress on devices, and should avoid no load or short circuit conditions. In this regard, this research adopts current-fed load parallel resonant inverter method. In induction heating processing because the electrical characteristics of the workpiece will change in the process of induction heating, the circuit resonant frequency must be changed in accordance. Hence, the Phase-Lock Loop control technique is used for tracking the resonant frequency to keep the system operating at the optimal condition. At the same time, the PWM technique is used to regulate the output voltage.

Finally, this implemented high frequency induction heating system is tested under different frequencies for analyzing.

誌 謝

衷心的感謝指導教授 何金滿老師這兩年來的悉心指導與諄諄教誨，無論在學業上或是待人處事方面均獲益匪淺，使得論文得以順利完成，在此獻上最大的敬意與謝忱。並且也衷心感謝清華大學 潘晴財教授、中原大學 洪穎怡教授對本論文提供寶貴意見與指正，使得內容能夠更加嚴謹。

在電學 802 實驗室的兩年光陰中，賜教於諸位學長頗多，特別要感謝服務於廣達電子的國展學長、台達電子的裕傑學長以及中科院的文賢大哥，無論在實作的指導與經驗的分享，乃至於特殊電子零件的提供，都給我莫大的幫助；其次要感謝關心我的同窗：凱宏、耀仁與濬璋，以及明峰、東嶽與作勉諸學弟，在平日生活及課業上的協助與切磋，在此一併致謝。

最後，僅以本論文獻給最敬愛的父母親，以及關愛我的姊姊、弟弟、女友與親友，有了你們的支持、關懷與鼓勵，讓我有勇氣去面對各種的挫折與壓力，並順利地完成學業，願大家與我分享這份榮耀與喜悅。

目 錄

第一章 緒 論

1.1 研究背景及動機.....	1
1.2 國內外研究概況.....	2
1.3 研究內容概述.....	3

第二章 感應加熱系統工作原理之探討

2.1 基本原理.....	4
2.2 系統頻率與功率.....	7
2.3 感應加熱應用.....	11
2.4 感應加熱之優點.....	12

第三章 感應加熱系統負載特性分析

3.1 加工物件上的電阻係數與相對導磁係數.....	15
3.1.1 電阻係數.....	15
3.2.2 相對導磁係數.....	17
3.2 加工物件上的溫度分佈與加熱時間.....	20
3.2.1 溫度分佈.....	20

3.2.2 加熱時間.....	21
3.3 散熱與絕緣.....	22
3.4 加熱線圈之型式.....	24
3.5 電磁效應與焦耳效應.....	27
3.5.1 電磁效應.....	27
3.5.2 焦耳效應.....	34
3.6 加熱負載參數模型.....	37

第四章 感應加熱器系統結構與分析

4.1 基本電路架構.....	41
4.2 高頻電源需求.....	44
4.3 共振電路.....	49
4.4 反流器結構.....	51
4.5 功率開關元件與快速恢復二極體.....	53
4.5.1 開關元件一般特性.....	53
4.5.2 POWER MOSFET 與 IGBT 結構.....	54
4.5.3 POWER MOSFET 與 IGBT 電氣特性.....	56
4.5.4 快速恢復二極體.....	61
4.6 高頻驅動與隔離.....	63

4.6.1 高頻驅動.....	63
4.6.2 隔離元件.....	64
4.7 脈波寬度調變 (PWM) 工作原理.....	65
第五章 高頻感應加熱器製作與實測	
5.1 元件的選取.....	67
5.1.1 整流器的選取.....	67
5.1.2 抗流線圈 (Choke) 的選取.....	67
5.1.3 功率開關元件的選取.....	68
5.1.4 快速恢復二極體的選取.....	70
5.2 控制電路分析與製作.....	71
5.2.1 重疊時間 (Overlap time) 控制電路製作.....	74
5.3 驅動與隔離電路製作.....	79
5.3.1 光耦合器隔離驅動.....	79
5.3.2 脈波變壓器隔離驅動.....	82
5.4 功率開關之量測.....	86
5.5 頻率迴授控制電路製作.....	88
5.6 共振電容的選擇與加熱線圈製作.....	90
5.6.1 共振電容的選擇.....	90
5.6.2 加熱線圈製作.....	91

5.7 匹配變壓器製作.....	92
5.8 感應加熱系統效率與負載之量測.....	95
5.8.1 效率之量測.....	95
5.8.2 加熱時間之量測.....	96
5.8.3 負載參數條件變動下的量測與分析.....	99

第六章 結論與展望

6.1 結論.....	107
6.2 展望.....	108
參考文獻.....	110



圖目錄

圖 2.1	感應加熱器基本原理及架構方塊圖.....	7
圖 2.2	圓柱內電流分佈, J_0 —圓柱表面電流密度.....	8
圖 2.3	感應加熱之應用.....	12
圖 3.1	溫度變化下的電阻係數.....	17
圖 3.2	鐵的 μ_r 與溫度之關係.....	18
圖 3.3	磁化強度與溫度的關係.....	18
圖 3.4	表面硬化感應加熱工作曲線.....	21
圖 3.5	圓柱體在橢圓形的感應線圈中的橫向磁通加熱.....	24
圖 3.6	圓柱體在螺旋狀的感應線圈中的縱向磁通加熱.....	24
圖 3.7	常見的加熱線圈型態.....	26
圖 3.8	加熱物件受集膚效應而導致的感應電流及功率之分佈.....	29
圖 3.9	在平行的匯流板上的鄰近效應.....	31
圖 3.10	在扁平的加熱物上的鄰近效應.....	31
圖 3.11	磁場集中效應.....	33
圖 3.12	由於工件和線圈的末端效應所導致的功率分佈.....	34
圖 3.13	磁滯曲線.....	35
圖 3.14	鐵損與加熱頻率之關係.....	37

圖 3.15	加熱負載之參數模型.....	39
圖 4.1	高頻感應加熱系統方塊圖.....	42
圖 4.2	感應加熱系統之電路架構.....	42
圖 4.3	功率元件上升與下降特性.....	46
圖 4.4	功率元件穩態損失等效電路.....	47
圖 4.5	工作週期定義.....	48
圖 4.6	感應加熱器負載型式.....	50
圖 4.7	反流器電路結構.....	51
圖 4.8	功率開關元件功率與頻率工作範圍.....	54
圖 4.9	POWER MOSFET 閘極輸入半邊對稱 Layout.....	55
圖 4.10	IGBT 之閘極輸入半邊對稱 Layout.....	56
圖 4.11	IGBT 電路架構.....	58
圖 4.12	含有尾巴電流的 IGBT 切換波形.....	59
圖 4.13	實際接面二極體的反向恢復特性.....	61
圖 4.14	脈波寬度調變.....	65
圖 5.1	抗流線圈鐵芯規格.....	68
圖 5.2	UC3875PWM 控制 IC 內部接線圖.....	71
圖 5.3	PWM 控制 IC-UC3875 基本接線圖.....	72
圖 5.4	工作頻率選擇對照圖.....	72

圖 5.5 UC3875 脈波調變輸出信號 OutA (上) 及 OutB (下) 的電壓 波形 (10V/div、5 μ s/div)	73
圖 5.6 UC3875 脈波調變輸出信號 OutC (上) 及 OutD (下) 的電壓 波形(10V/div、5 μ s/div).....	74
圖 5.7 改變輸出波形斜率及 overlaptime 示意圖.....	75
圖 5.8 未改變輸出信號斜率之波形 (10V/div、1 μ s/div)	76
圖 5.9 改變輸出信號斜率後之波形 (10V/div、1 μ s/div)	76
圖 5.10 overlap time 控制電路.....	77
圖 5.11 overlap 後，輸出信號 $A_{P_{PWM}}$ (上) 及 $B_{P_{PWM}}$ (下) 之電壓形 (10V/div、1 μ s/div)	78
圖 5.12 overlap 後，輸出信號 $C_{P_{PWM}}$ (上) 及 $D_{P_{PWM}}$ (下) 之電壓波 形 (10V/div、1 μ s/div)	78
圖 5.13 TLP250 光耦合器內部構造電路.....	79
圖 5.14 光耦合器隔離驅動電路.....	80
圖 5.15 光耦合器驅動隔離電路所需的獨立電源.....	81
圖 5.16 光耦合隔離驅動後， $Q1_{gs}$ (上) 及 $Q2_{gs}$ (下) 信號之電壓形 (10V/div、5 μ s/div)	81
圖 5.17 光耦合隔離驅動後， $Q3_{gs}$ (上) 及 $Q4_{gs}$ (下) 信號之電壓 形 (10V/div、5 μ s/div)	82

圖 5.18 脈波隔離驅動變壓器示意圖.....	83
圖 5.19 脈波變壓器隔離驅動電路.....	84
圖 5.20 V_{ab} (上) 及 V_{bc} (下) 實際量測波形 (5V/div、5 μ s/div)	84
圖 5.21 功率開關的驅動信號 $Q1_{GS}$ (上) $Q2_{GS}$ (下) 電壓波形 (5V/div、5 μ s/div)	85
圖 5.22 功率開關的驅動信號 $Q3_{GS}$ (上) $Q4_{GS}$ (下) 電壓波形 (5V/div、5 μ s/div)	85
圖 5.23 Q1 的 V_{GS} (上) 電壓波形(10V/div、2.5 μ s/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5 μ s/div)	86
圖 5.24 Q2 的 V_{GS} (上) 電壓波形(10V/div、2.5 μ s/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5 μ s/div)	86
圖 5.25 Q3 的 V_{GS} (上) 電壓波形(10V/div、2.5 μ s/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5 μ s/div)	87
圖 5.26 Q4 的 V_{GS} (上) 電壓波形(10V/div、2.5 μ s/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5 μ s/div)	87
圖 5.27 頻率控制迴路電路圖.....	89
圖 5.28 頻率控制的電壓信號 V_f 電路.....	89
圖 5.29 圓桶形螺旋線圈圖.....	92
圖 5.30 變壓器一次側並聯之共振電容電壓波形 (50V/div、2.5 μ	

s/div)	94
圖 5.31 變壓器二次側電壓波形 (50V/div、2.5 μs/div)	94
圖 5.32 系統的輸出功率與效率的關係圖	96
圖 5.33 工作頻率 (50kHz) 下，加熱溫度與加熱時間關係圖	97
圖 5.34 工作頻率 (60kHz) 下，加熱溫度與加熱時間關係圖	97
圖 5.35 工作頻率 (70kHz) 下，加熱溫度與加熱時間關係圖	98
圖 5.36 溫度改變時，等效電感變化情形 (50kHz)	101
圖 5.37 溫度改變時，等效電感變化情形 (60kHz)	101
圖 5.38 溫度改變時，等效電感變化情形 (70kHz)	102
圖 5.39 不同頻率時，等效電感變化情形 (200)	102
圖 5.40 溫度改變時，等效電阻變化情形 (50kHz)	104
圖 5.41 溫度改變時，等效電阻變化情形 (60kHz)	104
圖 5.42 溫度改變時，等效電阻變化情形 (70kHz)	105
圖 5.43 不同頻率時，等效電阻變化情形 (200)	105

表目錄

表 2.1 感應加熱頻率之選擇.....	11
表 3.1 不同加工物件 ρ 、 K 與熔點大小.....	16
表 3.2 加熱線圈常見的散熱方式.....	23
表 3.3 常見的加熱線線圈特色與用途.....	25
表 4.1 高頻電路損失.....	45
表 4.2 電壓/電流型反流器特性與差異比較.....	52
表 4.3 光耦合器與脈波變壓器隔離比較.....	64
表 5.1 IRFP460A 規格.....	69
表 5.2 DSEI30-06A 規格.....	76
表 5.3 感應加熱系統操作在不同輸出功率時之整體效率.....	95
表 5.4 不同頻率及溫度下，負載等效電感值 (μH)	100
表 5.5 不同頻率及溫度下，負載等效電阻值 ()	103

第一章 緒 論

1.1 研究背景及動機

隨著國內科技與產業的升級,對於各種工業產品品質要求日趨嚴謹,因此,不同加熱程序被廣泛的運用,尤其在金屬加工、銲接、熔解以及半導體的表面處理與製程等工業,其加熱加工需求與日俱增。比較各種加熱技術,其中以能達到加熱過程迅速、加熱能量集中、加熱部位精確、加熱系統簡單及高效率、低成本的感應加熱系統較受矚目。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(EMI)的來源[1-4]。

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為困難,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) [5-13]。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。

1.2 國內外研究概況

感應加熱的應用雖然始於西元 1920 年，但實際的發展是在西元 1960 年以後。高電壓、高電流的閘流體取代二極體成為功率開關元件後，才逐漸展露光芒，此時期中能完整描述高頻感應加熱器系統理論的書籍或文獻並不多見。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。另一重心則是放在加熱線圈 (Heating Coil) 及加工物件 (Workpiece) 間的能量轉移與功率的消耗上，這部份主要是以有限元素法 (Finite Element Method, FEM) 模擬來探討 [14-16]。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。

1.3 研究內容概述

本文共分為六個章節，最後並包含參考文獻。

第一章 說明本文的研究背景及動機、國內外研究概況及內容概述。

第二章 對感應加熱系統工作原理之探討，及其在操作時所需考量的各種條件作概略性介紹。

第三章 描述感應加熱系統負載之加熱線圈與加工物件間的電磁相關特性。

第四章 分析感應加熱器反流器的結構、功率開關的特性，以及所採用的功率控制與頻率控制方式做一說明。

第五章 設計一高頻感應加熱系統實際電路，並經由實際測試，針對其結果作討論。

第六章 結論與展望。

第二章 感應加熱系統工作原理之探討

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[17,22]，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。

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，一個導體在外來磁通變化影響下，導體本身將會產生一個反抗磁通變化的感應電動勢，以抵消外來磁通變化，此電動勢不但與時變磁通有關，而且與物體及產生磁通變化兩者間相互移動速度成正比，如 (2-1) 式所示：

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

其中 e : 感應電動勢 (伏特, V)

N : 線圈匝數 (匝, turn)

ϕ : 磁通 (韋伯, wb)

V : 速度 (米/秒, m/s)

x : 位移 (米)

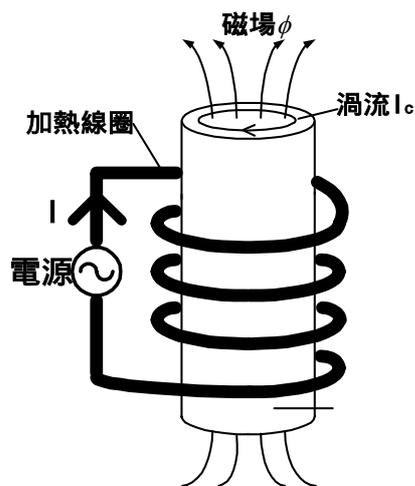
這個電動勢造成電流 (即渦流), 流經導體內部所產生的功率, 依焦耳定律可以寫成:

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

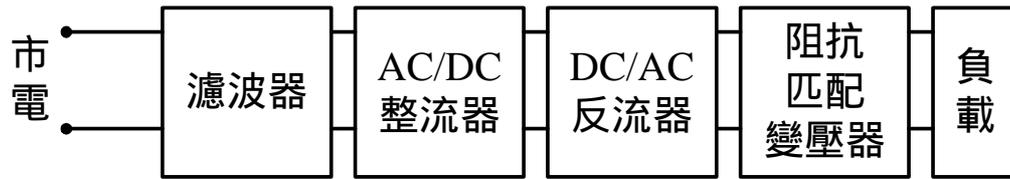
在此, P_v : 容積功率密度 (Volumetric Power Density, W/m^3)

J : 電流密度 (Current Density, A/m^2)

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



(a) 感應加熱基本原理



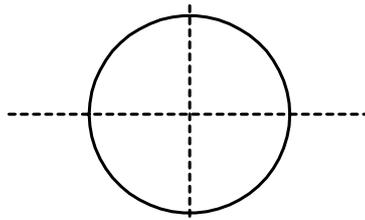
(b) 感應加熱系統架構方塊圖

圖2.1 感應加熱器基本原理及架構方塊圖

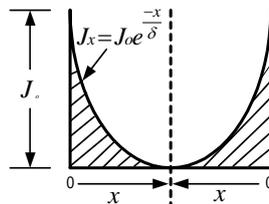
簡言之，在感應加熱的裝置中有二種不同的能量轉換，來自電源供應器的電能被轉換成磁場的能量，之後被導電性的工作物件所吸收，變成熱能造成溫度上昇。

2.2 系統頻率與功率[23,42]

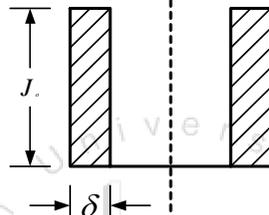
加工物件在加熱線圈所建立的交變磁場內所感應的渦電流並非均勻分佈在加工件各剖面層上流動，其有愈往加工物件表面，電流密度愈強的趨勢，而且加熱線圈電流之頻率愈高，渦流愈往表層集中程度愈明顯，此種現象即是集膚效應(Skin Effect)，如圖 2.2 所示。



(a) 金屬圓柱的斷面



(b) 表面電流分佈情形



(c) 電流分佈帶的寬度

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 (cm) 處之電流密度 (A/cm^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

(Maxswell's equation) 求得

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

其中， δ ：加熱深度大小 (cm)

ρ ：加工物件材質的電阻係數 (. 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：

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

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 $D/(2 \lambda)$ 的函數。當 $D/(2 \lambda) = 2$

時， $k=0.65$ ； $D/(2 \lambda) < 2$ 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，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 $D/(2\lambda)$ ，也就是在 D 值一定時， λ 越小越好。然而 λ 值與 \sqrt{f} 成反比，減小 λ ，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 λ 來提高效率。通常我們都以 $D/(2\lambda)=5$ 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

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

但是在感應加熱時，還需考慮加熱溫度的均勻性，一般取

$D/(2\lambda)=2$ ，因此得到

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

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[17]。

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

2.3 感應加熱應用

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2.3為感應加熱不同程度與形式的應用[17,40]。

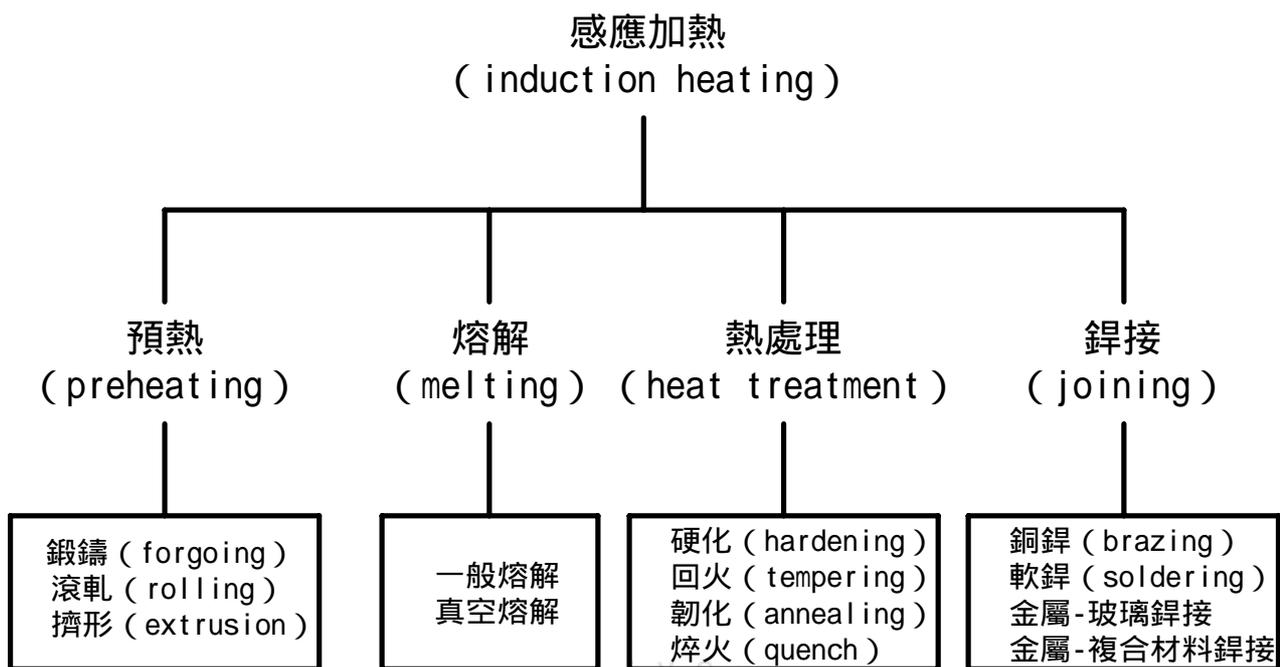


圖 2.3 感應加熱之應用

2.4 感應加熱之優點

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。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[17,41]：

- (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。



第三章 感應加熱系統負載特性分析

3.1 加工物件上的電阻係數與相對導磁係數

3.1.1 電阻係數[17,40]

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:

$$\rho = \rho_1 [1 + \kappa(\theta - \theta_1)] \quad (\Omega \cdot m) \quad (3-1)$$

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($^{\circ}C$)

κ : 電阻溫度係數

而不同材質之加工物其 ρ 、 κ 與熔點大小可參表 3.1 之數值,對一個線性的加工物件,式(3-1)又可寫成:

$$\rho = \rho_1 + \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} (\rho_2 - \rho_1) \quad (3-2)$$

其中 ρ_1 與 ρ_2 分別是起始溫度 θ_1 與最終溫度 θ_2 時之電阻係數。

依據表 3.1 提供的數值及式(3-1)式(3-2)可以獲知不同溫度下的電阻係數線性曲線如圖 3.1,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。

表 3.1 不同加工物件 ρ 、 K 與熔點大小

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

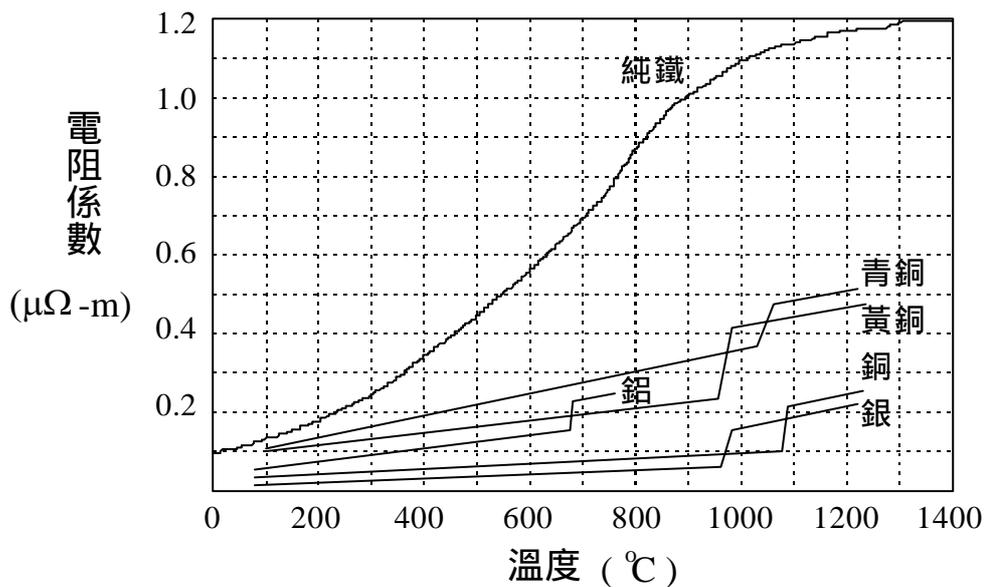


圖 3.1 溫度變化下的電阻係數

3.1.2 相對導磁係數[40,46]

除了工作頻率與加工件電阻係數外，相對導磁係數(μ_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 μ_r 之平方根成反比，即 μ_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 μ_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 (μ_r 稍大於 1)；圖 3.2 所示為參考例。

