

行政院原子能委員會
委託研究計劃報告

電漿火炬電力供應系統整合鐵心
技術之研究

A Study of Integrated Magnetics
Technology for
Plasma Torch's Power Supply System

計劃編號：962001INER013

受委託機關(構)：國立交通大學電機與控制工程學系

計畫主持人：廖德誠 教授

計畫共同主持人：張隆國 副教授

核研所共同主持人：李恆毅 先生

報告日期：中華民國 96 年 11 月 23 日

電漿火炬電力供應系統整合鐵心技術之研究

廖德誠、張隆國、李恆毅

中文摘要

關鍵詞：電漿火炬；電力系統；整合鐵心

為配合「電漿焚化熔融處理有害廢棄物產業化應用與發展」施政目標，開發高功率直流電漿電源技術，期促使國家環境保護技術朝零廢棄物的目標發展。本計劃以電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，以整合鐵心技術整合電感及變壓器，達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的。

使用整合鐵心技術方式(電感及變壓器共構)取代傳統兩級式串接方式的優點如下：單級整合鐵心¹技術少了一個線路與元件之串聯損失，因此可順利達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的，且能量只在單級中處理，而不像兩級式能量需經過兩級的處理，故效率提昇；另外，單級整合鐵心技術合併了電感及變壓器功能於單級中，體積可大幅縮小；且由於元件數目少，因此投資成本約較同樣功能的兩級式架構可大幅減少約 15%以上。

目前市面上尚無模組化電漿火炬電源系統是利用整合鐵心技術

¹ 在本文中之“單級整合鐵心”定義為變壓器及濾波電感整合於同一鐵心中。

方式來設計，相較於傳統兩級式轉換方式而言，通常以單級整合鐵心技術方式做為電力模組的的體積小、效率較好、成本較低，因此未來市場潛力無窮。

針對本計劃我們已成功使用兩種形式的鐵心(包括 E55 及 ETD44 鐵心)，共構於 500W 順向交換式電源供應器上之變壓器，瞭解通過電晶體開關與輸出電感上之電壓電流變化。在將來下一階段之實驗，可以利用此上述實做結果，完成未來整合鐵心直流電漿火炬電源之系統電路設計基礎。

A Study of Integrated Core Technology for Plasma Torch's Power Supply System

By

Der-Cherng Liaw 、 Lon-Kou Chang and Heng-Yi Li

Abstract

英文摘要

KEY WORDS: Plasma Torch, Power System, Integrated magnetics

To comply with the policy of the application and development of plasma incinerating and melting, the technology of power supply for high power dc plasma is required to develop and meet the national environmental regulation of zero waste. In this research project, the related technology, specifically, the integration technology of major magnetic components such as inductors and transformer was studied. It has been reported that the power density might be increased and/or the ripple current might be decreased when the inductors and the transformers of a circuit are integrated on one single core. Moreover, there might have lots of advantages by replacing conventional two-stage cascading circuit with all the inductors and the transformers of a circuit on a single core in a power converter. Among these advantages, it is clear that the volume of the whole circuit will be significantly reduced and the power efficiency of the power circuit has great chance to be improved. By using electromagnetic theory, circuit theory with the help of numerical simulations code

Flux-2D, in this project we have successfully demonstrated that such an application is feasible for the right choice of circuit topology and the magnetic core.

目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	III
目錄.....	V
表目錄.....	VII
圖目錄.....	VIII
第一章 計劃緣起與目的.....	1
第二章 研究方法與過程 1.....	8
一. 實務驗證之順向交換式電源供應器介紹：.....	8
二. 隔離順向式轉換器的基本原理.....	9
三. 順向式轉換器交換電晶體.....	10
四. 順向式轉換器變壓器.....	12
五. 基本順向式轉換器的變化形式.....	13
六. 模擬 500W 順向式轉換器電路.....	14
七. 實際量測之波形數據.....	21
八. 心得.....	28
第三章 研究方法與過程 2.....	29
一. 模擬環境.....	32

二. 鐵心材質選用要求	32
三. 鐵心磁路模擬分析	35
第四章 研究方法與過程 3	57
一. 既設電路負載測試	57
二. 既有 ETD-44 鐵心增設之共鐵心實際電路驗證	60
三. E55 鐵心增設之共鐵心實際電路驗證	63
第五章 結論與建議	71
參 考 文 獻	73

表目錄

表 1-1	整合鐵心技術研究進度表	7
表 2-1	明緯公司 SP-500-24 電源供應器 DATASHEET.....	8
表 3-1	MNZn 材質電阻率與溫度之對照表 [13]	33
表 3-2	3C94 材質規格表 [13].....	33
表 3-3	3C94 材質電力轉換率	35