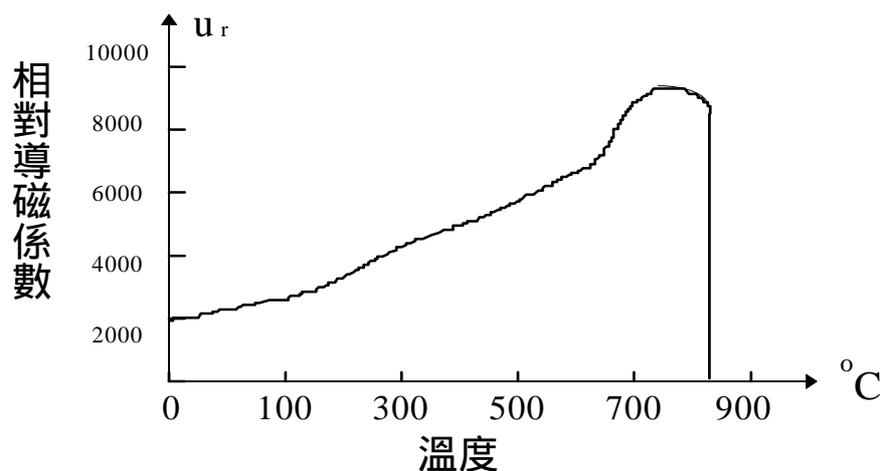


圖 3.2 鐵的 μ_r 與溫度之關係

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 至 450 間外，一般均在 720 至 830 間，所謂居里點的溫度，亦稱為居里溫度(T_c)，其特性如圖 3.3 所示。

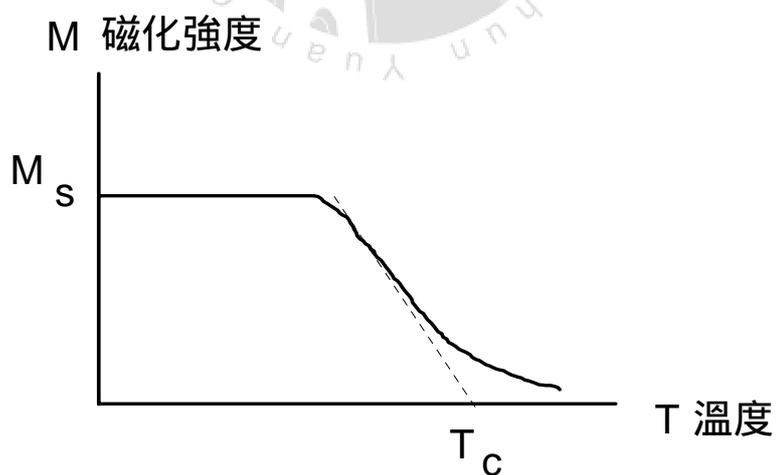


圖 3.3 磁化強度與溫度的關係

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， μ_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。

3.2 加工物件上的溫度分佈與加熱時間

3.2.1 溫度分佈

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[42]：

$$\Delta t = 25 \times \frac{P_n D}{k_c} k_t \quad (3-3)$$

其中， D ：導體直徑(cm)

k_c ：導體的導熱率(W/(m . K))

k_t ：與 $D/(2 \quad)$ 和 P_n/P_a 有關之小於1的修正係數。當 $D/(2 \quad)$ 值大於8以後， k_t 值幾乎與 $D/(2 \quad)$ 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 $D/(2 \quad)$ 值小於8時， k_t 值隨 $D/(2 \quad)$ 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_n ：等於 $P_a - P_r$ (W/cm²)

P_r ：導體的散熱損失(W/cm²)

由式3-3可知，為了減小 t ，應儘量選小的 $D/(2)$ 和 k_f 值。這也說明為了使被加熱工件溫度均勻分佈對 $D/(2)$ 值的要求，與滿足高的電效率對 $D/(2)$ 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。

3.2.2 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 3.4 以表面熱處理為例，Lozinski 曲線提供了不同加熱時間、頻率及功率關係圖[17]。

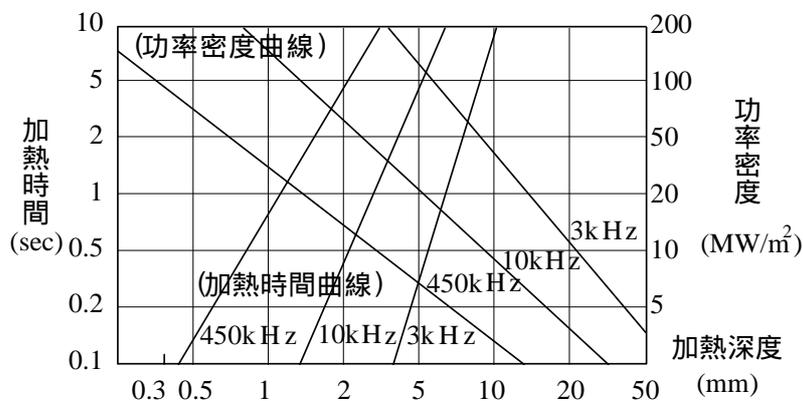


圖 3.4 表面硬化感應加熱工作曲線

在決定加熱時間時，除了圖 3.4 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(3-4)表示在具有最高效率時，工作於 450kHz 之加熱時間預估為[17]：

$$T = 0.56 \delta^{2.34} \quad (s) \quad (3-4)$$

其中， δ ：加熱深度 (mm)

3.3 散熱與絕緣

理想的感應加熱工作，應該是加工物件被加熱，而加熱線圈仍然保持在低溫狀態，但實際上有二個因素使得加熱線圈受熱，嚴重時加熱線圈有燒毀之虞，第一個因素：高頻大電流在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所輻射之大量熱能所影響。因此，大功率的加熱線圈必須加裝冷卻裝置，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 3.2 所示。

表 3.2 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，增加工作效率及加快加熱速度，兩者之間要儘量接近，為避免加工物件表面上的切屑、鐵粒等容易放電之類成份造成短路，一般可在加熱線圈表面塗抹一層環氧樹脂，增加絕緣效果。

3.4 加熱線圈之型式[40]

線圈有很多不同型式，但是只有少部份被廣泛地應用。圖 3.5 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。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 3.6 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 3.6 所顯示的線圈結構也可用於坩鍋感應熔爐的線圈。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。

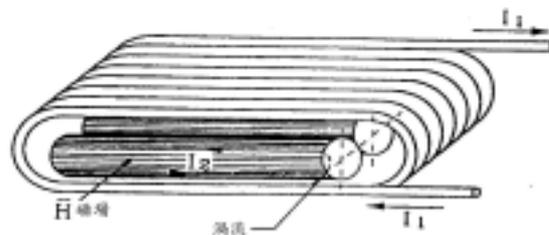


圖 3.5 圓柱體在橢圓形的感應線圈中的橫向磁通加熱

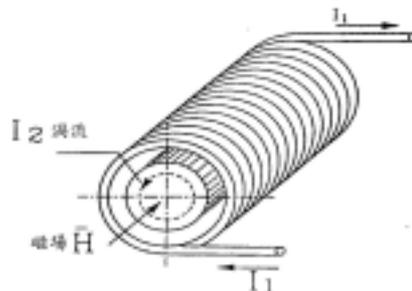
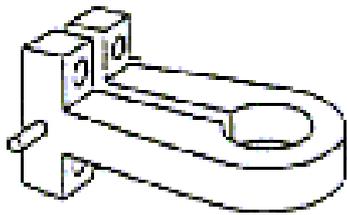


圖 3.6 圓柱體在螺旋狀的感應線圈中的縱向磁通加熱

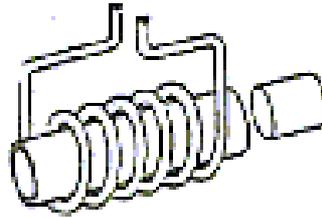
目前工業上的加熱線圈為因應加工物件不同的功率、頻率與加熱型態(Heating Patterns)需求及加工件本身材質，形狀、體積、大小等的差異，目前常見的加熱線圈如圖 3.7 所示。主要可區分為單匝(Single Turn)及多匝型(Multi Turns)，一般單匝是適用於加熱面積較小者，至於較大面積之加熱需求，則多匝型加熱線圈可提供較高的功率及較短的加熱時間。總之，加熱線圈之選擇除了經驗外，尚須實驗量測，才能獲得最佳之效益。其個別特色及用途整理如表 3.3[40]。

表 3.3 常見的加熱線線圈特色與用途

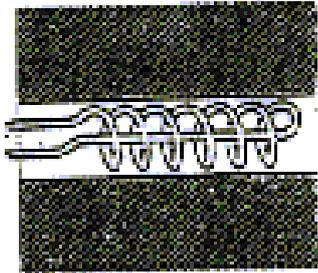
種類	型態	材料	特色與用途
a	單匝	金屬與絕緣材料	適用於柱形體負載之硬化或局部加熱需求
b	多匝螺管型	銅	匝數依據負載加熱長度彈性伸縮，加熱圓周亦可因應負載體積調整
c	內部螺旋	銅	酌量加入鐵心材料可加強加熱程度，一般適用於較複雜的負載
d	單匝平面型	薄銅片	適用於窄範圍之負載加熱
e	單匝髮夾式	銅	適用於不同部位加熱需求
f	多匝扁平型	銅	適用於平面加熱需求
g	多層次	銅	一般適用於低電流、高電壓加熱需求
h	鐵心電感型	鎳鐵	較適用於鉸角型薄片負載之淬火



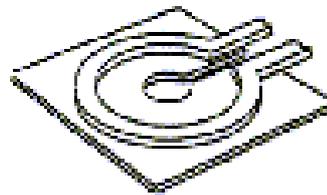
a:單匝加熱線圈



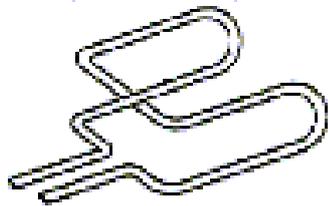
b:螺管繞組加熱線圈



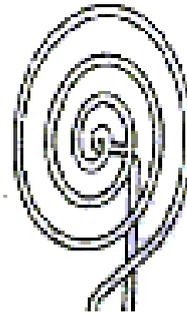
c:內部螺旋繞組線圈



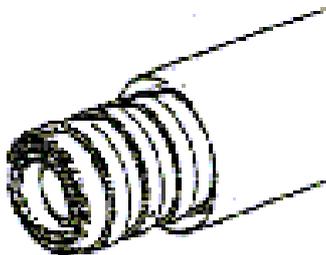
d:平面型加熱線圈



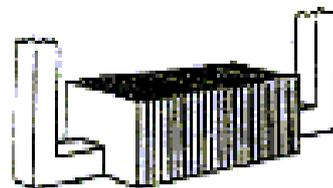
e:髮夾式感應線圈



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 3.7 常見的加熱線圈型態

3.5 電磁效應與焦耳效應

3.5.1 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[17,23,27]

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：

$$J_x = J_0 \cdot \exp(-x/\delta) \quad (3-5)$$

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 ：由表面向中央的距離（ m ）

功率的分佈可以導自方程式 (2-2) 和式 (3-5)：

$$P_v = P_{v0} \cdot \exp(-2x/\delta) \quad (3-6)$$

其中， p_{v0} ：金屬的表層 ($x=0$) 功率密度 (W/m^3)

至於由表面到 $x = \delta$ 處之電流與功率佔總電流及總功率的比率：

$$\begin{aligned} I_{(\delta)} &= \int_0^{\delta} J_x dx = J_o \int_0^{\delta} e^{-x/\delta} dx \\ &= J_o \delta (1 - e^{-1}) = 0.632 I_o \end{aligned} \quad (3-7)$$

其中， I_o ：物體每單位長度的有效渦流 (A/m)

再由式 (3-6) 和式 (3-7) 推導可得知：

$$\begin{aligned} P_{(\delta)} &= \int_0^{\delta} J_x^2 \rho \cdot dx = J_o^2 \rho \int_0^{\delta} e^{-2x/\delta} dx \\ &= \frac{J_o^2 \delta}{2} \rho (1 - e^{-2}) = 0.865 P_o \end{aligned} \quad (3-8)$$

由式(3-7)與式(3-8)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 δ 內的工作表面，而約有消耗 87% 的功率，如圖 3.8。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：

$$P_o = I_o^2 \cdot \rho / 2\delta \quad (3-9)$$

$$I_o = \int_0^\infty J_x \cdot dx = J_o \int_0^\infty e^{-x/\delta} \cdot dx = J_o \delta \quad (3-10)$$

其中， P_o ：物體表層每單位面積所得的有效功率 (W/m^2)

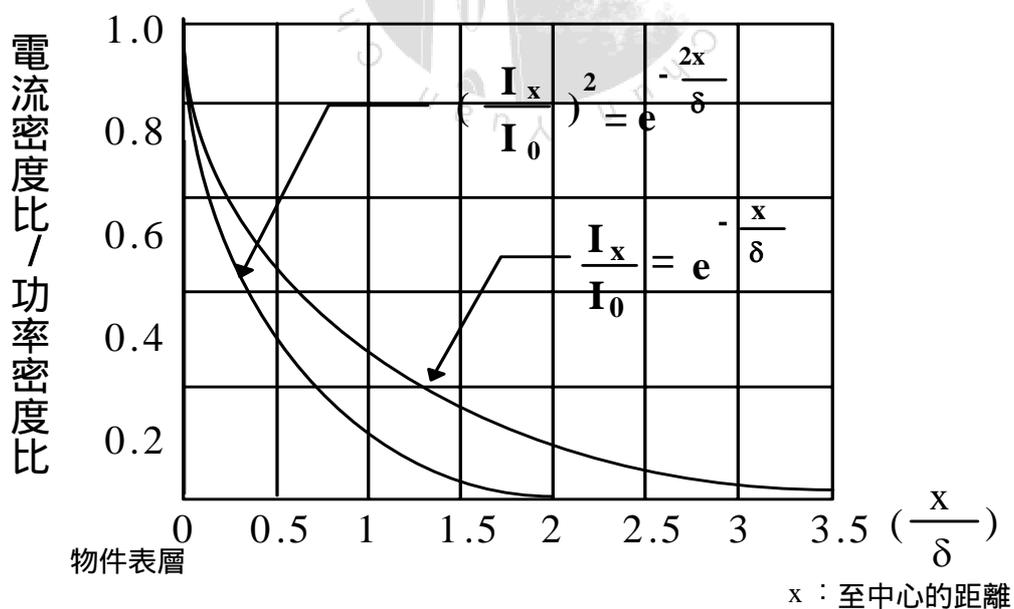


圖 3.8 加熱物件受集膚效應而導致的感應電流及功率之分佈

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 δ 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[27,41]

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 3.9 和圖 3.10 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。

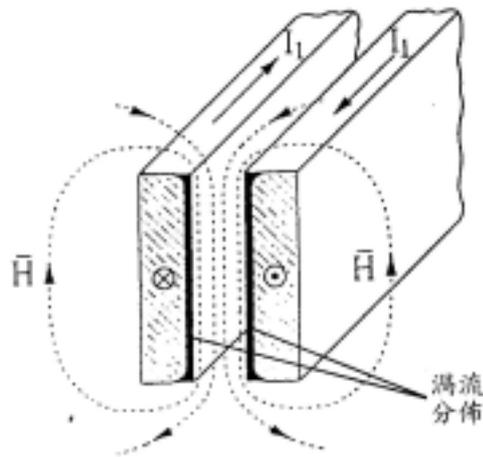


圖3.9 在平行的匯流板上的鄰近效應

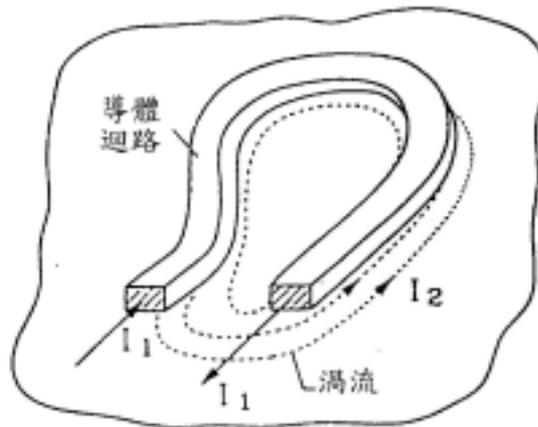


圖 3.10 在扁平的加熱物上的鄰近效應

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：

$$P = \frac{1}{2\sigma} \int (|\vec{J}_{skin} + \vec{J}_{prox}|)^2 d\vec{s} \quad (3-11)$$

$$P = \frac{1}{2\sigma} \int (|\vec{J}_{skin}|^2 + |\vec{J}_{prox}|^2 + 2\vec{J}_{skin} \cdot \vec{J}_{prox}) d\vec{s} \quad (3-12)$$

其中， σ ：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[40]

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 3.11 所示），而放在加工物件內部的內螺線型線圈則需要的的原因。

(4) 磁場集中效應[40]

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 3.11 所示。在加入磁通集中器後，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。

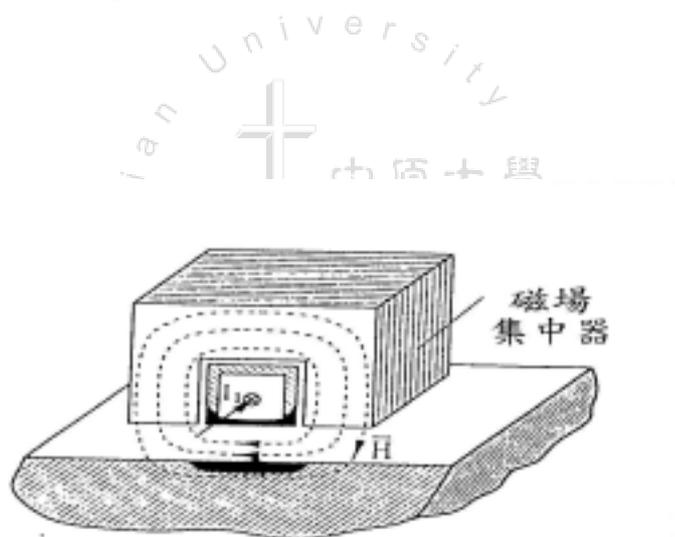


圖 3.11 磁場集中效應

(5) 邊界效應[41]

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 3.12 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。

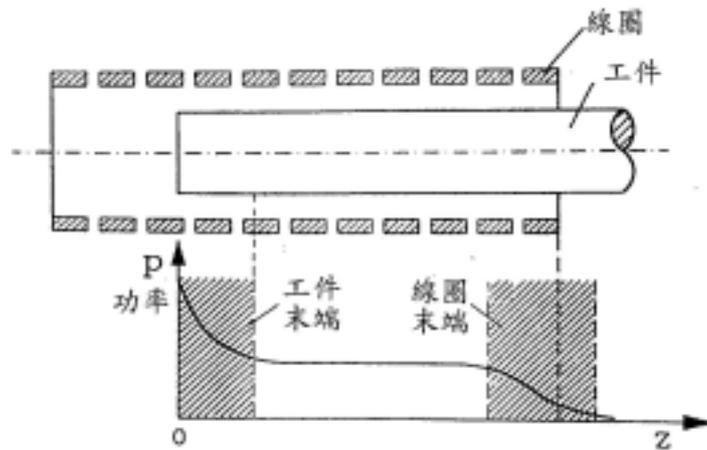


圖 3.12 由於工件和線圈的末端效應所導致的功率分佈

3.5.2 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 3.13 所示，通常磁滯損主要都是由鐵磁性的材料所產生的[26,30]。

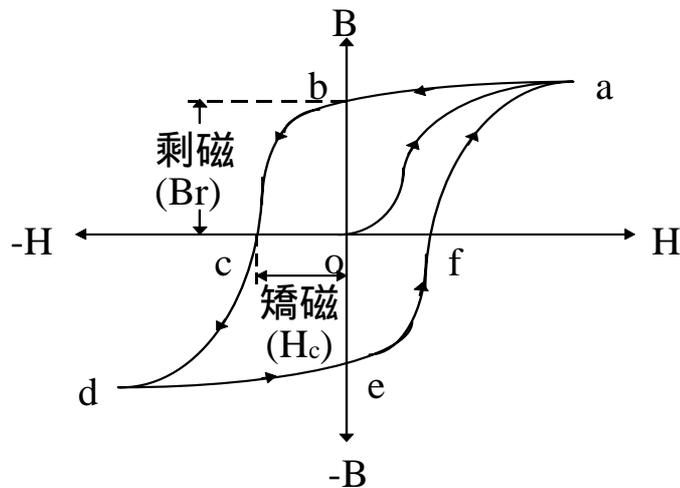


圖 3.13 磁滯曲線

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[46]：

$$P_h = K_h \cdot f \cdot B_m^x \cdot U \quad (W) \quad (3-13)$$

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[24,25,29]

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 3.14 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。

渦流損失，可用下列的近似公式表示：

$$P_e = K_e (B_{\max} \cdot f \cdot t)^2 \quad (W/Kg) \quad (3-14)$$

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)

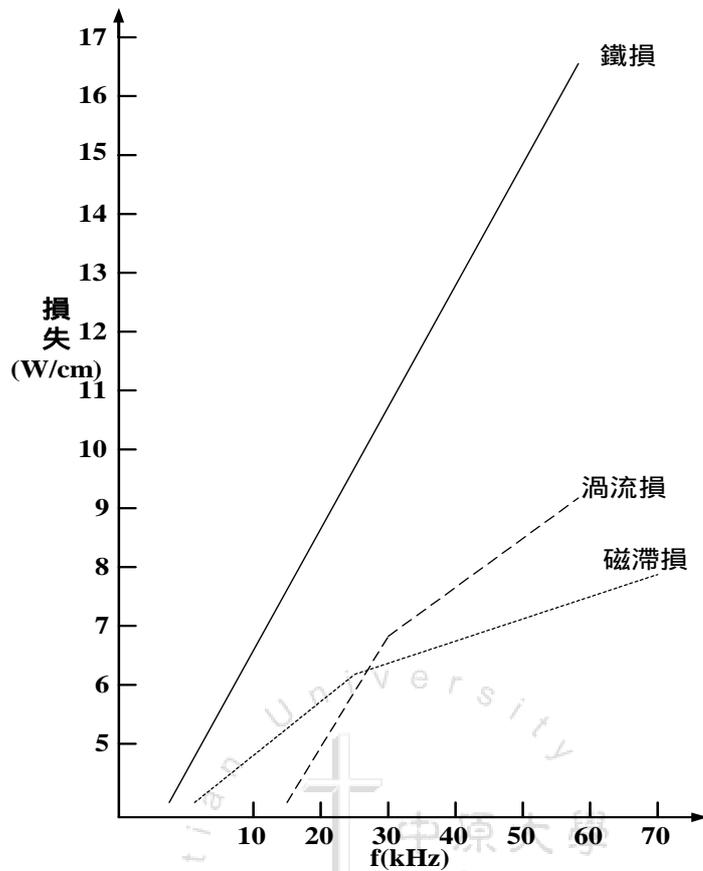


圖 3.14 鐵損與加熱頻率之關係

3.6 加熱負載參數模型

在電氣結構上，加熱負載是一個電感器，對線性介質而言，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 :

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{BA}{I} = \frac{\mu_0 I \pi r^2}{I \ell} = \frac{1}{\mathfrak{R}_m} \quad (3-15)$$

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:

$$L = K \frac{1}{\mathfrak{R}_m} \quad (H) \quad (3-16)$$

因此由式(3-16)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, 加熱線圈視為一次側, 而加工物件視為二次側, 其等效電路如圖 3.15 所示[22]。

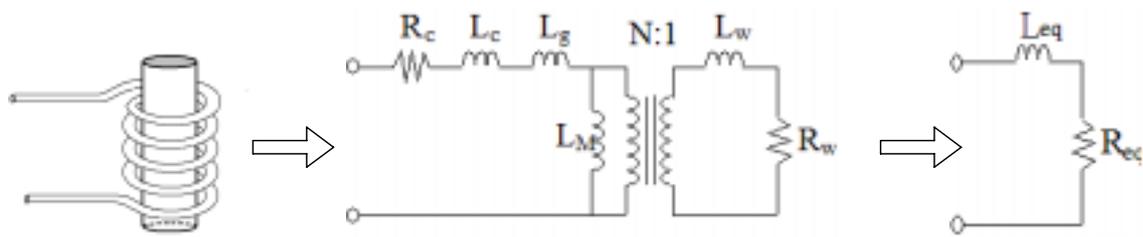


圖 3.15 加熱負載之參數模型

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：

$$Z_{eq} = R_{eq} + j\omega \cdot L_{eq} \quad (3-17)$$

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。



第四章 感應加熱器系統結構與分析

4.1 基本電路架構[19-21,28,36]

為了有利於高頻特性的發揮與整體成效考量,高頻感應加熱器電路的系統需求至少應包含：

- (1) 穩定且簡單的控制技術與方法。
- (2) 操作性能強健以及維護簡單。
- (3) 電磁干擾小。
- (4) 諧波少、噪音低。
- (5) 損失低、效率高。
- (6) 體積小、重量輕。
- (7) 設計與組裝容易。

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。

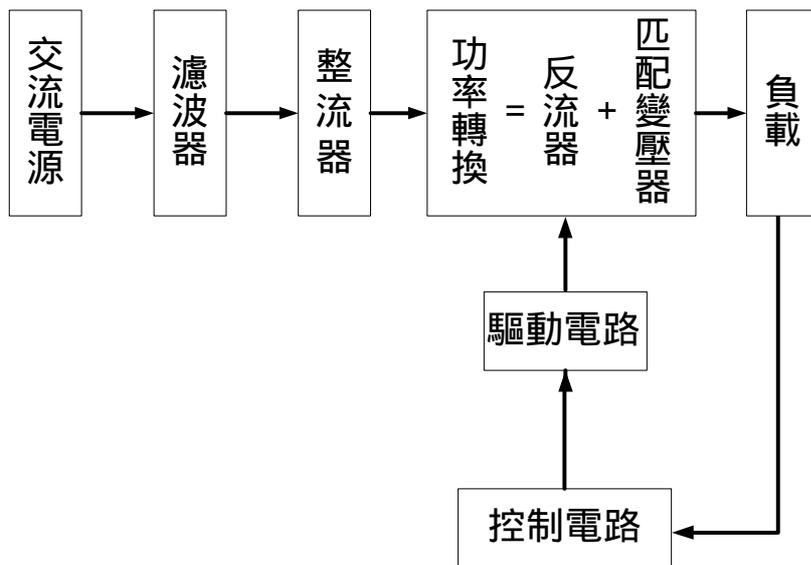


圖 4.1 高頻感應加熱系統方塊圖

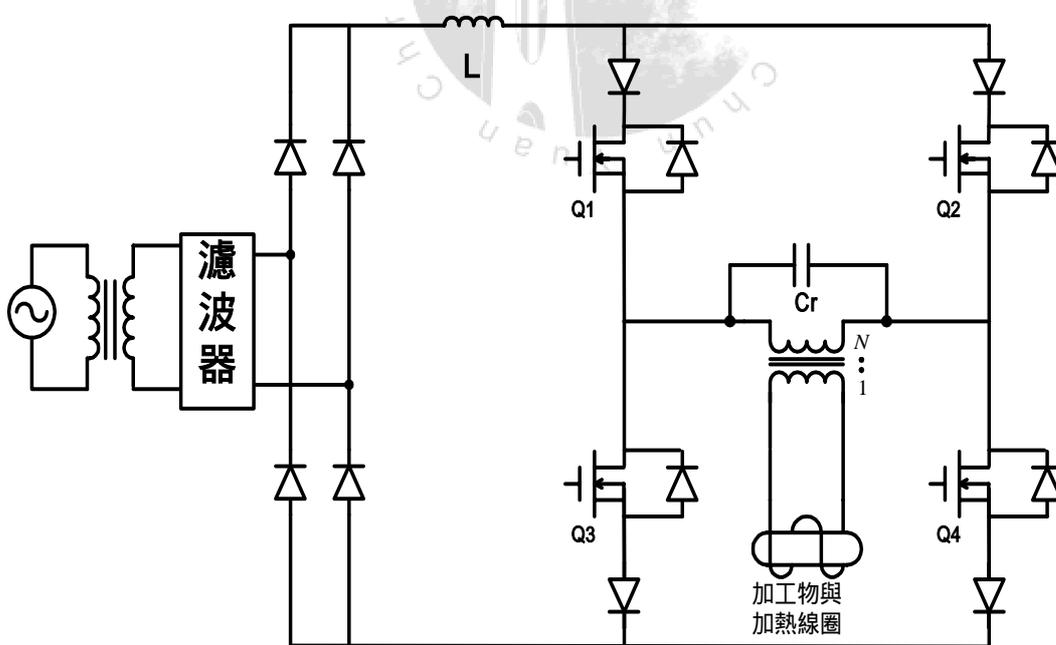


圖 4.2 感應加熱系統之電路架構

高頻感應加熱器其各單元之功能簡述如下：

- (1) 交流電源：提供單相，60Hz，220V 市電電源，經由自耦變壓器轉為 0~260V 電源範圍。
- (2) 整流濾波器：將交流電源轉換為穩定的直流電源。
- (3) 定電流源：整流器與返流器間加入大電感 L，使得進入反流器時為一個幾乎近似定電流源。
- (4) 反流器：DC/AC，提供非 60Hz 之交流電。
- (5) 驅動電路：執行高頻驅動、訊號隔離工作。
- (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) 共振電容：與加熱線圈及加工物件形成 RLC 並聯共振電路。
- (9) 負載：由加熱線圈及加工物件所組合而成。

4.2 高頻電源需求[18,43-46]

基於感應加熱系統高品質化特性，將加熱工作頻率提升至高頻區域（20kHz 以上），除了可使系統更具效率外，同時因單位體積內，具有更高的功率密度比，亦可使系統朝向輕薄短小之有利趨勢發展。尤其在金屬表面熱加工與半導體表面處理工作上，高頻的感應加熱工作，因為可以大幅減少材料表面氧化耗損，因此在成本考量上更可突顯其競爭性。

對高頻加熱系統而言，高頻化的好處除了上述說明外，其他的優點包括：

- (1) 更快的動態響應。
- (2) 傳導性與輻射性的電磁干擾，可以移向更高的頻率區域，而使遮蔽或抑制高頻電磁干擾更容易執行。
- (3) 可以使較小的磁性元件與電容，成本降低。

不過高頻化的結果，對感應加熱器之不同的次系統，卻有著兩極化的影響，對於負載而言，工作頻率越高加熱效果越好，這在第三章已做了說明，但對電源系統而言，頻率越高會增加動態損失、效率降低。在高頻下，感應加熱器的電路損失，大部份集中在反流器的功率

元件上，且依據其工作狀態，略分為飽和動作的穩態損失及切換損失，如表 4.1 所示。

表 4.1 高頻電路損失

項目	說明	改善方法
切換損失	四個功率元件，在切換過程分為兩組，在 ON、OFF 切換過程中存在高電壓、高電流，使功率元件中產生切換損失	零電壓切換 零電流切換
穩態損失	功率元件在 ON 或 OFF 狀態時之飽和穩態損失	功率元件製程管制 低損功率元件開發
PWM 驅動損(因 驅動電路為 PWM 方式)	切換損失 + 穩態損失	選擇上升及下降時間較短之功率元件 減少切換損失並提高驅動電路的驅動能力

換言之，切換損失是指功率元件由 ON 到 OFF 或由 OFF 到 ON 狀態的切換時，如圖 4.3 所示，在近似線性區域所消耗功率 $P_{d(sw)}$ ，以全橋式為例：

$$P_{d(sw)} = 4.7 \times V_{ds} \times I_d \times (t_r + t_f) \times f_{sw} \quad (\text{W}) \quad (4-1)$$

其中， V_{ds} ：汲、源極間電壓

I_d ：汲極電流

t_r ：功率元件上升時間

t_f ：功率元件下降時間

f_{sw} ：切換頻率

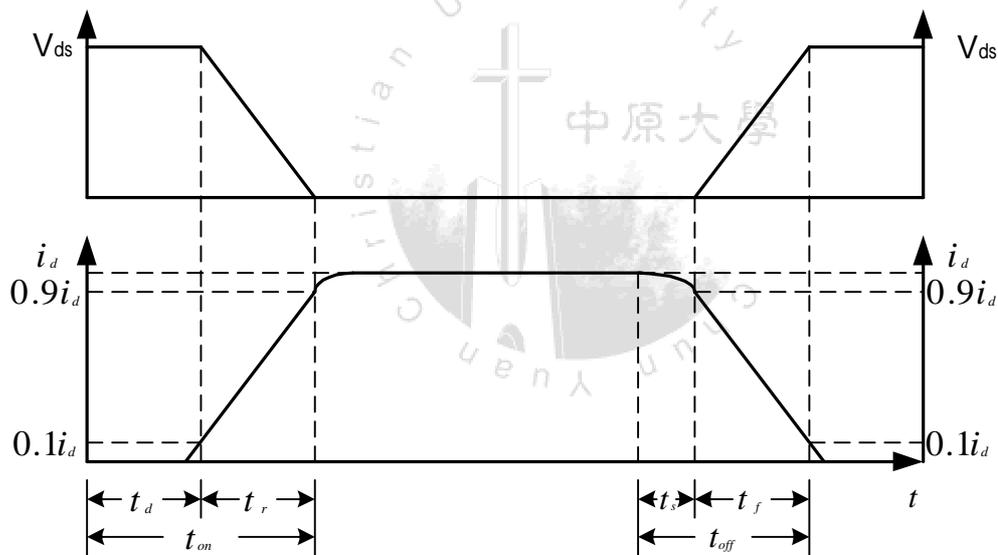


圖 4.3 功率元件上升與下降特性

至於穩態損失，存在功率元件為 ON 或 OFF 兩種狀態，可分別用等效電路來考量，如圖 4.4 所示。

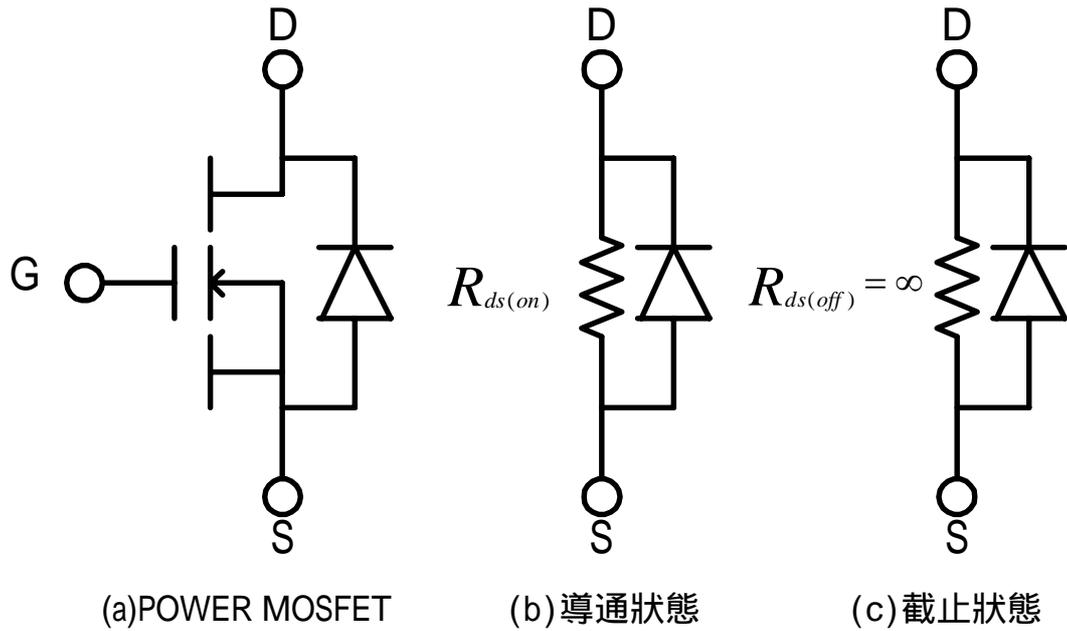


圖 4.4 功率元件穩態損失等效電路

功率元件在 ON 時，將功率元件內部電阻視為非常小，其損失 $P_{d(on)}$ 之值，依焦耳定律為

$$P_{d(on)} = I_d^2 \times R_{ds(on)} \quad (\text{W}) \quad (4-2)$$

同理

$$P_{d(off)} = I_d^2 \times R_{ds(off)} \quad (\text{W}) \quad (4-3)$$

因此，合併 (4-2) 式與 (4-3) 式，功率元件工作在 PWM 控制方式下的損失 P_d ：

$$P_d = D \cdot P_{d(on)} + (1-D)P_{d(off)} \quad (W) \quad (4-4)$$

此處的 D 表示功率元件平均的工作週期，或稱為責任週期 (Duty cycle)。

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \times 100\% \quad (4-5)$$

舉如圖 4.5 所示之例，平均工作週期為：

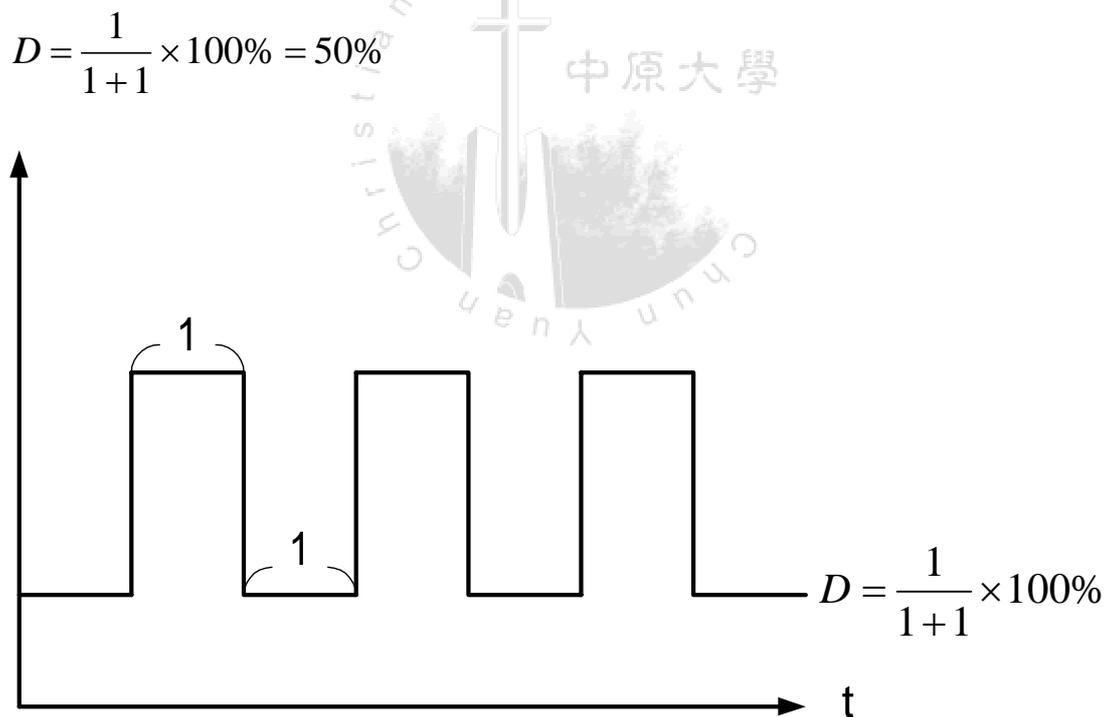


圖 4.5 工作週期定義

4.3 共振電路[20,31,32]

隨著電力電子技術的突破，使得電源供應系統的發展十分迅速，從早期低頻的線性穩壓器，到切換式穩壓器再演進到目前高頻的共振式電源系統。所謂共振式操作模式，可定義為工作在共振頻率附近範圍產生連續的正弦波電流或電壓波形，共振式電源系統之所以能取代切換式成為電源供應器的主流，主要是具有下列優點：

- (1) 較小的電磁干擾，適合高頻操作。
- (2) 較低的應力，導致較小的損失，較高的效應。
- (3) 開關工作於零電壓 (ZVS) 及零電流 (ZCS) 狀況下，損失減少，散熱片減少，使得體積減少，而且能維持在較高效率。
- (4) 在高頻下功率元件負載及匹配變壓器等所產生之寄生電容或電感可應用共振槽 (Tank) 的一部份，減少寄生元件所引起的不良效應。
- (5) 低價位高頻元件的開發，使得磁性元件體積減少，連帶的使得整個電源系統的體積與重量亦減少。

因此，共振式的設計目標為輕薄短小，而其主要重點在於強調精確的類比電子設計，良好的磁性元件分析及適當的控制系統。不過共振式電源系統，亦相對的具有待克服的缺點：

- (1) 操作、分析複雜。
- (2) 動態模式建立不易，驅動與控制困難度高。
- (3) 在共振槽內的電感及電容需承受較大的電壓及電流峰值。

從感應加熱器負載的觀點而言，共振式電源系統大致上可分為電壓源串聯共振式以及電流源並聯共振式兩種，而針對共振槽內等效電感 (L_{eq}) 和等效電容 (C_{eq}) 連接方式之不同，又可分為串聯負載共振式及並聯負載共振式兩種，如圖 4.6 所示，其中 R_{eq} 為線路上之阻抗，其值一般都很小。

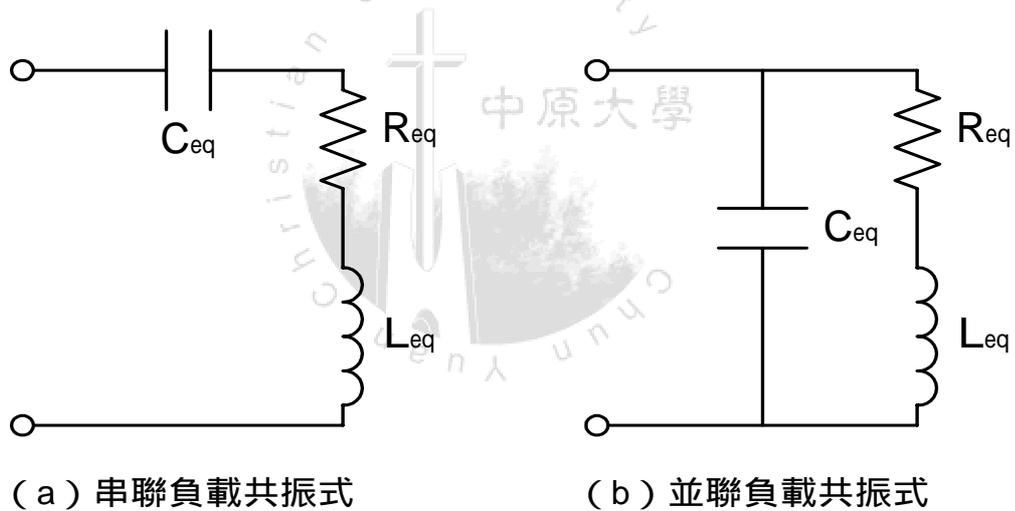


圖 4.6 感應加熱器負載型式

在 RLC 阻抗電路組合上，其電抗部份（虛部）為零時，稱為共振 (Resonant)，此時的頻率稱為共振頻率 f_o ，而在共振電路的兩端有最大的功率轉移，所以感應加熱器的工作頻率 f_w 要盡量保持近似於 f_o 。

4.4 反流器結構[13,18]

感應加熱器中，反流器的功能是将直流电源调变成高频率的交流电源提供至负载，进行高频感应加热。反流器的电路结构可分为电压型反流器(Voltage Source Inverter; VSI)与电流型反流器(Current Source Inverter; CSI)两种，如图 4.7 (a) 与图 4.7 (b) 所示。电压型反流器型式是在整流器与反流器之间，并联连接一容值大的电容，产生稳定的直流电压；而电流型反流器型式则在整流器与反流器之间，串联连接一感值大的电感，电感对流动的电流有儘可能保持定值的作用，产生稳定直流电流。如图 4.7 所示为全桥式的反流器，其与半桥式结构之不同，在于全桥式通过负载的电流为半桥式的两倍，而输出功率为半桥式的四倍，故可允许在较高功率下操作。

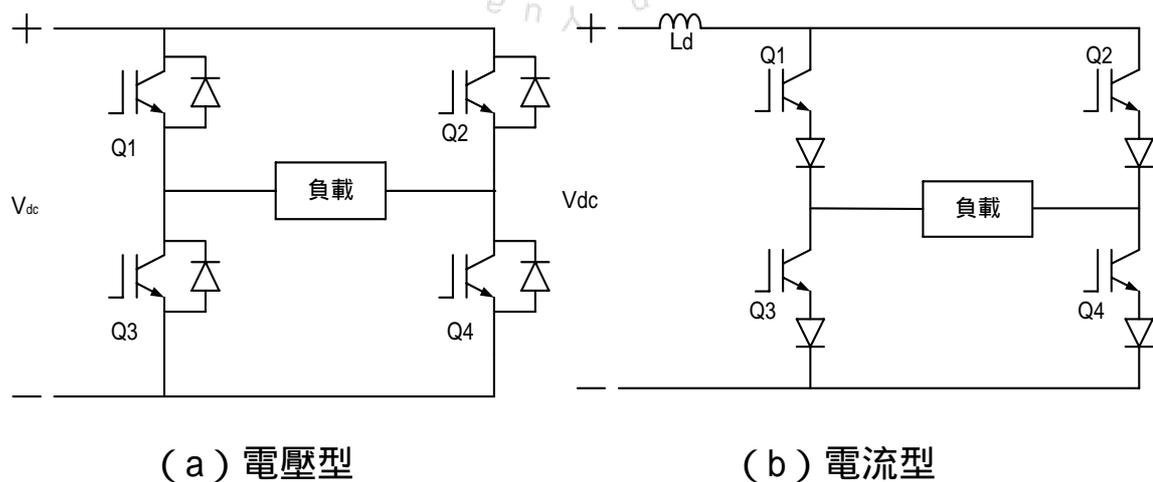


图 4.7 反流器电路结构

至於四個功率元件 Q1、Q2、Q3、Q4 各以 50% 之工作週期，在相差 180° 相位下成對操作，即 (Q1、Q4) 與 (Q2、Q3) 各為一對。值得特別注意的，圖 4.7 (a) 之電壓型反流器中 (Q1、Q3) 與 (Q2、Q4) 上下兩切換功率元件不可同時導通，否則會造成電壓源短路，將會有極大的短路電流發生；圖 4.7 (b) 之電流型反流器中 (Q1、Q2) 與 (Q3、Q4) 左右兩功率元件不可同時截止，不然電流源開路，將會有極大的開路電壓產生，進而破壞功率元件。基於上述說明，茲將電壓型反流器與電流型反流器之特性及差異，整理如表 4.2 所示。

表 4.2 電壓/電流型反流器特性與差異比較

項目 項次	串聯共振電壓型反流器	並聯共振電流型反流器
切換開關電流流向	雙向性	單向性
電壓阻隔能力	單向性	雙向性
輸出電壓	為方波	弦波
輸出電流	為弦波	方波
反向並接二極體	需	不需
串聯快速恢復二極體	不需	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、價格簡單	尺寸較大、較複雜
短路承受能力	差	佳
Turn-off time 容忍度	較差	較佳

4.5 功率開關元件與快速恢復二極體[13,18,33,43-45]

4.5.1 開關元件一般特性

由於功率開關元件種類眾多，因此在應用上考量因素不一，但對於高頻感應加熱器之設計而言，功率開關元件選擇條件可略分為下列幾項：

- (1) 可高頻操作。
- (2) 低功率消耗。
- (3) 寬廣的安全動作範圍 (Safety Operation Area : SOA)
- (4) 短的 turn - on 及 turn - off 時間。
- (5) 強的雜訊免疫力。
- (6) 簡單的保護電路。
- (7) 低功率閘極驅動, 且具有 turn - on 及 turn - off 控制能力
- (8) 能承受 turn - on 時較大的電流與 turn - off 時較大的電壓應力。
- (9) 高的電流密度。
- (10) 低的正向 (forward) 電壓降。

至於在功率與頻率之選擇，以目前常用的 GTO、POWER MOSFET、IGBT 為例，因各元件耐壓、耐流程度不同，一般可用圖 4.8 做為選擇參考。舉例來說，GTO 的工作頻率最高為 10~15kHz，而 POWER MOSFET

可達 MHz 級，所以對於：

切換速度：MOSFET > IGBT > GTO

最大功率：GTO > IGBT > MOSFET

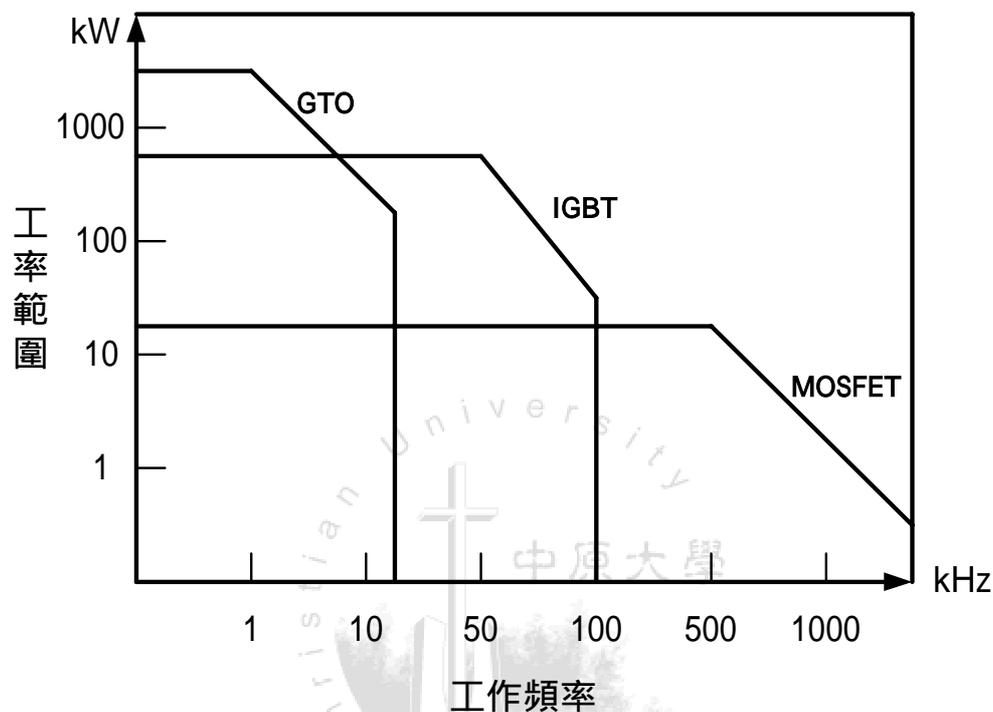


圖 4.8 功率開關元件功率與頻率工作範圍

4.5.2 POWER MOSFET 與 IGBT 結構

POWER MOSFET 為電功率金氧半場效電晶體 (Power Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 之縮寫，而 IGBT 則是隔離閘極雙極電晶體 (Insulated Gate Bipolar Transistor) 之簡稱，兩者均屬多數載子動作之功率元件，其閘極接面結構分別如圖 4.9 與圖 4.10 所示，其中 n^+ 緩衝層 (buffer) 主要是在降低功率元件導通時之

電位差，以減少 turn - off 時間；至於兩種架構相似，因此有 turn - on 及 turn - off 特性與閘極驅動之電容負載討論類似，唯一差別是 IGBT 在汲極端增加一個 P^+ 層，而有一個額外的 PN 接面，因此在靜態 (Steady state) 下，IGBT 可視為是 n 通道的 MOSFET 在推動一個雙極性的 PNP 電晶體，而此 PNP 電晶體不同，因為其基極 (base) 寬度較大，且依據 V_{CE} 變動而調整。

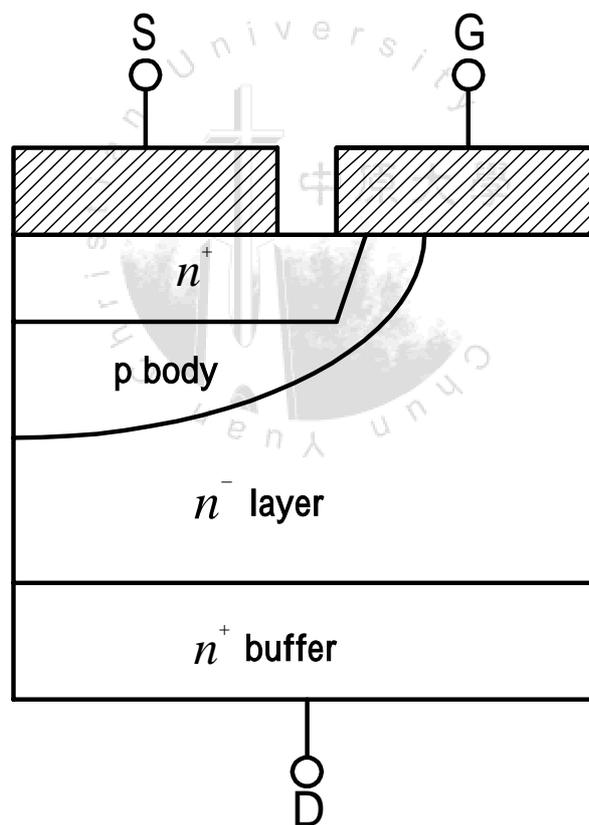


圖 4.9 POWER MOSFET 閘極輸入半邊對稱 Layout

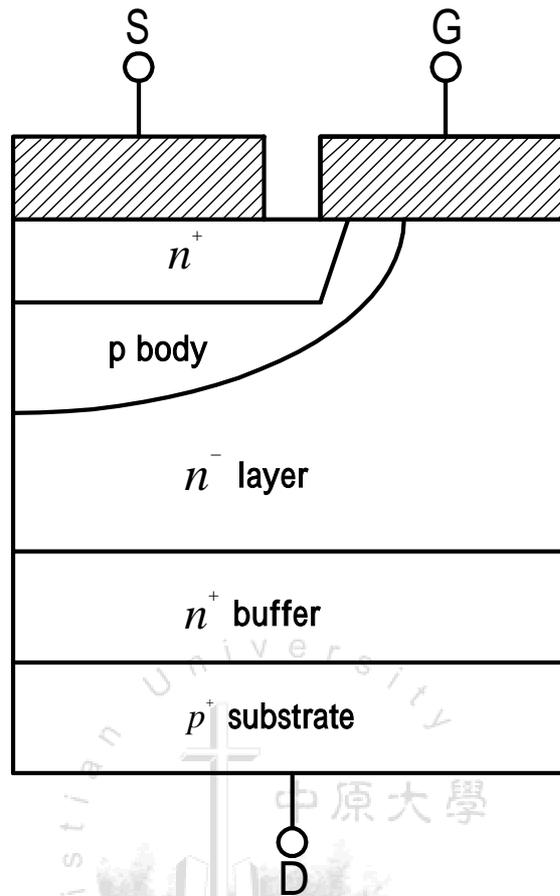


圖 4.10 IGBT 之閘極輸入半邊對稱 Layout

4.5.3 POWER MOSFET 與 IGBT 電氣特性

由於感應加熱工作於高頻狀況下和低頻時相比，不論加熱負載部份或反流器本身均有甚多優點，因此將可工作於較高頻之 IGBT 或 POWER MOSFET 取代雙極性電晶體成為反流器之主流，一直是工業界努力方向之一，就 MOSFET 而言與 BJT 比較具有下列特色：

- (1) 在閘極與源極間披覆一層氧化矽，可供作電氣隔離，因此僅有微量的漏電流，會由所供所供應的電壓源進入閘極，所以 MOSFET 具有極高輸入阻抗與增益，為電壓控制型元件，且驅動功率小。
- (2) 結構上為多數載子動作，無須再由外界注入載子，因此儲存時間 (Storage time) 幾乎不存在，所以可以高速切換。
- (3) 適當設定啟閘電壓 (約 2.5V~6V)，除可驅動外並可增加耐雜訊特性，電路也可以簡化。
- (4) 具有負的溫度係數，即功率元件溫度上昇，電阻值卻變小，所以不會因熱而產生二次打穿 (Secondary Breakdown) 現象，熱穩定性高。
- (5) 並聯操作容易。

不過，MOSFET 仍有其缺點，一旦導通，電阻太小，無法適用於高耐壓化。

IGBT 的出現主要是將 BJT 無法在高頻動作，以及 MOSFET 無法耐高壓、耐大電流之缺點祛除。其具有混合 MOSFET 高輸入阻抗及 BJT 大輸出電流之特點，換言之，IGBT 就是將 POWER MOSFET 視為一個控制閘，去驅動一個反相達靈頓 BJT 電路，如圖 4.11 所示。

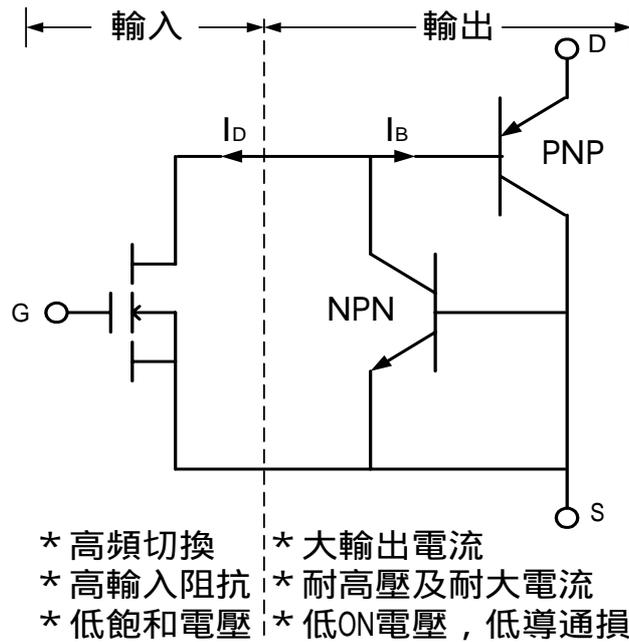


圖 4.11 IGBT 電路架構

因此 IGBT 與 POWER MOSFET 或 BJT 相比較，具下列特性：

- (1) 在功率元件中，寄生電容決定了切換速度，寄生電阻決定了導通時功率損失，IGBT 在製造上不像 MOSFET 有寄生二極體，所以功率密度較 MOSFET 大。
- (2) IGBT 與 MOSFET 由於其操作速度比 BJT 快很多，因此就產生了突波 (Surge)，且 $\frac{dv}{dt}$ 增大，因此必須有適當的緩振電路 (Snubber)，一旦頻率增高 (約大於 50kHz) 時，將產生不必要的射頻干擾 (RFI)，所以控制電路較複雜。
- (3) IGBT 在低電流時有負的溫度係數，但在高電流時溫度係數為正，適用於並聯使用。

(4) 因 IGBT 的 C_{gd} 電容很大，充電時間長，而且在 IGBT Turn - off 時，n 通道 MOSFET 停止導通，使得內部 PNP 雙極性電晶體沒有放電路徑(如圖 4.12 所示)，便有了尾巴(tail)電流產生，因此，有較長的 Turn - off 時間，如圖 4.11 所示，使得傳送輸入訊號跨越工作區，進入 ON 所需時間拉長，因此 IGBT 所能工作頻率最大值略低於 MOSFET，又因為 IGBT 與 MOSFET 都是多數載子動作，但 BJT 為少數載子動作，所以 IGBT 之工作頻率又遠高於 BJT。

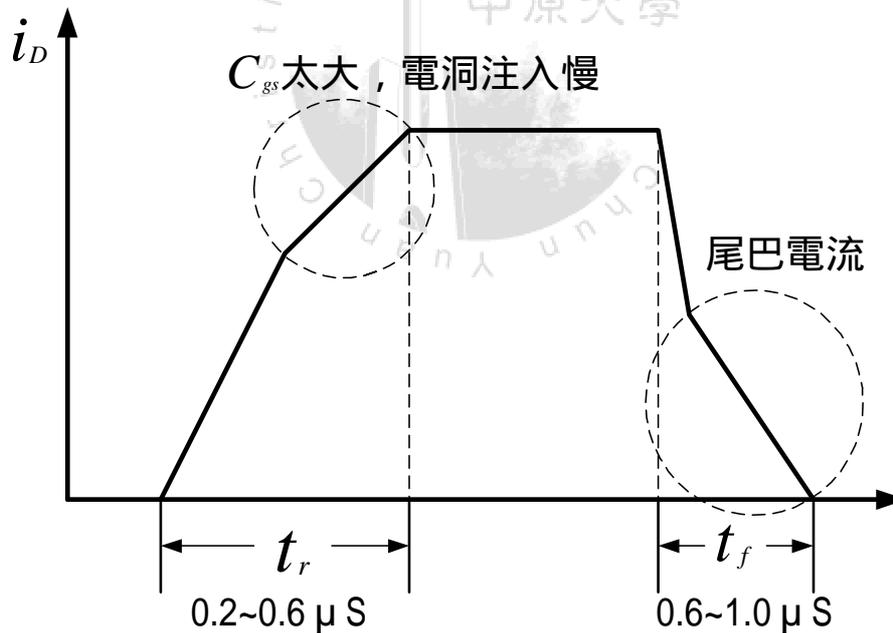


圖 4.12 含有尾巴電流的 IGBT 切換波形

(5) 將一電壓輸入 IGBT 或 MOSFET 之閘極，因電場效應會吸引電子到閘極端，並且排斥電洞，如果加在閘極上之電壓足夠大，則將在電晶體的閘 - 源極間建立一個通道，允許電流通，功率元件導通，一旦電壓太小，通道消失後就進入 OFF，所以是一種電壓驅動元件，驅動功率小，損失也較小。

因此，IGBT 之切換速度遠低於 MOSFET，且 Turn - off 損失也極大，不過，仍有其特點：

- (1) 順向傳導電流密度大。
- (2) 較寬廣的安全動作範圍 (SOA)。
- (3) 額定電壓及電流較高。
- (4) 較低的飽和電壓。

在某情形下，為提高功率開關元件之使用額度，會串聯多個功率元件，以耐更高的電壓；會並聯多個功率元件，以耐更高的電流。總之，IGBT 或 POWER MOSFET 在設計上的重要課題至少應包括以下三項：

- (1) 良好而穩定的閘極驅動。
- (2) 確保安全動作範圍。
- (3) 過電流、電壓與短路保護。

4.5.4 快速恢復二極體

在電流源反流器 (CSI) 架構中，功率開關必須串聯二極體，用來阻斷功率開關上的反向電壓，而為確保功率開關不因為反向電壓，而損毀，此所串聯的必須是快速恢復型。通常快速恢復型二極體具有很短的反向恢復時間 (reverse recovery time; t_{rr})，通常低於 $5 \mu\text{s}$ 。

圖 4.13 為實際二極體的反向恢復特性之順向電流變化情形。

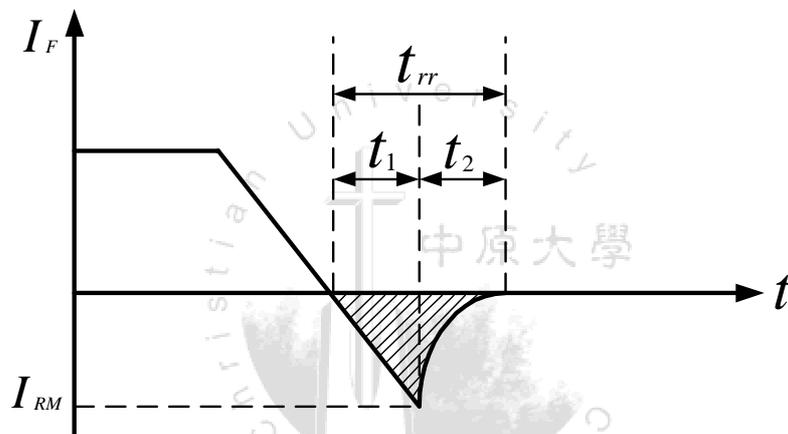


圖 4.13 實際二極體的反向恢復特性

t_1 ：儲存於接面空乏區內電荷所延遲時間

t_2 ：儲存於半導體材料本體中之電荷時間

$$t_{rr} = t_1 + t_2 \quad (4-6)$$

而 $\frac{t_1}{t_2}$ 之比值，稱為柔和因數 (softness factor)

圖 4.13 之近似倒三角形的斜線面積即代表儲存之電荷 Q_{RR} ，因縱軸（電流）乘上橫軸（時間）滿足 $Q = I \cdot t$ 公式。斜線面積可以近似三角形面積計算（ t_2 區間之弧線近似成直線）。

$$Q_{RR} \cong \frac{1}{2} I_{RM} \cdot t_{rr} \quad (4-7)$$

或

$$I_{RM} \cong \frac{2Q_{RR}}{t_{rr}} \quad (4-8)$$

峰值反向電流 I_{RM} ，可以利用電流變化率 $\frac{di}{dt}$ 表示

$$\frac{I_{RM}}{t_1} = \frac{di}{dt} \quad (4-9)$$

或

$$I_{RM} = t_1 \cdot \frac{di}{dt} \quad (4-10)$$

(4-8) 等於 (4-10)，得到

$$t_{rr} \cdot t_1 = \frac{2Q_{RR}}{di/dt} \quad (4-11)$$

一般而言， $t_1 \gg t_2$ ，所以 $t_{rr} \approx t_1$ ，因此 (4-11) 式可改寫成

$$t_{rr} \cong \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{di/dt}} \quad (4-12)$$

將 (4-12) 式代回 (4-6) 式可求得

$$I_{RM} = \sqrt{2Q_{RR} \frac{di}{dt}} \quad (4-13)$$

理想而言，二極體應該沒有反向恢復時間，即 $t_{rr} \approx 0$ 。換句話說，儲存電荷 Q_{RR} 亦為零。因此，製造此種二極體的成本較高。

4.6 高頻驅動與隔離[39-43]

4.6.1 高頻驅動

通常 POWER MOSFET 和 IGBT 在低頻工作時，大多不需要太大的驅動能力，不過在高頻時，由於閘間電容充放電速度趨緩，影響切換切換速度，因此如何縮短閘間電容充放電的時間，是提升工作頻率的重要前提。

由於電功率元件的切換動作是一種電荷轉移現象，因此其導通是始於向輸入電容充電開始，其驅動電流 i 為：

$$i = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV}{dt} \quad (\text{A}) \quad (4-14)$$

又 POWER MOSFET 和 IGBT 為電壓驅動元件，因此為了在汲極 (D) 端產生 I_d ，必須在閘極 (G) 與源極 (S) 間提供一額定的 V_{gs} ，對 MOSFET 而言， V_{gs} 約為 10 伏特，對 IGBT 約為 ± 15 伏特較適當，均比 BJT 的 0.6 伏特即可導通為高，所以抑制雜散突波干擾能力較強。在高速切換需求下，驅動電路的輸出再加入電流放大電路，除了可降低驅動電路的輸出阻抗外，還可以增大峰值電流。

4.6.2 隔離元件

由於組成全橋式反流器上四個功率元件的參考電位不盡相同,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,以利傳送不同電壓準位的控制訊號,以防止功率級波及控制級。為了將控制訊號,不失真的通過電氣隔離電路,一般常使用的驅動隔離電路,大致上分為兩種,光耦合器隔離以及脈波變壓器隔離,其比較如表 4.3 所示。

表 4.3 光耦合器與脈波變壓器隔離比較

項目	光耦合器	脈波變壓器
工作原理	以光為媒介傳輸信號,在輸入端電流流經 LED 會產生光源,而在輸出端有一光電晶體為檢光器,依光的強弱而激發電源	係利用變壓器將脈波能量無損的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。

4.7 脈波寬度調變 (PWM) 工作原理[43]

PWM 的輸出為方波，經由一 ON-OFF 信號驅動功率元件的閘極，因此藉由脈波寬度的改變，轉成功率元件的 ON 和 OFF 時間，在 ON 期間內調整並控制輸出電壓，由工作週期 (Duty cycle : D) 的大小來提供輸出電壓至所需的值，我們稱之為脈波寬度調變，如圖 4.14 所示。

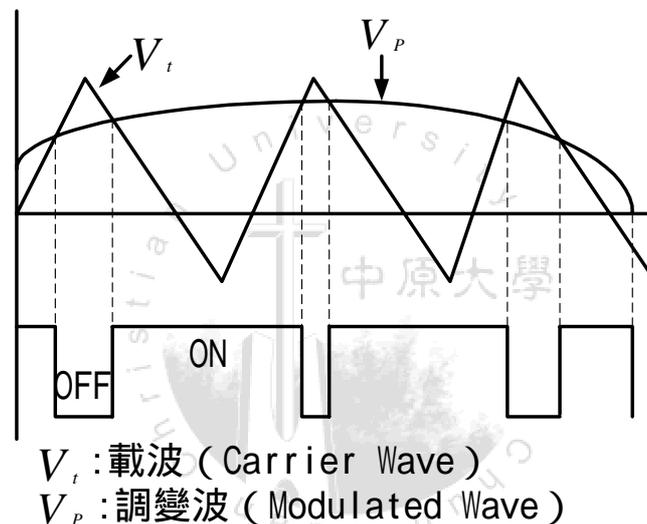


圖 4.14 脈波寬度調變

$V_p > V_t$ 時，則驅動開關元件信號 ON

$V_p < V_t$ 時，則驅動開關元件信號 OFF

其中，工作週期 $D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{V_o}{V_{in}}$ (4-15)

當迴授輸入電壓下降或負載增加時，D 要調大；同理，當輸入電壓上升或負載減少時，D 要調小。

因此，PWM 工作波形有下列特點：

- (1) 振幅固定。
- (2) 脈波寬度的時間可調。
- (3) 脈波寬度正比於調整信號瞬時振幅大小。
- (4) 同一 PWM，工作週期可能不同，但其頻率卻相同。

一般 PWM 產生原理，是將線性良好的斜坡或三角波 (V_t) 和要調變信號 (V_p) 同時送入電壓比較器，如果輸入的 V_p 電壓過高，則 PWM 變窄，反之輸入的 V_p 電壓過低，PWM 寬度變寬。



第五章 高頻感應加熱器製作與實測

5.1 元件的選取

5.1.1 整流器的選取

輸入電壓為 V_{AC} ，輸出功率 P_o ，切換頻率 f_s ，直流 Bus 電壓為

$$V_{DC} = \sqrt{2}V_{AC} \quad (5-1)$$

根據輸出功率 P_o ，以及考慮反流器的效率 η ，因此整流器輸出功率為

$$P_d = \frac{P_o}{\eta} \quad (5-2)$$

故整流器的輸出電流為

$$I_d = \frac{P_d}{V_{AC,max}} \quad (5-3)$$

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。

5.1.2 抗流線圈 (Choke) 的選取

電流型反流器架構中，整流器與反流器之間，串聯連接一感值大的電感 (choke)，電感對流動的電流有儘可能保持定值的作用，產生

穩定直流電流。如圖 5.1 所示，本研究所選用的由美國 Micrometals 公司所生產的 T400-60D 型鐵粉芯環形鐵芯，根據 Data sheet 查知，將 # 13 號線繞在 T400-60D 型鐵芯上 150 圈，便可獲得耐流 15A，以及近似 5mH 的感值，使得電源輸出近似電流源型式。

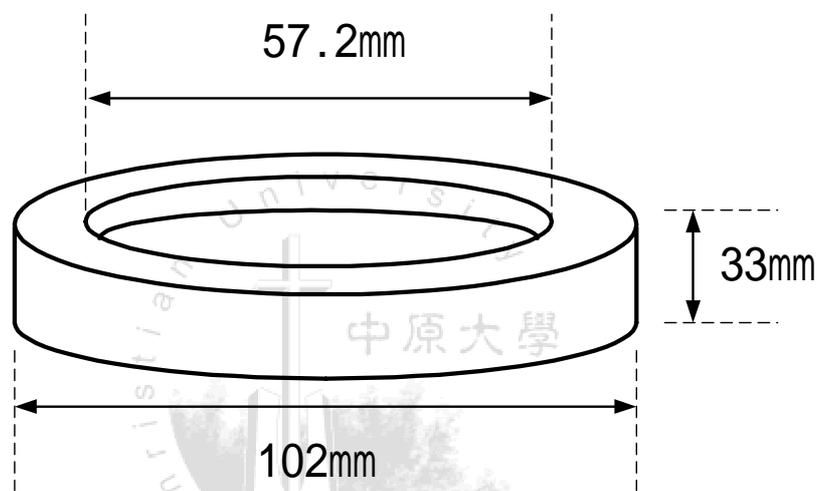


圖 5.1 抗流線圈鐵芯規格

5.1.3 功率開關元件的選取

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。基於上述考量，最後決定採用 IR 公司所生產的 IRFP460A，來做為開關元件。其主要相關規格表 5.1 所示。

表 5.1 IRFP460A 規格

項目	測試條件	額定值
汲極-源極電壓		500V
汲極電流	$T_c=25^\circ\text{C}$, $V_{GS}=10\text{V}$	20A
閘極-源極電壓	Continuous	$\pm 30\text{V}$
汲極-源極導通電阻	$V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=12\text{A}$	0.22
輸出電容	$V_{GS}=0\text{V}$, $V_{DS}=25\text{V}$, $f=1\text{MHz}$	410pF
切換上升時間		8ns
切換導通延遲時間	$V_{DD}=250\text{V}$, $I_D=20\text{A}$, $R_G=4.3$,	13ns
切換下降時間	$R_D=13$	6ns
切換截止延遲時間		41ns
閘極-源極電荷量	$V_{GS}=10\text{V}$, $V_{DS}=400\text{V}$, $I_D=20\text{A}$	18nC
閘極-汲極電荷量	$V_{GS}=10\text{V}$, $V_{DS}=400\text{V}$, $I_D=20\text{A}$	22nC

5.1.4 快速恢復二極體的選取

為確保反向電壓不會損壞開關元件，所以在各開關元件上各串聯一個快速恢復型二極體，以保護開關元件，所以本研究採用 IXYS 公司所生產的 DSEI30-06A 快速恢復二極體，來做為開關元件的保護。其主要相關規格如表 5.2 所示。

表 5.2 DSEI30-06A 規格

項目	測試條件	額定值
反向恢復峰值電壓		600V
順向平均電流	$T_c=65$	20A
順向有效電流	$T_{VJM}=150$	70A
最大順向電壓	$T_{VJ}=150$	1.4V
最大順向電流	$T_{VJ}=150$	37A
逆向恢復時間	$T_{VJ}=25$	35ns
反向峰值電流	$T_{VJ}=100$	10A
最大總功率損		125W

5.2 控制電路分析與製作[37,38]

本研究控制電路由 Uni trode 公司之 UC3875PWM 控制電路 IC 產生脈寬調變改變輸出電壓，其內部接線如圖 5.2 所示，實際外部接線如圖 5.3 所示，工作頻率可由 Pin16 之電阻電容值決定之，其值的決定可參考如圖 5.4 所示的 Data sheet 所提供之對照圖。

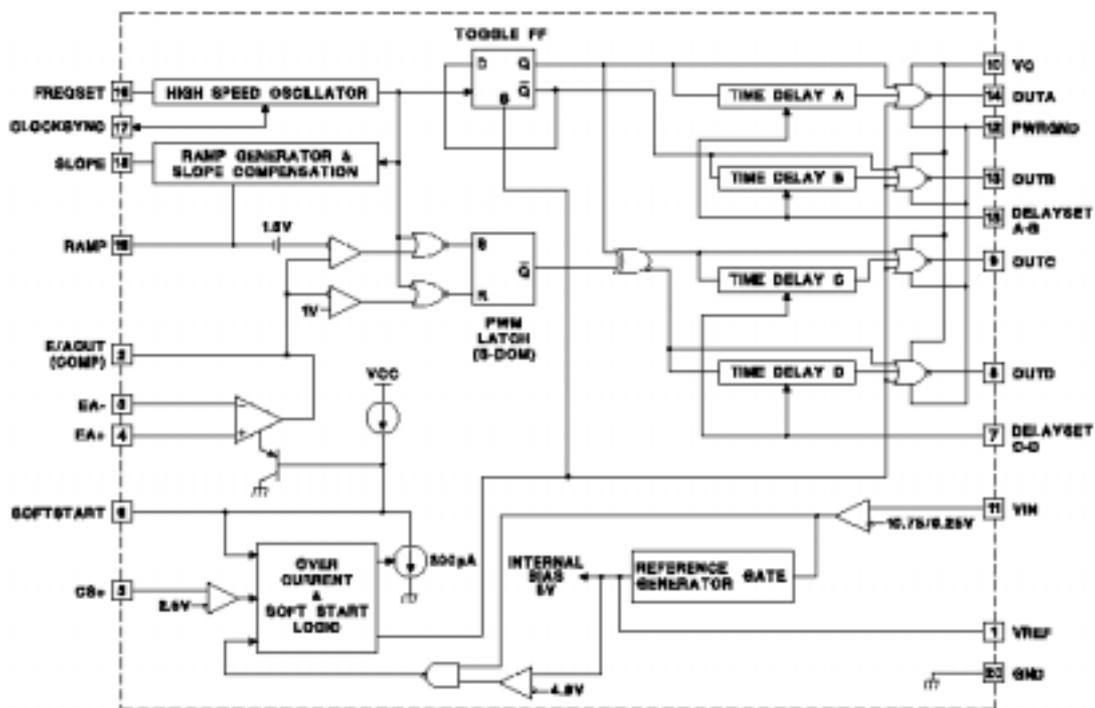


圖 5.2 UC3875PWM 控制 IC 內部接線圖

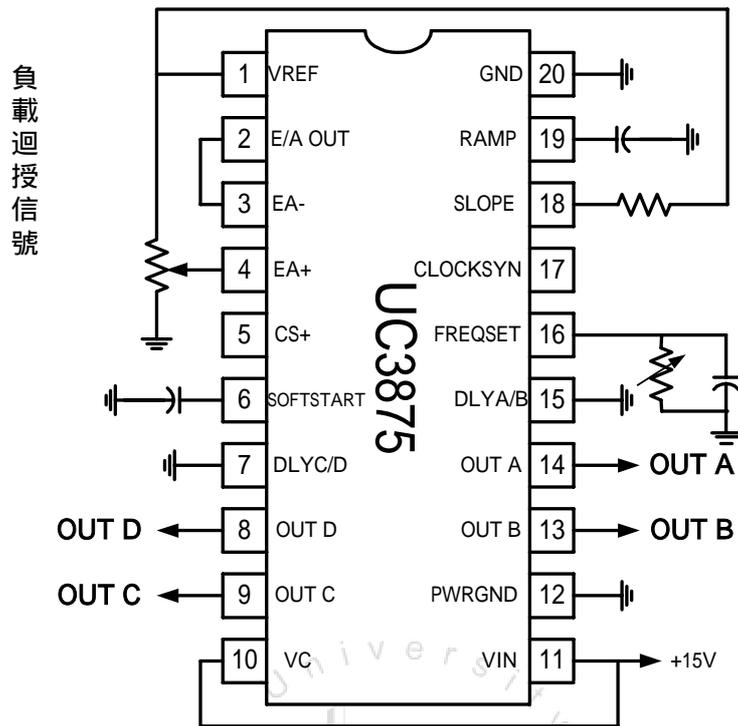


圖 5.3 PWM 控制 IC-UC3875 基本接線圖

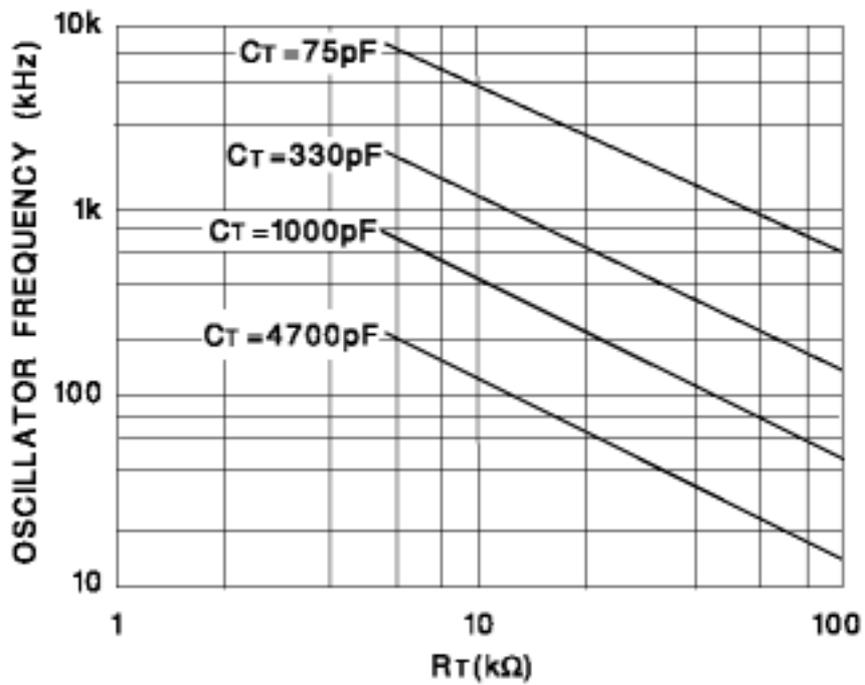


圖 5.4 工作頻率選擇對照圖

本控制電路將 UC3875PWM 控制 IC 的 Pin15 (DLYA/B) 及 Pin7(DLYC/D)接地，使脈波調變輸出信號 OutA、OutB 及 OutC、OutD 的責任週期 (Duty cycle) 維持在 50%，圖 5.5 及圖 5.6 所示，分別為脈波調變輸出信號 OutA、OutB 及 OutC、OutD 之波形，由圖得知，OutA、OutD 以及 OutB、OutC 互為對稱波形。

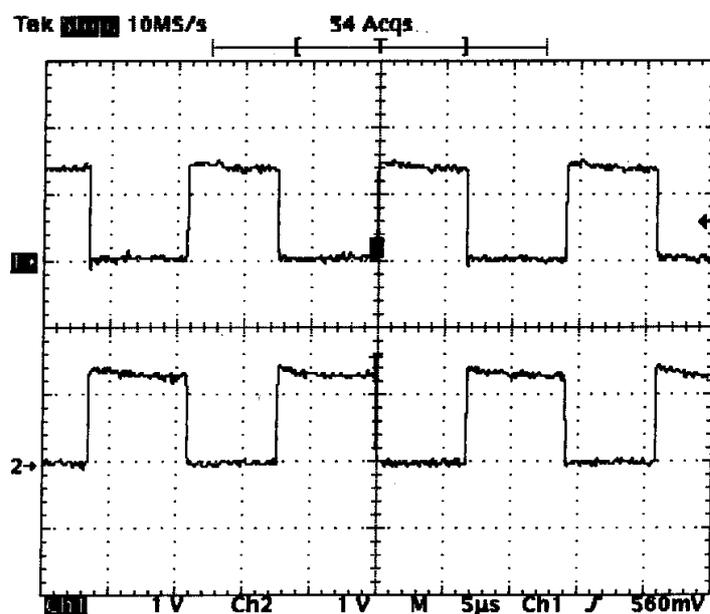


圖 5.5 UC3875 脈波調變輸出信號 OutA (上) 及 OutB (下) 的電壓
波形 (10V/div、5 μ s/div)

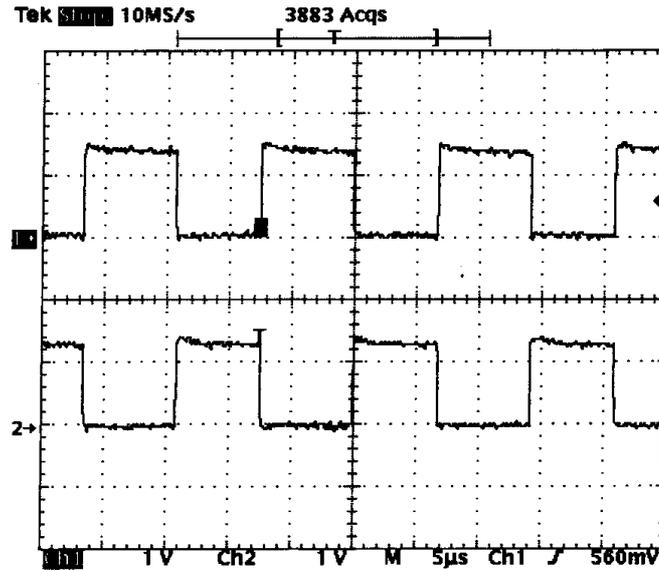


圖 5.6 UC3875 脈波調變輸出信號 OutC (上) 及 OutD (下) 的電壓
波形 (10V/div、5µs/div)

5.2.1 重疊時間 (Overlap time) 控制電路製作

由於本研究所用的是電流型反流器型式，如圖 4.2 所示，其中 (Q1、Q2) 與 (Q3、Q4) 左右兩功率開關不可同時截止，不然電流源開路，將會有極大的開路電壓產生，進而破壞功率元件，為了避免如此，所以便設計 Overlap time 信號提供給功率開關。由 UC3875PWM 控制 IC 產生的脈波調變輸出信號 OutA、OutB 及 OutC、OutD 後，利用 $T = R \cdot C$ 的原理，如圖 5.7 (a) 所示，一般的情形是將電容值 C 固定，調整電阻值 R，以改變輸出波形的斜率，當 R 值愈大時，T 就愈大，其斜率愈小。之後再透過 IXYS 公司所生產之 IXDN404PI 的低

邊開極驅動 IC (Low Side MOSFET/IGBT Gate Driver) 處理，就可以獲得所要的 Overlap time 信號，如圖 5.7 (b) 所示，其實際量測波形如圖 5.8 所示，為尚未改變其輸出信號斜率之波形，圖 5.9 所示，為已經改變其輸出信號斜率之波形。

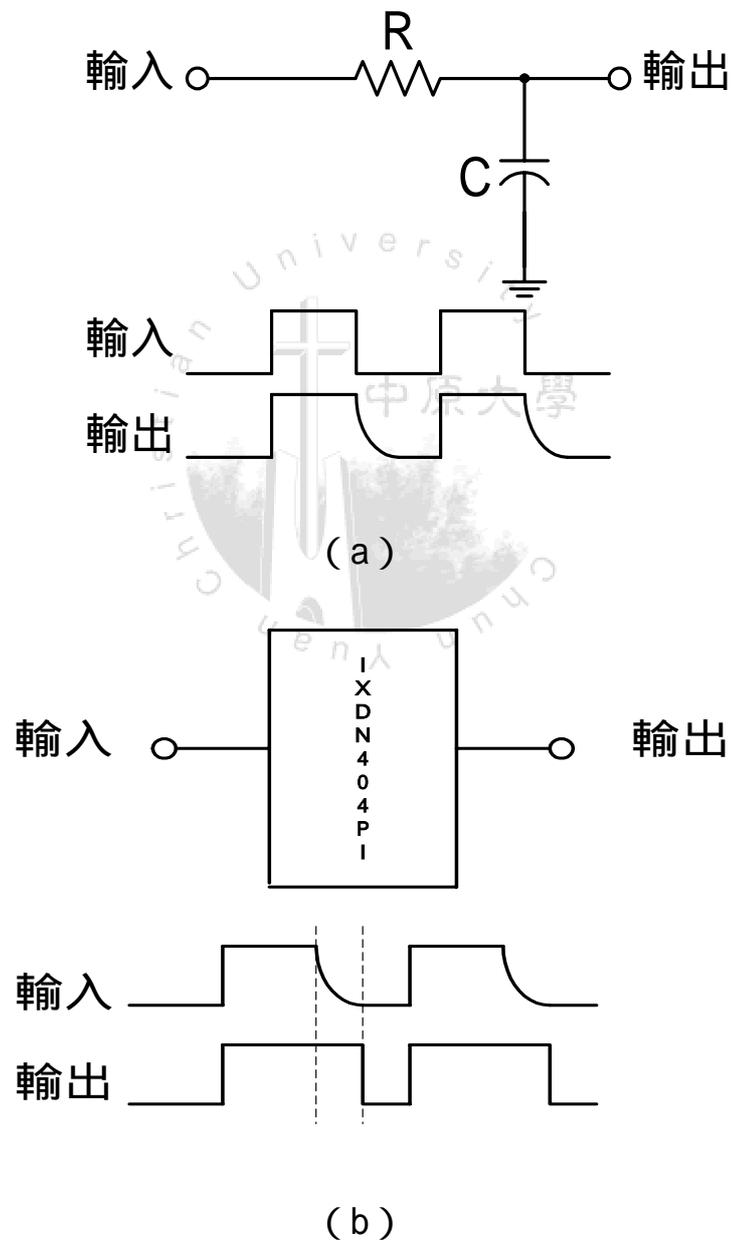


圖 5.7 改變輸出波形斜率及 overlap time 示意圖

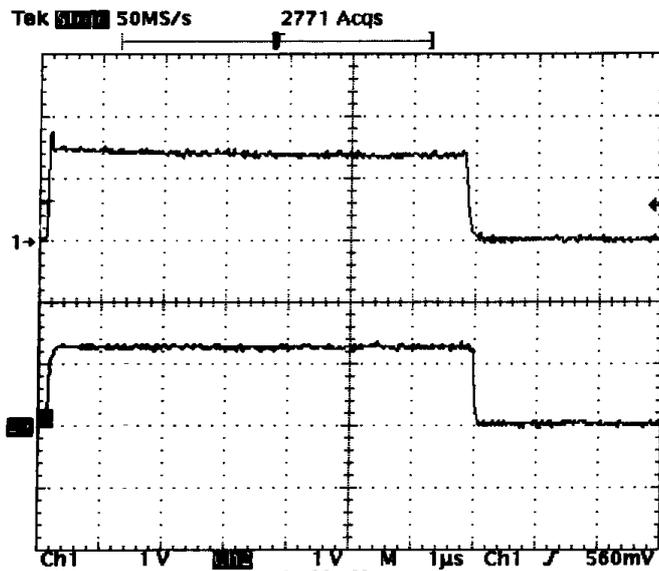


圖 5.8 未改變輸出信號斜率之波形 (10V/div、1μs/div)

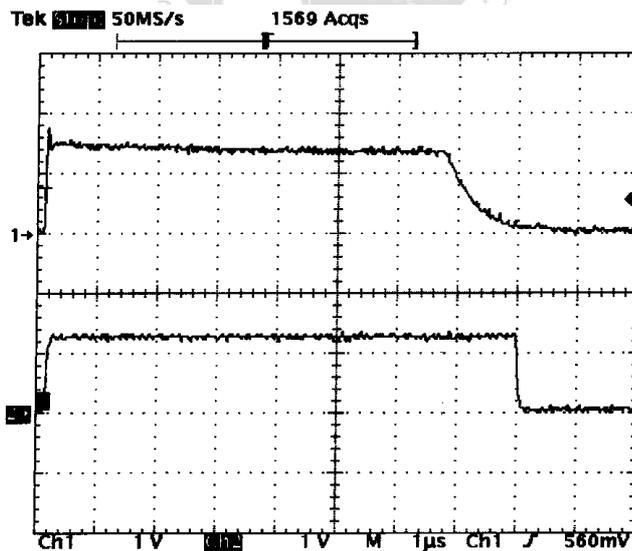


圖 5.9 改變輸出信號斜率後之波形 (10V/div、1μs/div)

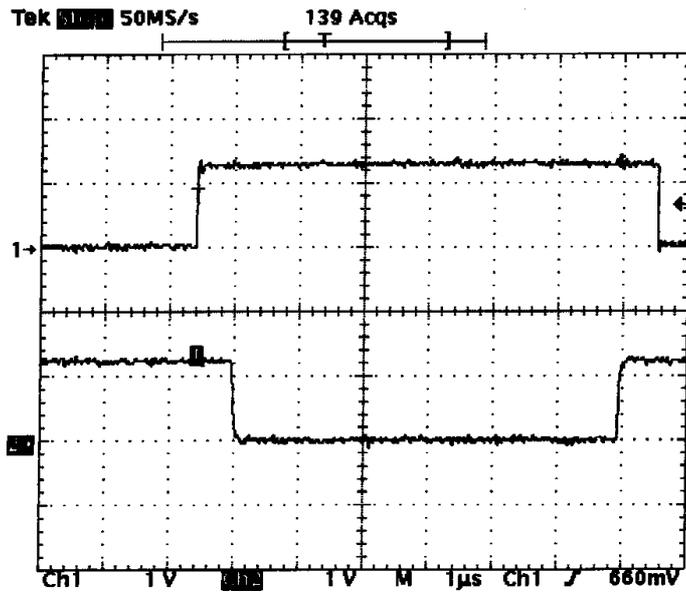


圖 5.11 overlap 後，輸出信號 A_{PWM} (上) 及 B_{PWM} (下) 之電壓波形 (10V/div、1 μ s/div)

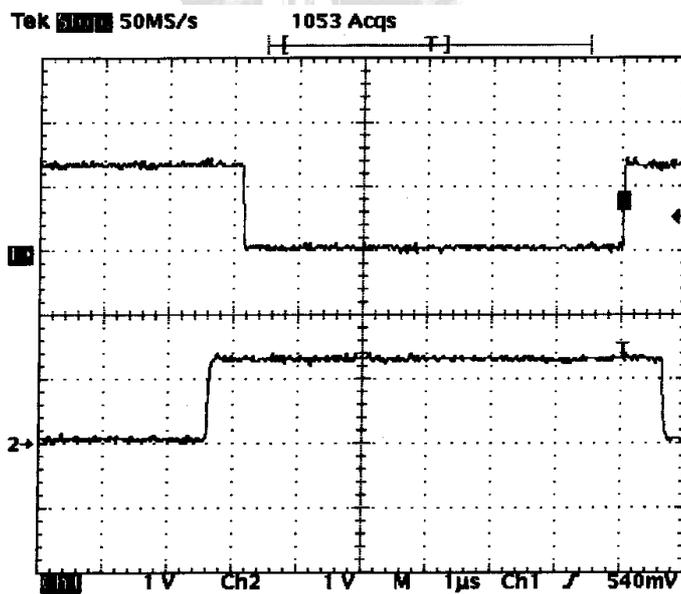


圖 5.12 overlap 後，輸出信號 C_{PWM} (上) 及 D_{PWM} (下) 之電壓波形 (10V/div、1 μ s/div)

5.3 驅動與隔離電路製作

本研究針對常用的光耦合器隔離驅動，以及脈波變壓器隔離驅動兩種方式，都作了探討，並實際設計可行的電路。

5.3.1 光耦合器隔離驅動

本研究是採用 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 5.13 為 TLP250 光耦合器內部構造電路圖，圖 5.14 為光耦合器隔離驅動電路，圖 5.15 為供給光耦合器驅動隔離電路所需的獨立電源，圖 16 為光耦合隔離驅動後， $Q1_{gs}$ 及 $Q2_{gs}$ 信號實際量測之電壓波形，圖 17 為光耦合隔離驅動後， $Q3_{gs}$ 及 $Q4_{gs}$ 信號實際量測之電壓波形。

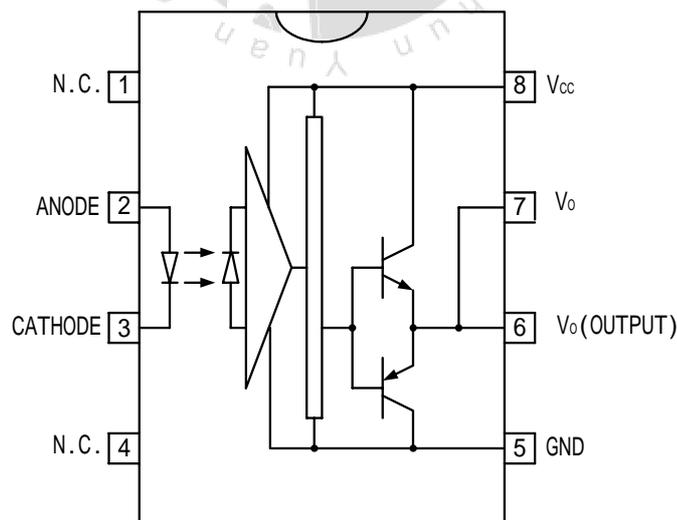


圖 5.13 TLP250 光耦合器內部構造電路

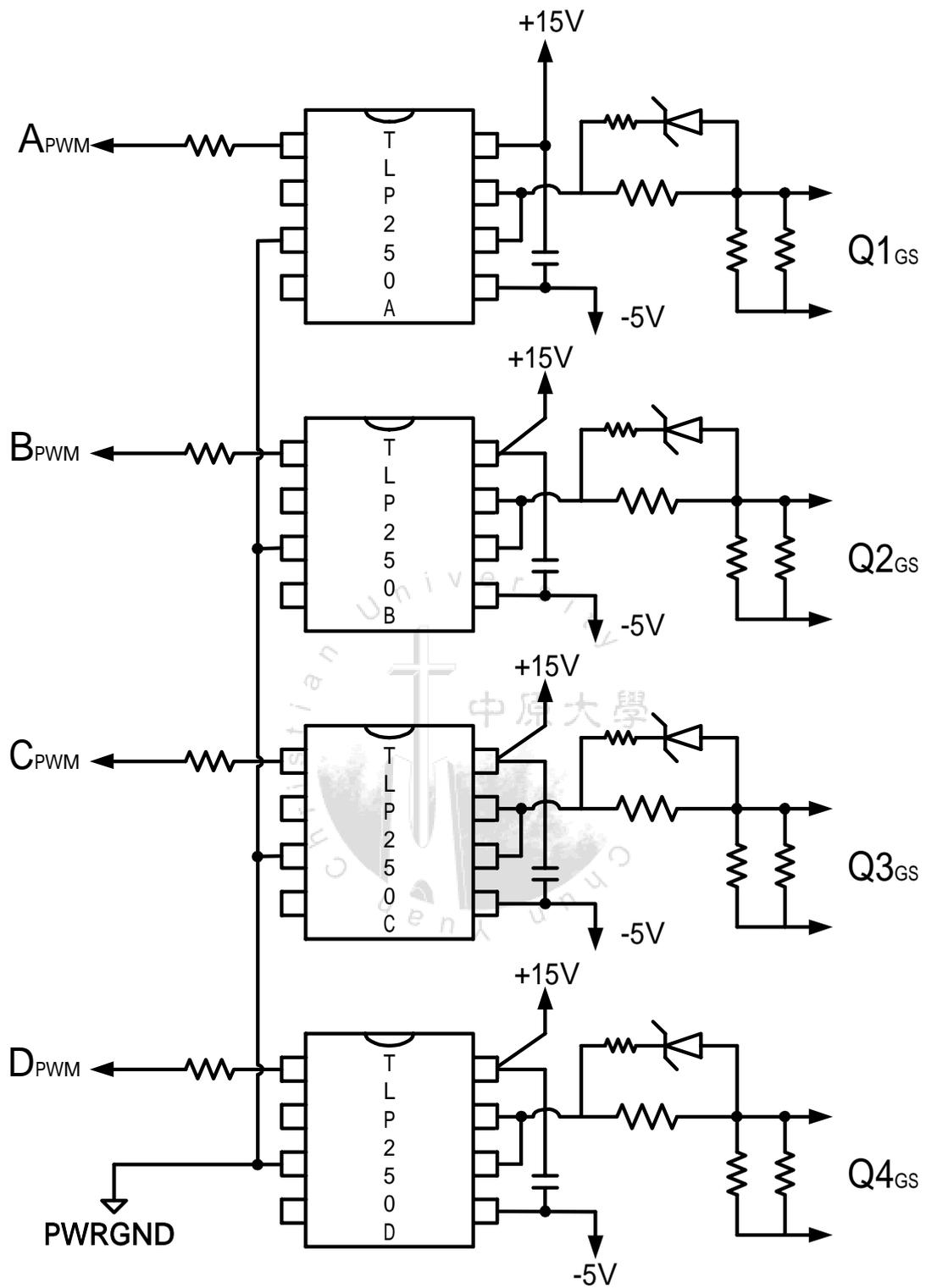


圖 5.14 光耦合器隔離驅動電路

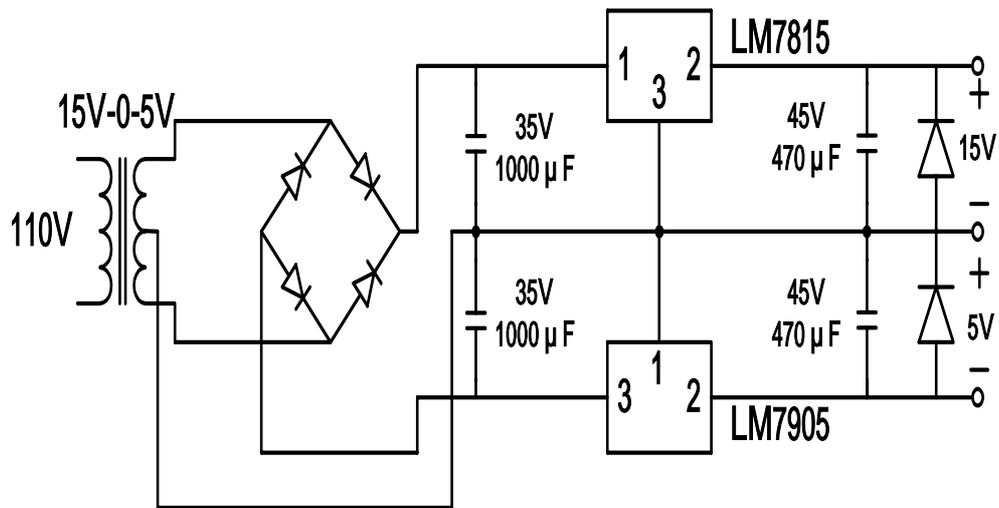


圖 5.15 光耦合器驅動隔離電路所需的獨立電源

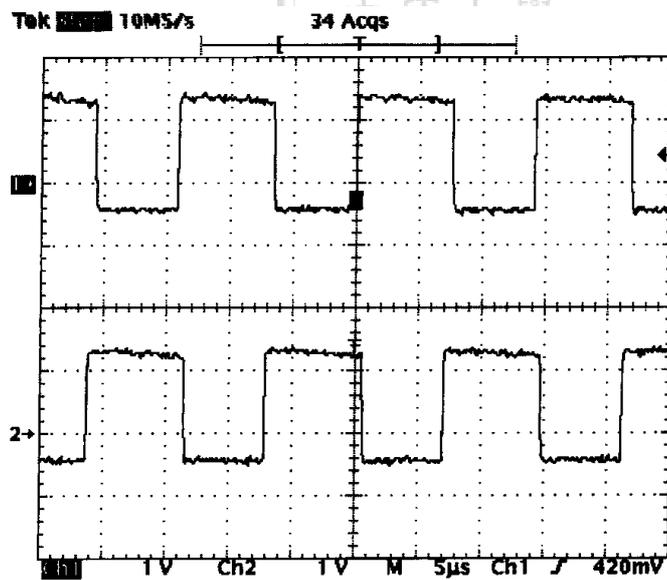


圖 5.16 光耦合隔離驅動後， $Q1_{gs}$ （上）及 $Q2_{gs}$ （下）信號之電壓波形（10V/div、5µs/div）

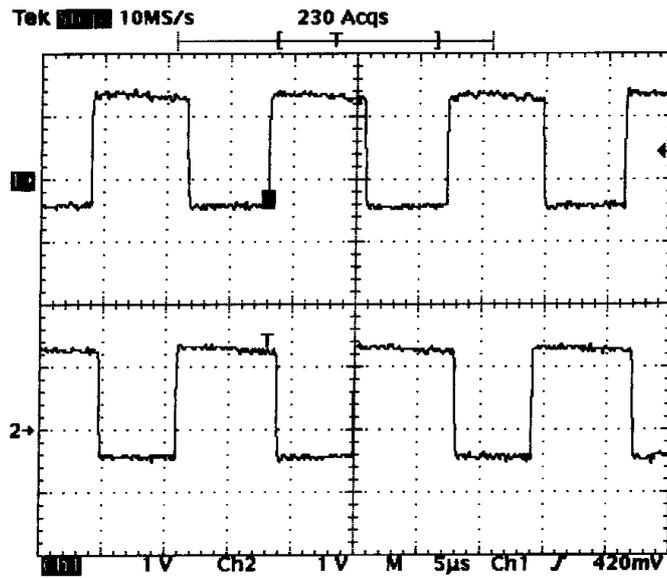
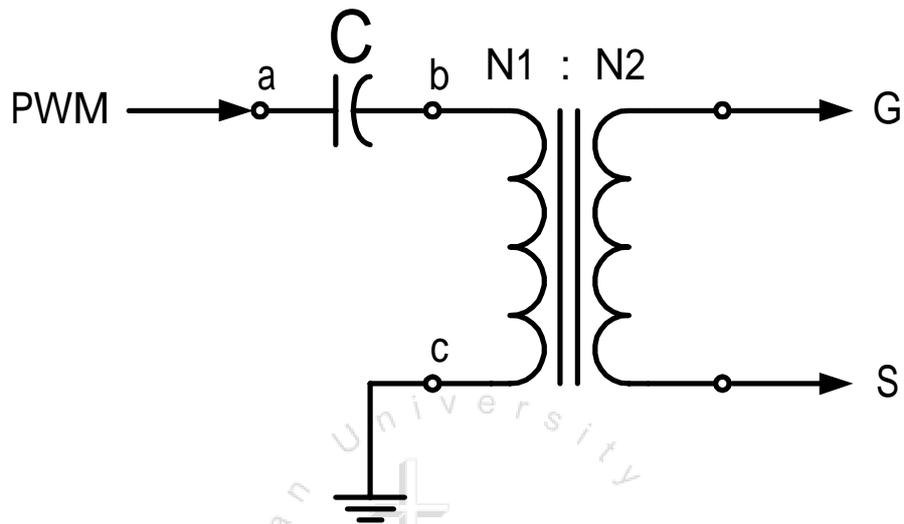


圖 5.17 光耦合隔離驅動後， $Q3^{gs}$ （上）及 $Q4^{gs}$ （下）信號之電壓波形（10V/div、5 µs/div）

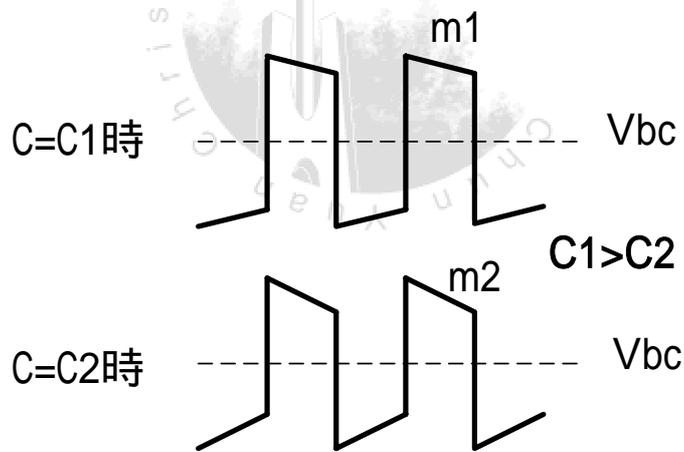
5.3.2 脈波變壓器隔離驅動

本研究運用磁的隔離方式，利用匝比 40T : 40T 的變壓器將脈波能量從一次側轉移至二次側，將驅動訊號送至各個功率開關的閘 - 源極兩端。圖 5.18 為脈波隔離驅動變壓器示意圖，當變壓器一次側串接的電容值愈大（ $C1 > C2$ ）時， V_{bc} 峰值斜率（ $m1 < m2$ ）就愈小，所以，電容值的選擇將影響到變壓器一次側的電壓。

圖 5.19 為脈波變壓器隔離驅動實際電路圖，圖 5.20 為 V_{ab} 及 V_{bc} 實際量測波形，圖 5.21 及圖 5.22 分別為輸出至功率開關的驅動信號 $Q1_{GS}$ 、 $Q2_{GS}$ 與 $Q3_{GS}$ 、 $Q4_{GS}$ 波形。



(a) 脈波變壓器



(b) 不同電容值時， V_{bc} 之波形

圖 5.18 脈波隔離驅動變壓器示意圖

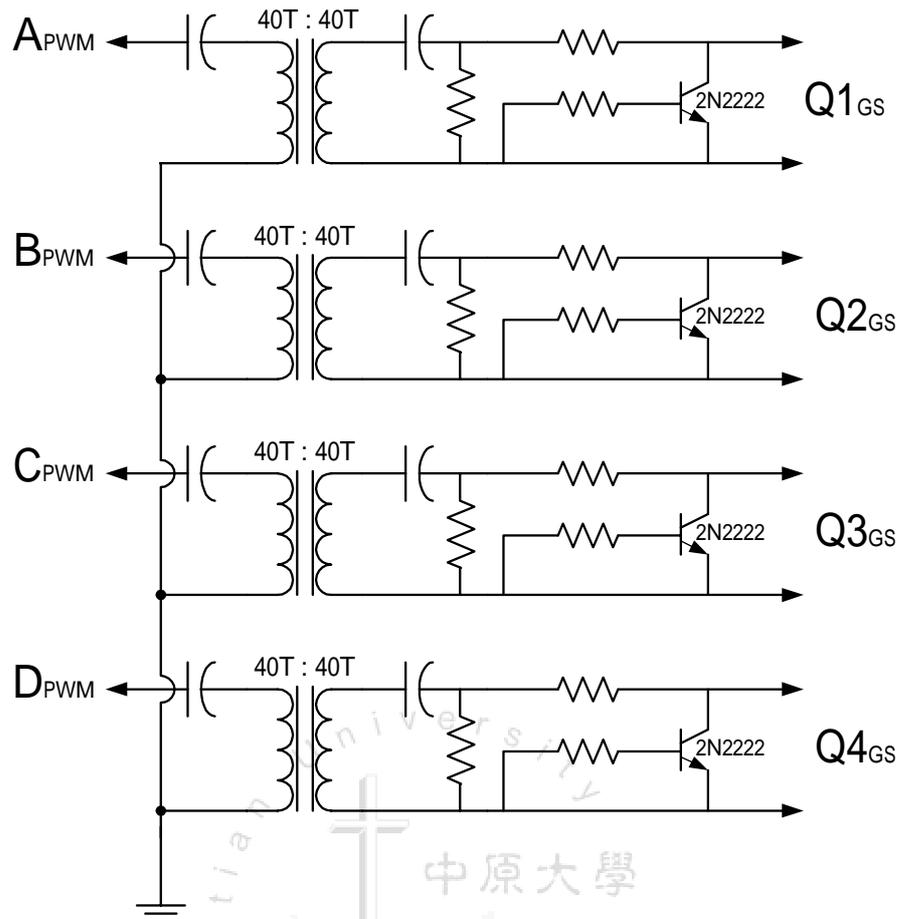


圖 5.19 脈波變壓器隔離驅動電路

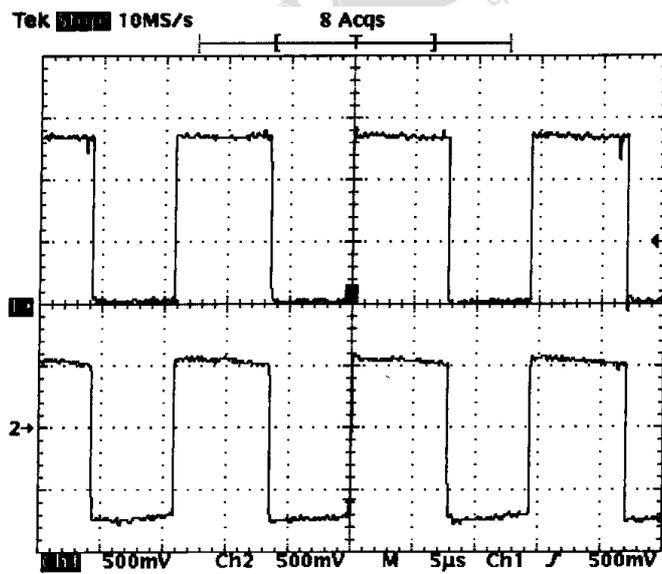


圖 5.20 V_{ab} (上)及 V_{bc} (下)實際量測波形(5V/div, 5 μ s/div)

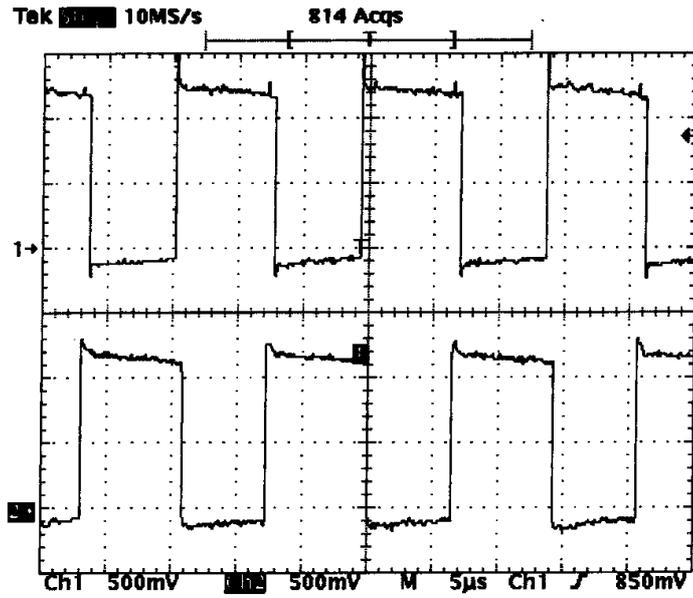


圖 5.21 功率開關的驅動信號 $Q1_{GS}$ (上)、 $Q2_{GS}$ (下) 電壓波形
(5V/div、5µs/div)

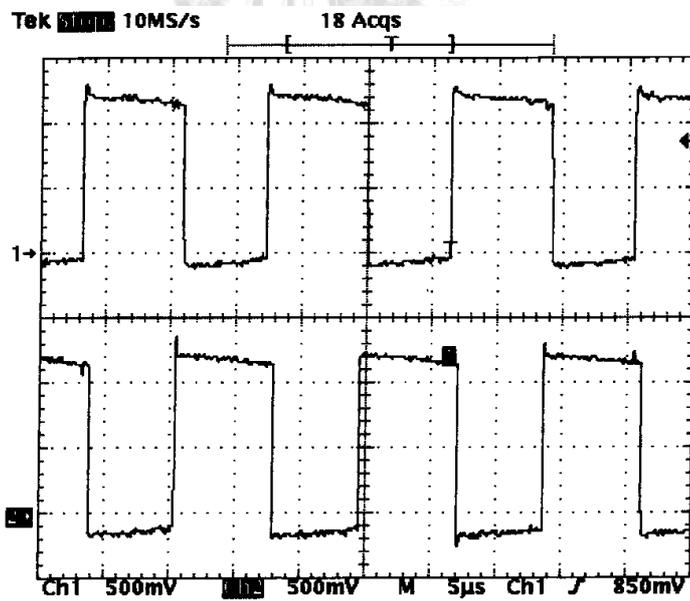


圖 5.22 功率開關的驅動信號 $Q3_{GS}$ (上)、 $Q4_{GS}$ (下) 電壓波形
(5V/div、5µs/div)

5.4 功率開關之量測

全橋式反流器的四個功率開關 Q1、Q2、Q3 及 Q4 的量測波形，分別如圖 5.23、圖 5.24、圖 5.25 及圖 5.26 所示

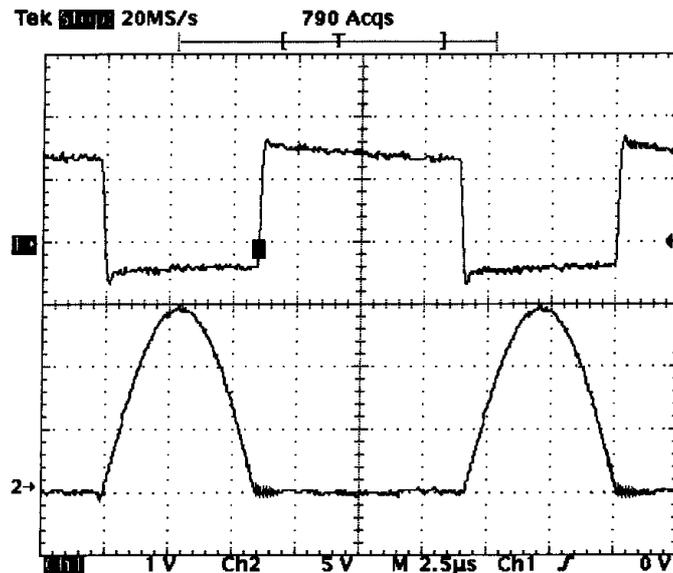


圖 5.23 Q1 的 V_{GS} (上) 電壓波形 (10V/div、2.5μs/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5μs/div)

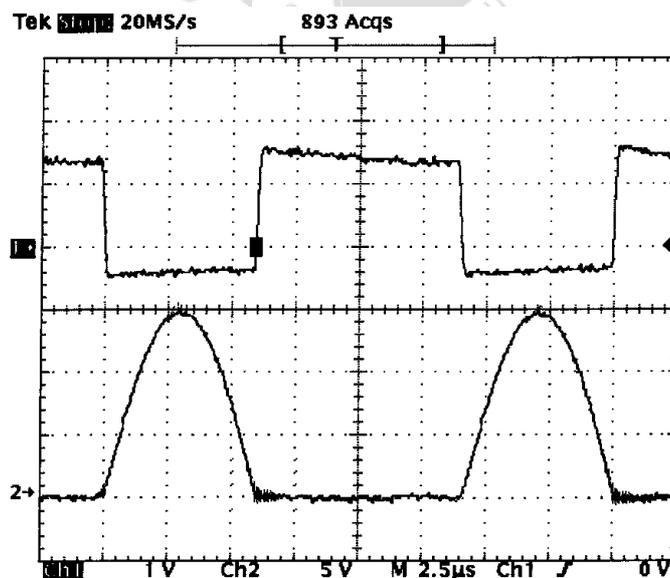


圖 5.24 Q2 的 V_{GS} (上) 電壓波形 (10V/div、2.5μs/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5μs/div)

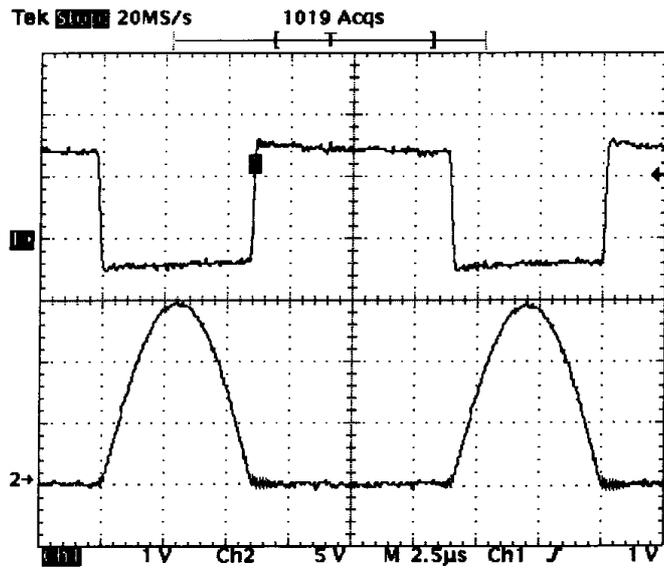


圖 5.25 Q3 的 V_{GS} (上) 電壓波形 (10V/div、2.5μs/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5μs/div)

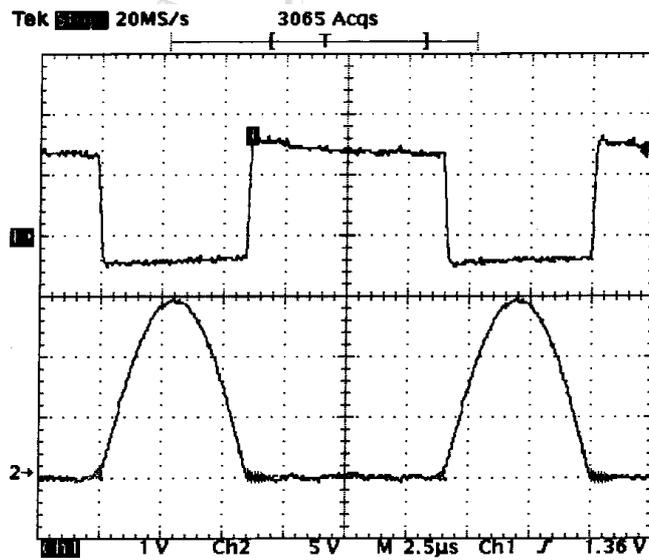


圖 5.26 Q4 的 V_{GS} (上) 電壓波形 (10V/div、2.5μs/div) 及 V_{DS} (下) 電壓波形 (50V/div、2.5μs/div)

5.5 頻率迴授控制電路製作[6,34,35,40]

本研究所提出的頻率控制電路係採用相鎖迴路 (Phase Locked Loop) 控制技術，主要是利用 MOTOROLA 公司生產的 MC14046B 相鎖迴路控制 IC，其內部的相位檢知器 (Phase Comparator) 來完成，使其能追蹤加熱系統的共振頻率，圖 5.27 為系統的頻率控制電路圖。

此一相鎖迴路控制 IC 其內部相位檢知器有兩組，本研究是利用 Phase Comparator 1 這組，此組輸出為 Pin2，若其 Pin3 為輸入的電流信號，其相位超前 Pin14 的輸入電壓信號時，將產生一低於 $V_{cc} / 2$ 的電壓信號，相位超前愈多，輸出電壓就愈低，則 UC3875PWM 控制 IC 輸出頻率就會提高，使其接近共振頻率；反之則產生一高於 $V_{cc} / 2$ 之電壓信號，相位滯後愈多，輸出電壓就愈高，則 UC3875PWM 控制 IC 輸出頻率就會降低，使其接近共振頻率；相位相等時，則輸出電壓為 $V_{cc} / 2$ ，所以 UC3875PWM 控制 IC 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，超過 UC3875PWM 控制 IC 內部的電壓控制振盪器的飽和電壓範圍時，可能會喪失鎖定的功能，所以需經轉換成可控制的電壓範圍內，限制範圍可由 R_v 調整，如圖 5.28 所示。

5.6 共振電容的選擇與加熱線圈製作

5.6.1 共振電容的選擇

此共振電容是和變壓器一次側並聯，形成 RLC 並聯共振電路，當電路達到共振時，此時 $X_C = X_L$, $I_C = I_L$, $\cos \phi = 1$ 電路呈電阻性，共振頻率 f_r 為

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5-4)$$

由式中可知，L 與 C 為決定共振頻率的大小。而反流器的切換頻率 f_s 為 70kHz，因此，共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共振電容值，一般都設計為容抗值等於感抗值，因此使用 LC 阻抗分析儀得知電感值，就可選擇我們所要的共振電容值。

此外，在選擇共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，當做共振電容。

5.6.2 加熱線圈製作

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5.29 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，一般常用形狀空心圓桶形螺旋線圈的設計法如下：

如圖5.29 所示，空心圓桶形螺旋線圈的電感值為[42]

$$L = \frac{D^2 N^2}{50(D + 2H + 1.3aH / D)} (\mu H) \quad (5-5)$$

其中， D ：線圈平均直徑（ cm ）

H ：線圈高度（ cm ）

N ：線圈匝數

a ：線圈管壁厚度（ cm ）

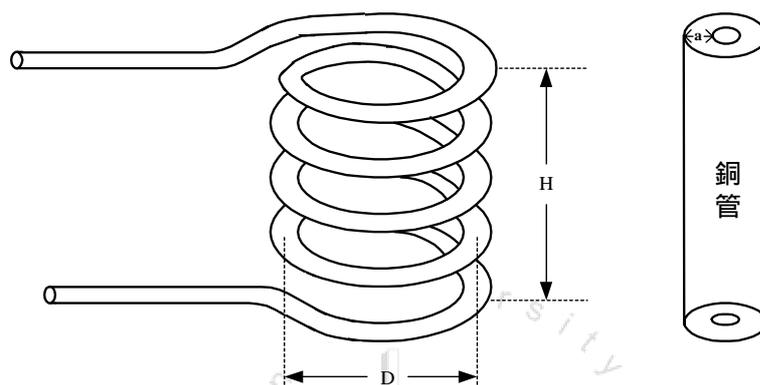


圖 5.29 圓桶形螺旋線圈圖

5.7 匹配變壓器製作

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[41]：

步驟一

決定線圈匝數比 $N : 1$ 、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 CORE , 其根據 Data sheet 查出最大磁通密度(Bcm) ,
最大繞線因數 (kw,max) 與最大電流密度 (Jmax)。

步驟三

找出最適當的鐵芯大小：將步驟一、二的參數代入 (5-6) 式

$$A_P = W_a A_C > \frac{2V_P I_{P, rms} D}{K_{w, max} J \Delta B f_s} \quad (5-6)$$

從鐵芯 Data sheet 中，查出該鐵芯的 A_P 值後，為了確保鐵芯所能處理的能力，所以，鐵芯的選擇要大於需求。

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

$$= \frac{66.1}{\sqrt{f_s}} \text{ (mm)} \quad (5-7)$$

因此，一次側必須選擇半徑大於集膚深度的線號的線最適合，二次側單匝，通常都是以銅片作為選擇。

根據設計步驟，實際製作上選擇，IM 公司所生產的 EE80K FERRITE CORE，使用三組鐵芯並在一起使用，匝數比 8 : 1，一次

側選擇線號(0.5)的線並繞 22 條，二次側單匝以銅片作為選擇。圖 5.30 所示，為變壓器一次側(即共振電容)電壓波形，圖 5.31 所示，為變壓器二次側電壓波形。

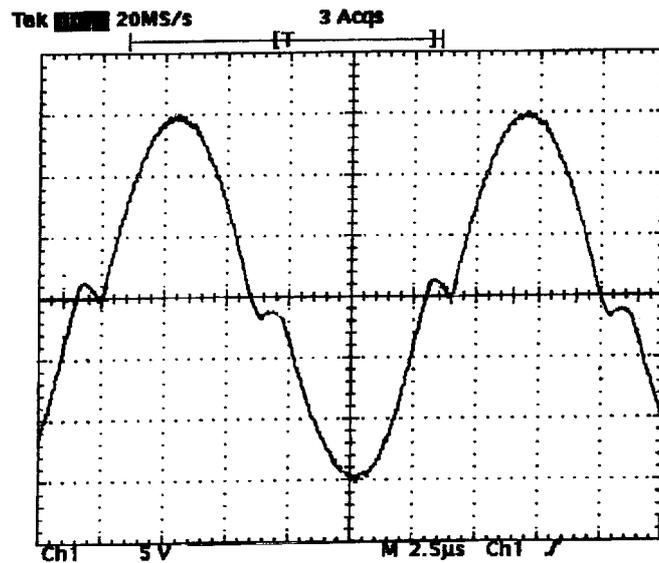


圖 5.30 變壓器一次側並聯之共振電容電壓波形 (50V/div、2.5 μ s/div)

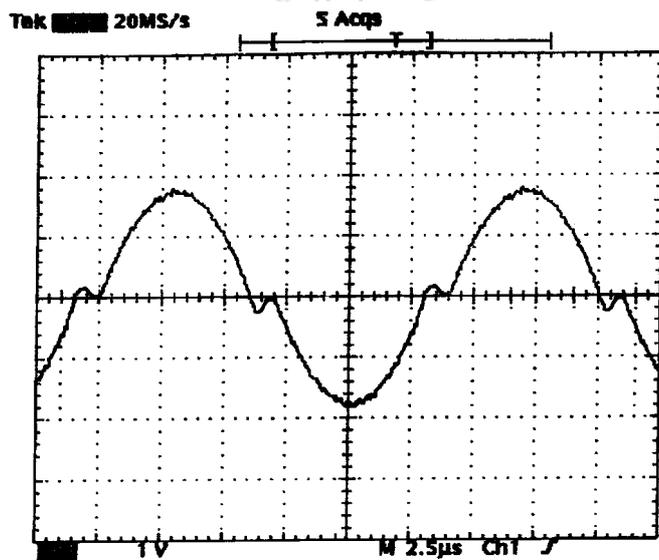


圖 5.31 變壓器二次側電壓波形 (10V/div、2.5 μ s/div)

5.8 感應加熱系統效率與負載之量測

5.8.1 效率之量測

在系統效率量測方面，由於負載在加熱時，效率會受到系統之共振頻率漂移、銅損以及一些雜散損失的影響，所以其值無法正確估算，故本研究使用電力綜合試驗器（ZES ZIMMER LMG310）來量測電源輸入功率與匹配變壓器的輸出功率，其效率為

$$\eta = \frac{P_o}{P_{IN}} \times 100\% \quad (5-8)$$

表5.3為感應加熱系統操作在不同輸出功率時之整體效率，根據表5.3之數據，可描繪出系統的輸出功率與效率的關係，如圖5.32所示。

表5.3 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	1243	1088	87.53
2	1110	966	87.02
3	949	827	87.14
4	822	710	86.37
5	654	566	86.54
6	517	445	86.07
7	381	323	84.78

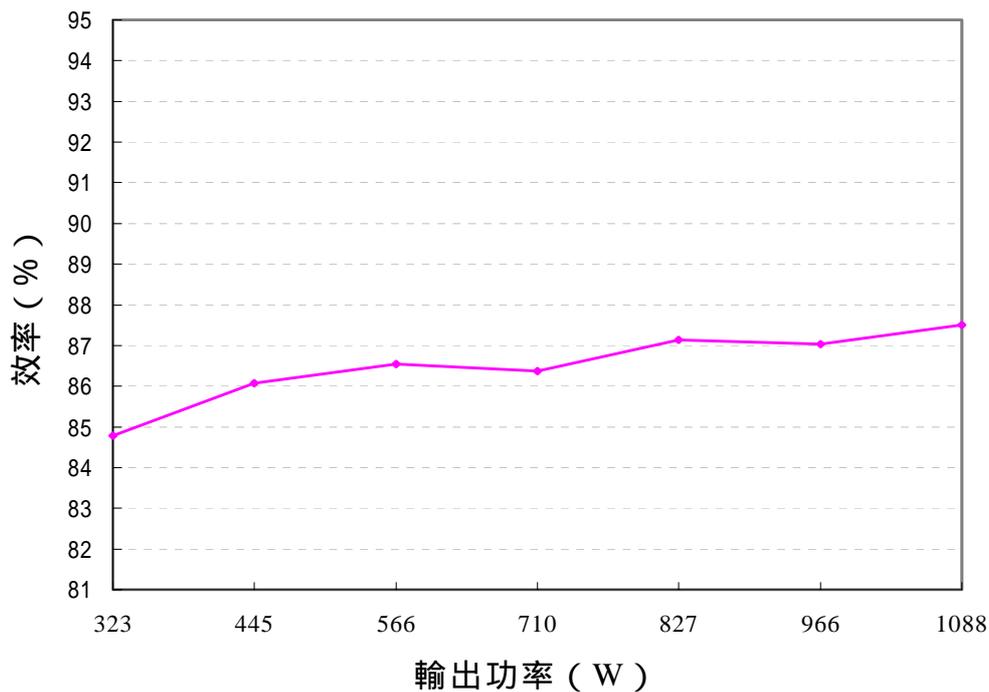


圖5.32 系統的輸出功率與效率的關係圖

由圖5.32可知，當負載愈大時，系統整體效率就愈高，其值可達87.53%。

5.8.2 加熱時間之量測

使用紅外線雷射測溫器(JRI FX410)量測負載之加工物件表面溫度。本研究的負載，是由管徑0.48公分的空心銅管，繞成長度9公分、直徑3.8公分、12匝的加熱線圈，以及一個含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5.33、圖5.34及圖5.35

所示，工作頻率分別為50kHz、60kHz及70kHz時，所量測到的加熱溫度與加熱時間關係圖。

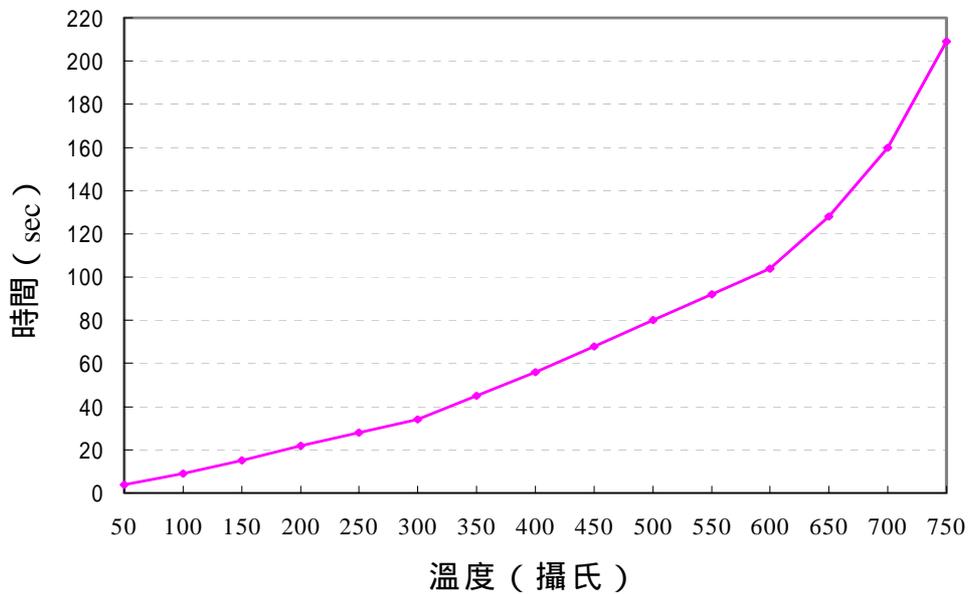


圖5.33 工作頻率 (50kHz) 下，加熱溫度與加熱時間關係圖

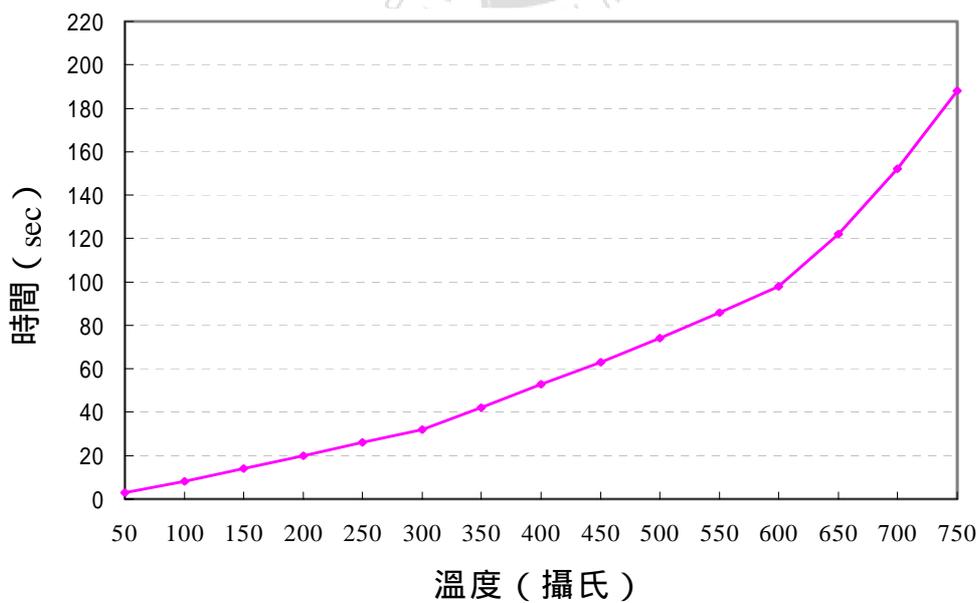


圖5.34 工作頻率 (60kHz) 下，加熱溫度與加熱時間關係圖

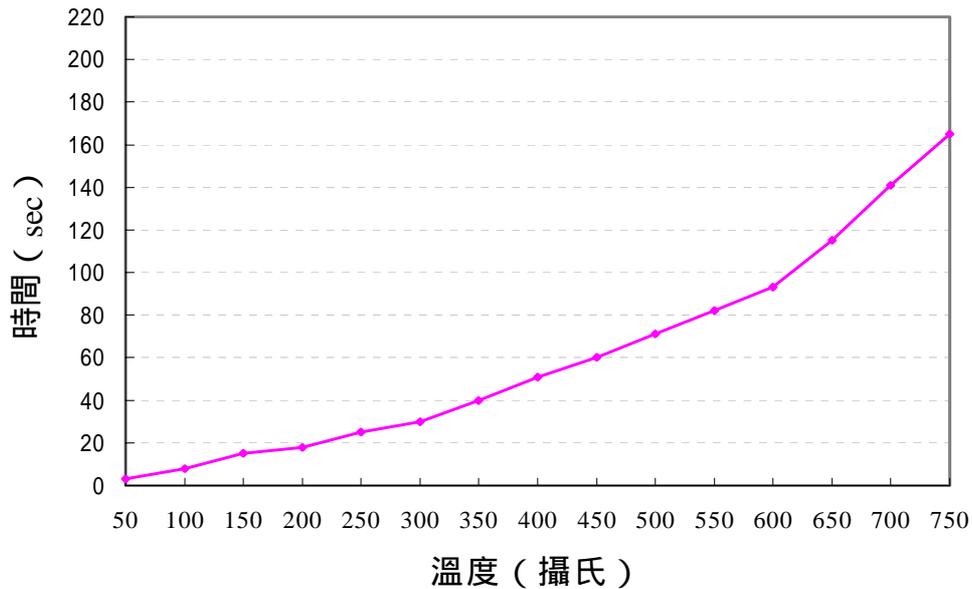


圖5.35 工作頻率 (70kHz) 下，加熱溫度與加熱時間關係圖

由圖5.33、圖5.34與圖5.35比較後得知，當工作頻率愈高時，加熱溫度與加熱時間關係圖的斜率就愈小，也就表示被加工物件的加熱速度愈快，這剛好驗證了(2-3)與(3-4)式的關係。(2-3)式：加熱深度 (δ) 反比於工作頻率開根號之倒數 ($\frac{1}{\sqrt{f}}$)，所以當工作頻率愈高時，被加工物件的加熱深度就愈小；又因 (3-4)式：加熱時間(T) 正比於加熱深度 (δ)，所以當加熱深度愈小時，加熱時間就愈短。

5.8.3 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情形，使用紅外線雷射測溫器偵測加工物件之溫度，並使用阻抗分析儀（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 9 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 12 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如表 5.4 和表 5.5 所示。

經由表 5.4 可描繪出當溫度改變時，頻率分為 50kHz、60kHz 及 70kHz 的等效電感變動情形，其結果如圖 5.36、5.37 及 5.38 所示。

經由表 5.5 可描繪出當溫度改變時，頻率分為 50kHz、60kHz 及 70kHz 的等效電阻變動情形，其結果如圖 5.40、5.41 及 5.42 所示。

表5.4 不同頻率及溫度下，負載等效電感值 (μH)

溫度 \ 頻率	30kHz	40kHz	50kHz	60kHz	70kHz
50	2.582	2.406	2.334	2.263	2.216
100	2.861	2.648	2.558	2.469	2.411
150	3.027	2.786	2.684	2.582	2.516
200	3.213	2.942	2.824	2.707	2.632
250	3.403	3.108	2.978	2.849	2.766
300	3.587	3.268	3.126	2.984	2.893
350	3.785	3.440	3.285	3.131	3.032
400	4.033	3.658	3.487	3.316	3.206
450	4.185	3.791	3.610	3.429	3.313
500	4.451	4.027	3.829	3.632	3.505
550	4.751	4.291	4.074	3.858	3.718
600	5.290	4.595	4.356	4.118	3.963
650	5.984	5.447	5.179	4.912	4.734
700	6.404	5.825	5.494	5.164	4.925
750	2.335	2.293	2.257	2.221	2.178

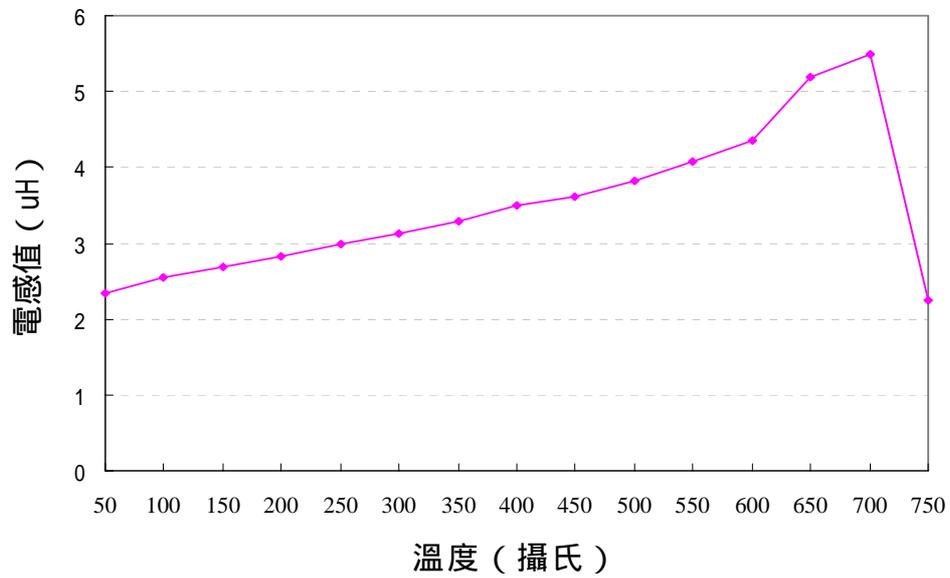


圖5.36 溫度改變時，等效電感變化情形 (50kHz)

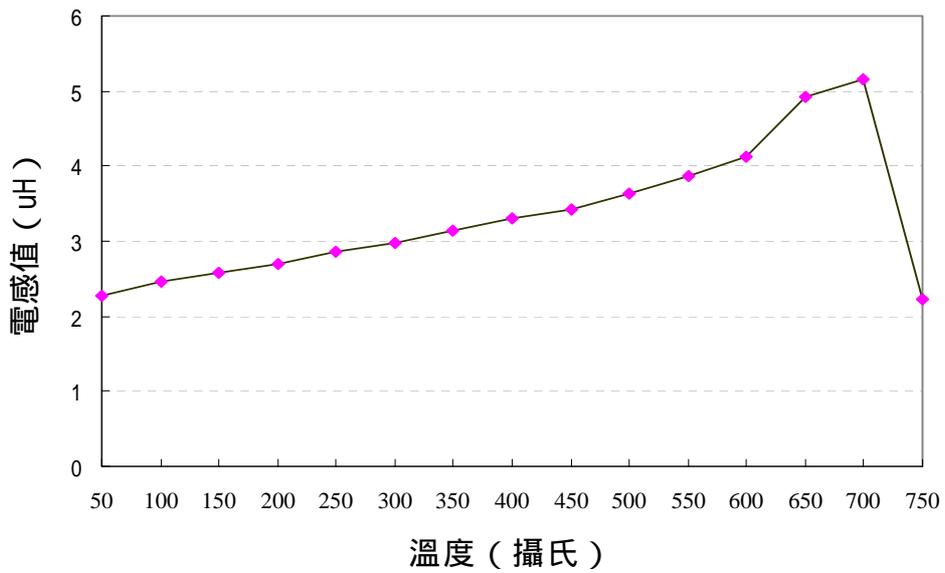


圖5.37 溫度改變時，等效電感變化情形 (60kHz)

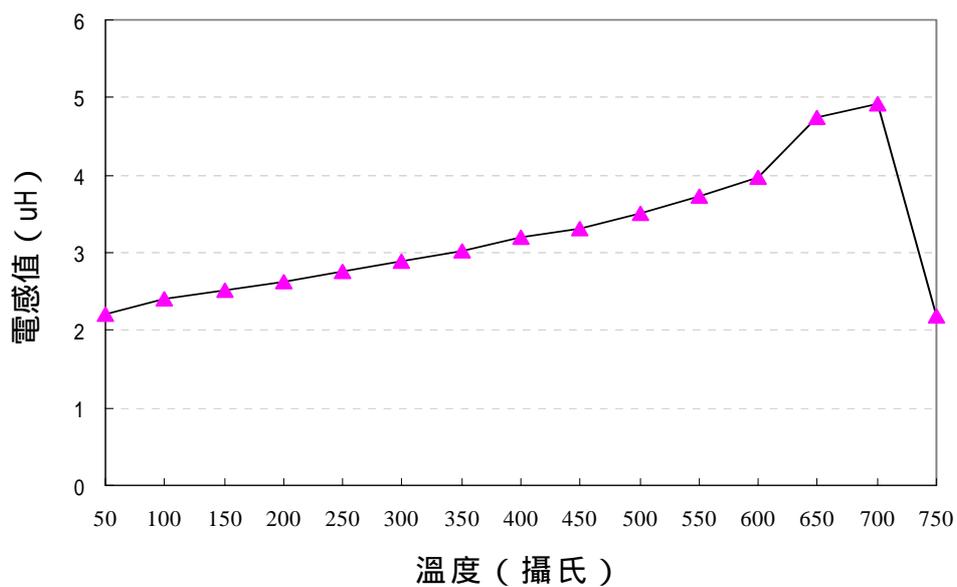


圖5.38 溫度改變時，等效電感變化情形 (70kHz)

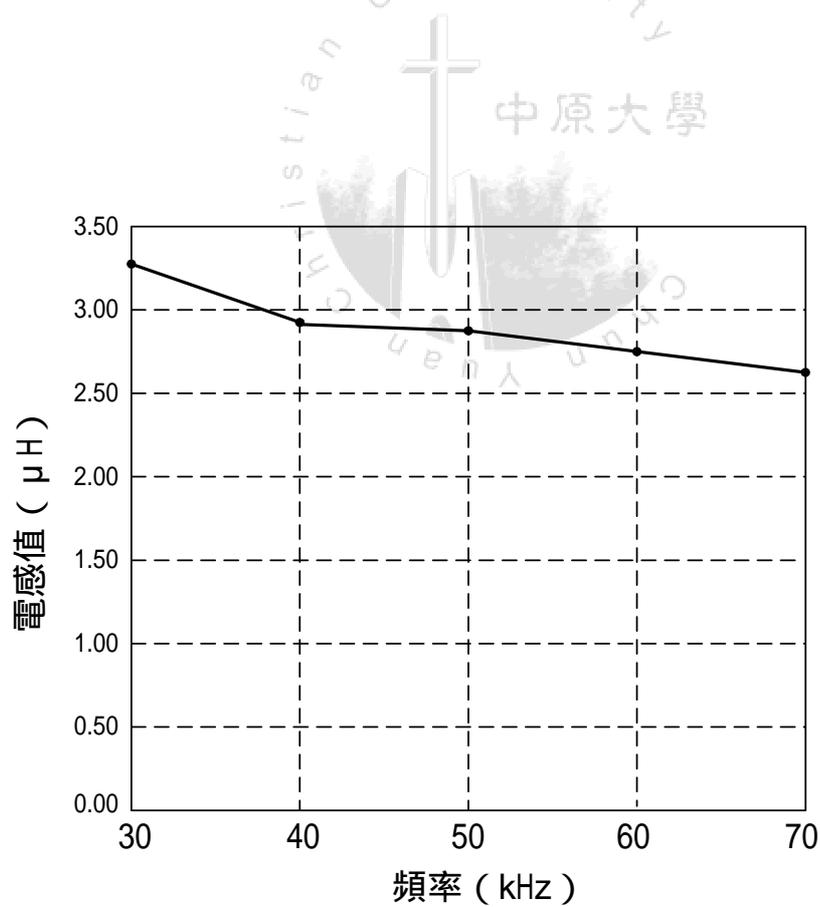


圖5.39 不同頻率時，等效電感變化情形 (200)

表5.5 不同頻率及溫度下，負載等效電阻值 ()

頻率 溫度	30kHz	40kHz	50kHz	60kHz	70kHz
50	0.158	0.188	0.201	0.239	0.262
100	0.190	0.227	0.258	0.289	0.317
150	0.213	0.255	0.291	0.326	0.357
200	0.235	0.284	0.324	0.364	0.399
250	0.255	0.309	0.353	0.398	0.437
300	0.274	0.333	0.381	0.430	0.473
350	0.293	0.357	0.410	0.464	0.511
400	0.316	0.387	0.446	0.505	0.557
450	0.329	0.404	0.466	0.529	0.584
500	0.351	0.433	0.501	0.570	0.630
550	0.376	0.466	0.541	0.616	0.680
600	0.401	0.499	0.582	0.665	0.738
650	0.442	0.561	0.665	0.770	0.865
700	0.471	0.601	0.712	0.823	0.914
750	0.061	0.077	0.096	0.116	0.123

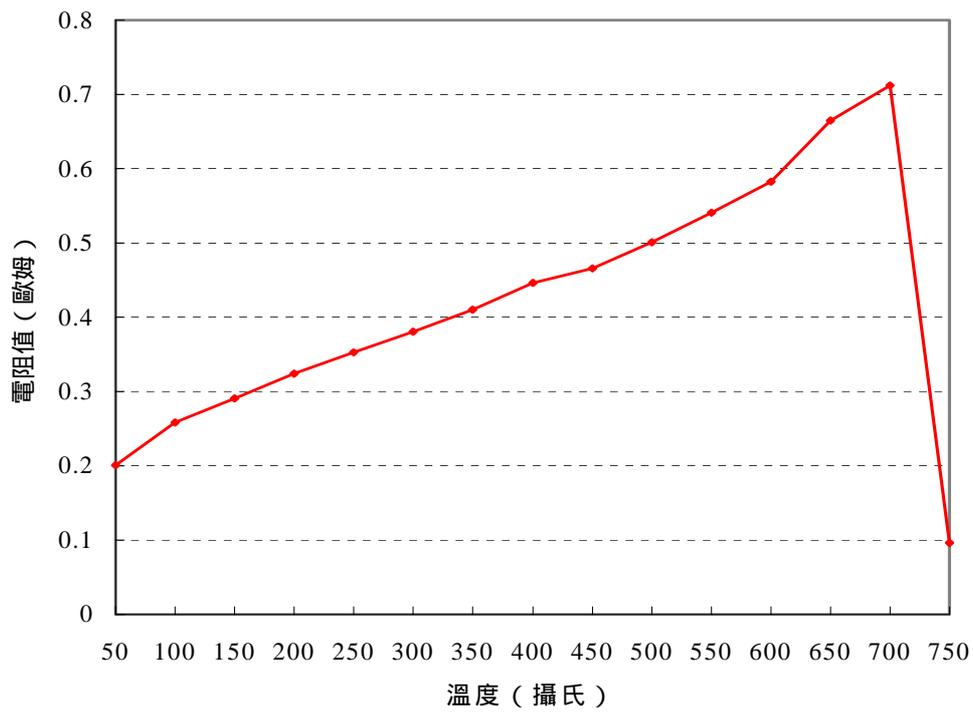


圖5.40 溫度改變時，等效電阻變化情形 (50kHz)

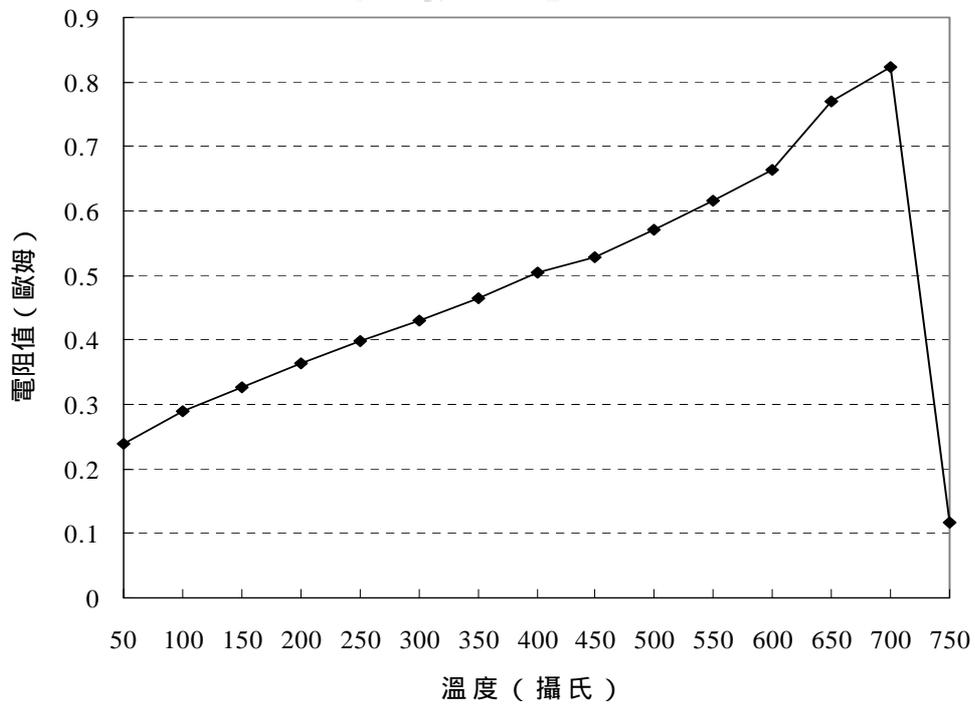


圖5.41 溫度改變時，等效電阻變化情形 (60kHz)

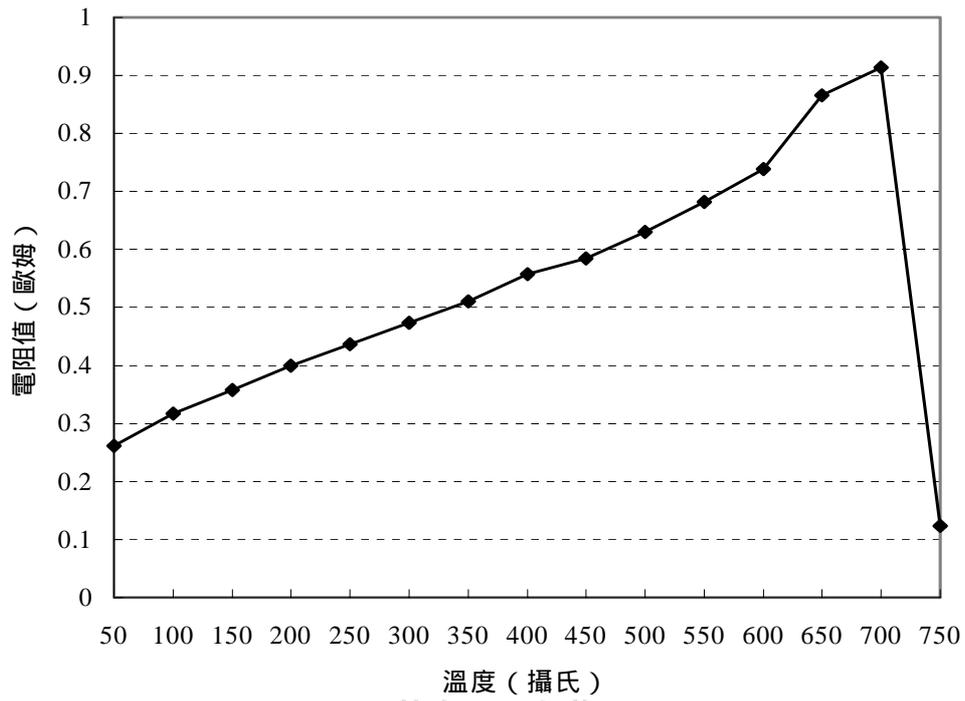


圖5.42 溫度改變時，等效電阻變化情形 (70kHz)

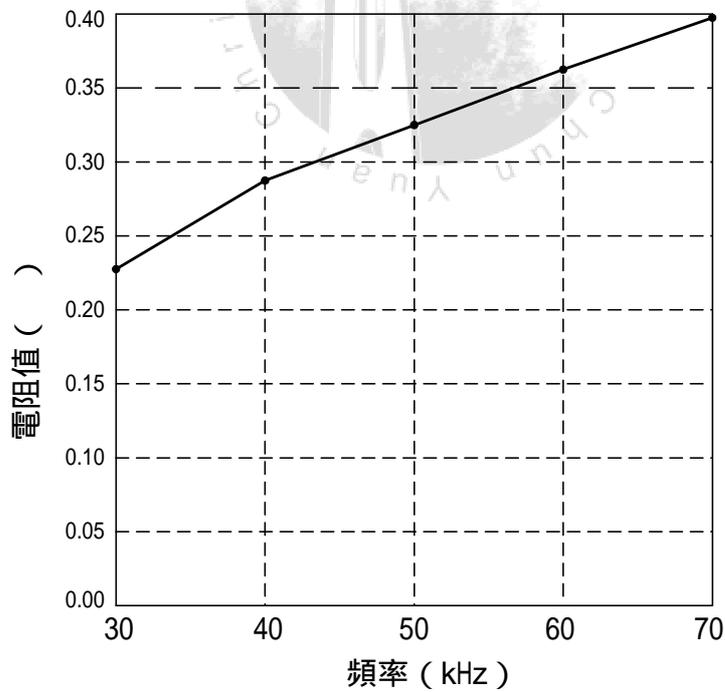


圖5.43 不同頻率時，等效電阻變化情形 (200)

由圖 5.36、5.37 及 5.38 可觀察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($L = \mu_r \mu_0 A I N^2 / l$)。又由圖 5.39 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 5.40、圖 5.41 及圖 5.42 可知，當溫度上升時電阻值亦跟著上升，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。又如圖 5.43 所示，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。

第六章 結論與展望

6.1 結論

科技的日新月異，帶動工業快速發展，對於各項金屬加工及半導體表面處理的過程，期望能達到加熱迅速、加熱精確、安全性佳、高品質及低污染的要求，所以二十一世紀，可謂是高頻感應加熱技術的擅場時代。

基於高頻切換的控制技巧與驅動技術，一直是高頻感應加熱器中電源系統發展的關鍵之一，所以本研究採用相鎖迴路控制技術實際製作一高頻感應加熱裝置。由於加工物件本身的電氣特性會隨溫度而改變，造成電路的共振頻率也會隨著改變，因為如此，所以才使用相鎖迴路控制技術，讓驅動頻率去追隨共振頻率，促使系統在運轉期間的效率，隨時保持在最佳狀態。同時，藉由使用脈波寬度調變控制技術，來改變輸出電壓的工作週期，使達到能夠調整輸出功率的目的。並且在加熱期間，針對感應加熱系統做實際量測，根據實測結果可知，當輸出功率愈大，也就是負載愈大時，系統的整體效率也會愈高，最高可達 87.53%，同時被加工物件的溫度也因為效率的增加而提高。而欲縮短被加工物件的加熱時間，本研究可藉由增加工作頻率的方式達成。對於加熱過程中，負載及其電氣特性變動情形的探討，根據實測

結果的分析,本研究可以得知負載在不同頻率與溫度下的等效電感與電阻的關係。

6.2 展望

在實驗過程中,發覺電路的強健性與穩定性,以及加熱線圈和加工物件之間的能量轉移與功率消耗之分析,還有深入探討的空間,以下所列,將是未來可繼續研究的方向:

(1) 抗流線圈 (choke) 之設計:

本研究所製作的 choke,並沒有針對該系統的需求進行設計,所以其體積較大。如何針對系統的需求,同時整理出設計步驟,是有助於 choke 體積的減小,以及日後製作的依據。

(2) 光耦合驅動隔離電路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:可使用多組並聯電源輸出,以得到較低電源阻抗。

(3) 脈波變壓器隔離驅動電路之修改:

本研究所繞製的 40T:40T 脈波隔離變壓器,比一般業界設計的匝數還多,雖然鐵芯較不易飽和,不過成本相對是增

加的，如何針對系統的需求，並整理出設計步驟，是有助於成本的降低，以及日後繞製的依據。此外脈波變壓器隔離驅動電路，所提供的 $-V_{cc}$ 約只有-2V，對於增加 MOSFET Turn-off 速度的效果，不若光耦合隔離驅動電路，所以電路有必要加以修改。

(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，應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) 加熱線圈及加工物件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] *J.B. Wang*, “ **Reduction in conducted EMI noises of a switching power supply after thermal management design,** ” IEE Proceedings on Industry Application, Vol. 150, No. 3, 2003, pp. 301 –310.
- [2] *N.K. Poon, B.M.H. Pong, B.M. H., C.P. Liu, C.K. Tse* “ **Essential-coupling-path models for non-contact EMI in switching power converters using lumped circuit elements,** ” IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 18, No. 2, 2003, pp. 686 –695.
- [3] *K. Karanun, W. Khan-ngern, S. Nitta,* “ **The characteristics of conducted EMI emission on PWM inverters with various PWM patterns,** ” International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003, pp. 533 –536.
- [4] *H. Akagi, H. Hasegawa, T. Doumoto,* “ **Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage,** ” IEEE Conference on Power Electronics Specialists, Vol. 3, No. 2, 2003, pp. 1543 -1550.
- [5] *I. Khan, J. Tapson, I. de Vries,* “ **Frequency control of a current-fed inverter for induction heating,** ” IEEE Proceedings on Industrial Electronics, Vol. 1, No. 1, 2000, pp. 343 -346.
- [6] *N.S. Bayindir, O. Kukrer, M. Yakup,* “ **DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications,** ” IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 150, No. 3, 2003, pp. 365 –371.
- [7] *S. Moisseev,, H. Muraoka, M. Nakamura, A. Okuno, E. Hiraki, M.*

- Nakaoka*, “ **Zero voltage soft switching PWM high-frequency inverter using IGBTs for induction heated fixing roller**, ” IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 150, No. 2, 2003, pp. 237 –244.
- [8] *H. Ogiwara, M. Nakaoka*, “ **ZCS high frequency inverter using SIT for induction heating applications**, ” IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 150, No. 2, 2003, pp. 185 –192.
- [9] *A. Schonknecht, R.W.A.A. De Doncker*, “ **Novel Topology for parallel connection of soft-switching high-power high-frequency inverters**, ” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 2, 2003, pp. 550 –555.
- [10] *A. Schonknecht, R.W.A.A. De Doncker*, “ **Novel topology for parallel connection of soft-switching, high-power, high-frequency inverters**, ” IEEE Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, No. 2, 1999, pp. 659 -662.
- [11] *S. Dieckerhoff, M.J. Ruan, R.W. De Doncker*, “ **Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating**, ” IEEE Conference on Industry Applications, Vol. 3, No. 3, 1999, pp. 2039 -2045.
- [12] *D. Yoshida, Y. Hatanaka*, “ **ZCS high frequency inverter for induction heating with quasi-constant frequency power control**, ” IEEE Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, No. 22-25, 2001, pp. 755 –759.
- [13] *A. Schonknecht, R.W. De Doncker*, “ **Novel topology for parallel connection of soft switching, high power, high frequency inverters**, ” IEEE Conference on Industry Applications, Vol. 3, No. 30, 2001, pp. 1477 -1482.
- [14] *Ji Yun, Wang Hao, T.H. Hubing*, “ **A numerical investigation of**

- interior resonances in the hybrid FEM/MoM method,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 2, 2003, pp. 347 -349.
- [15] *C. Fernandez, R. Prieto, O. Garcia, P. Herranz, J.A Cobos, J. Uceda,* “ **Modelling core-less high frequency transformers using finite element analysis,** ” IEEE Conference on Power Electronics Specialists, Vol. 3, No. 2, 2002, pp. 1260 -1265.
- [16] *P. Poulichet, F. Costa, E. Laboure,* “ **High-frequency modeling of a current transformer by finite-element simulation,** ” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 2, 2003, pp. 998 –1007.
- [17] *E. J. Davies,* *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill Book Company Ltd, London, 1979.
- [18] *M. Waban,* *Switching Power Supply Design*, 1st Edition, The McGraw-Hill Companies, Inc., 1999.
- [19] *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,** ” IEEE Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, No. 2, 1999, pp. 659 -662.
- [20] *E.J. Dede, J. Jordan, V. Esteve, J.M. Espi, S. Casan,* “ **Behaviour of series and parallel resonant inverters for induction heating in short-circuit conditions,** ” IEEE Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, No. 2, 2000, pp. 645 -649.
- [21] *I. Khan, J. Tapson, I. de Vries,* “ **Frequency control of a current-fed inverter for induction heating,** ” IEEE Proceedings on Industrial Electronics International Symposium, Vol. 1, No. 1, 2000, pp. 343 -346.
- [22] *J.M. Ho, F.C. Juang,* “ **A practical PWM inverter control**

- circuitry for induction heating and studying of the performances under load variations, ”** IEEE Proceedings on Industrial Electronics International Symposium, Vol. 1, No. 7-10, 1998, pp. 294 -299.
- [23] *S. Alfonzetti, G. Borzi,* “ **A fast solving strategy for two-dimensional skin effect problems,** ” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 3, 2003, pp. 1119 –1122.
- [24] *D.V. Chindilov,* “ **Three-dimensional eddy-current calculation for small skin depths,** ” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 2, 2003, pp. 968 –972.
- [25] *A.D. Podoltsev, I.N. Kucheryavaya, B.B. Lebedev,* “ **Analysis of effective resistance and eddy-current losses in multiturn winding of high-frequency magnetic components,** ” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 1, 2003, pp. 539 –548.
- [26] *A. Fratta, G. Griffiero, S. Nieddu, G.M. Pellegrino, F. Villata,* “ **New hybrid iron-ferrite-core coupling reactors upgrade effectiveness of h-bridge-based power conversion structures,** ” IEEE Proceedings on Industrial Electronics, Vol. 3, 2002, pp. 884 –889.
- [27] *L. Daniel, A. Sangiovanni-Vincentelli, J. White,* “ **Proximity templates for modeling of skin and proximity effects on packages and high frequency interconnect,** ” IEEE Conference on Computer Aided Design, 2002, pp. 326 -333.
- [28] *N. Vishwanathan, V. Ramanarayanan,* “ **Average current mode control of high voltage DC power supply for pulsed load application,** ” IEEE Conference on Industry Applications, Vol. 2, No. 2, 2002, pp. 1205 -1211.
- [29] *Shishan Wang, ShengCheng Ji, Yanming Li,* “ **The study of eddy**

- current losses in coaxially insulated windings of power transformer,**” IEEE Conference on Power System Technology, Vol. 3, No. 3, 2002, pp. 1392 -1395.
- [30] *A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, M. Pastorelli,* “ **Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach,**” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 2, 2003, pp. 981 –989.
- [31] *T. Lopez, G. Sauerlaender, T. Duerbaum, T. Tolle,* “ **Detailed analysis of a resonant gate driver for PWM applications,**” IEEE Conference on Applied Power Electronics, Vol. 2, No. 2, 2003, pp. 873 –878.
- [32] *I. Hirota, H. Omori, H. Terai, A.A. Mamun, M. Nakaoka,* “ **Edge resonant soft switching PWM inverter using trench gate IGBTs for induction heating,**” IEEE Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, No. 22-25, 2001, pp. 776 –781.
- [33] *U. Schwarzer, R.W. De Doncker,* “ **Power losses of IGBTs in an inverter prototype for high frequency inductive heating applications,**” IEEE Conference on Industrial Electronics Society, Vol. 2, No. 2, 2001, pp. 793 -798.
- [34] *Mu-Ping Chen, Jan-Ku Chen, K. Murata, M. Nakahara, K. Harada,* “ **Surge analysis of induction heating power supply with PLL,**” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 5, 2001, pp. 702 -709.
- [35] *Mu-Ping Chen, Jan-Ku Chen, K. Murata, M. Nakahara, K. Harada,* “ **The surge analysis of induction heating power supply with PLL,**” IEEE Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 1, No.1, 1999, pp. 303 -308.
- [36] *I. Khan, J. Tapson, I. de Vries,* “ **Frequency control of a**

- current-fed inverter for induction heating,**” IEEE Proceeding on Industrial Electronics, Vol. 1, No.1, 2000, pp. 343 -346.
- [37] *M. Brunoro, J.L.F. Vieira,* “ **A high-performance ZVS full-bridge DC-DC 0-50-V/0-10-A power supply with phase-shift control,**” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No.3, 1999, pp. 495 –505.
- [38] *M. Brunoro, J.L.F. Vieira,* “ **A ZVS full-bridge 0-50 V/0-10 A DC-DC power supply,**” IEEE Proceedings on Industrial Electronics, Vol. 2, No.7-11, 1997, pp. 583 -588.
- [39] M. H. Rashid, **Power Electronics Circuits, Devices, and Applications**, 2nd Editions, The McGraw-Hill Companies, Inc., 1997.
- [40]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。
- [41]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。
- [42]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。
- [43]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。
- [44]張英彬、柯聖浩，**電子安定器之實作技術**，京文圖書有限公司，台北，民國八十九年。
- [45]張英彬，**電力電子學**，高立圖書有限公司，台北，民國八十八年。
- [46]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：蘇卓盛

生 日：民國 67 年 2 月 13 日

籍 貫：台灣省彰化縣

學 歷：民國88年6月畢業於 國立高雄應用科技大學（原高雄工商專）電機科二專部

民國90年6月畢業於 私立崑山科技大學電機工程學系二技部

民國92年6月畢業於 私立中原大學電機工程研究所

住 址：彰化市中央路85號