圖目錄

圖 1-1 電漿火炬相片	2
圖 1-2 部分串聯共振式電力模組	3
圖 1-3 全橋具隔離 CURRENT FED 轉換器的電力模組	3
圖 1-4 一般變壓器鐵心組合型式	4
圖 1-5 一般變壓器繞線組合型式	4
圖 1-6 使用某廠牌數值分析模擬範例參考(以馬達為例)	5
圖 2-1 隔離順向式轉換器與其波形[1]	9
圖 2-2 使用兩個電晶體的順向式轉換器[1]	13
圖 2-3 多重輸出順向式轉換器[1]	14
圖 2-4 500W FORWARD CONVERTER CIRCUIT ISSPICE 模擬電路圖	15
圖 2-5 0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT SENSE 波形 ISSPICE 模擬結果	15
圖 2-6 0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER CHOKE 電流波形 ISSPICE 模擬結果	16
圖 2-7 100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT SENSE 波形 ISSPICE 模擬結果	16
圖 2-8 100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER CHOKE 電流波形 ISSPICE 模擬結果	17
圖 2-9 200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT	

SENSE 波形	ISpice 模擬結果	17
圖 2-10	200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER	
CHOKE 電流波形	ISpice 模擬結果	18
圖 2-11	300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT	
SENSE 波形	ISpice 模擬結果	18
圖 2-12	300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER	
CHOKE 電流波形	ISpice 模擬結果	19
圖 2-13	400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT	
SENSE 波形	ISpice 模擬結果	19
圖 2-14	400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER	
CHOKE 電流波形	ISpice 模擬結果	20
圖 2-15	500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT	
SENSE 波形	ISpice 模擬結果	20
圖 2-16	500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER	
CHOKE 電流波形	ISpice 模擬結果	21
圖 2-17	0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT SENSE	
波形		22
圖 2-18	0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER	
CHOKE 電流波形		22
圖 2-19	100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT	
SENSE 波形		23
圖 2-20	100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER	
CHOKE 電流波形		23

圖 2-21	200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT SENSE 波形	24
圖 2-22	200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER CHOKE 電流波形	24
圖 2-23	300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT SENSE 波形	25
圖 2-24	300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER CHOKE 電流波形	25
圖 2-25	400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT SENSE 波形	26
圖 2-26	400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER CHOKE 電流波形	26
圖 2-27	500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC CURRENT SENSE 波形	27
圖 2-28	500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 OUTPUT FILTER CHOKE 電流波形	27
圖 3-1	ETD44 鐵心參數資料	30
圖 3-2	E55 鐵心參數資料(A)[13].....	31
圖 3-3	E55 鐵心參數資料(B)[13].....	32
圖 3-4	3C94 磁滯曲線[13]	34
圖 3-5	3C94 材質在不同頻率下電力密度分布	34
圖 3-6	FLUX 模擬電路圖	35
圖 3-7	ETD44 原電路鐵心磁路剖面分析位置圖	37

圖 3-8 ETD44 原電路鐵心滿載時磁力線分佈圖	38
圖 3-9 ETD44 原電路鐵心滿載時磁通密度分佈圖	38
圖 3-10 ETD44 原電路鐵心三個剖面磁通密度分佈圖	39
圖 3-11 ETD44 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(一)	40
圖 3-12 ETD44 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(二)	40
圖 3-13 ETD44 變壓器鐵心共構 PATH_1 磁通密度分佈圖	41
圖 3-14 ETD44 變壓器鐵心共構 PATH_2 磁通密度分佈圖	42
圖 3-15 ETD44 變壓器鐵心共構 PATH_3 磁通密度分佈圖	43
圖 3-16 ETD44 變壓器鐵心共構 POINT_1 磁通密度分佈圖	44
圖 3-17 ETD44 變壓器鐵心共構 POINT_2 磁通密度分佈圖	45
圖 3-18 ETD44 變壓器鐵心共構 POINT_3 磁通密度分佈圖	46
圖 3-19 ETD44 變壓器鐵心共構 POINT_4 磁通密度分佈圖	47
圖 3-20 ETD44 變壓器鐵心共構 POINT_5 磁通密度分佈圖	48
圖 3-21 ETD44 變壓器鐵心共構 POINT_6 磁通密度分佈圖	49
圖 3-22 E55 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(一)	50
圖 3-23 E55 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(二)	50
圖 3-24 E55 變壓器鐵心共構 PATH_1 磁通密度分佈圖	51
圖 3-25 E55 變壓器鐵心共構 PATH_2 磁通密度分佈圖	52
圖 3-26 E55 變壓器鐵心共構 PATH_3 磁通密度分佈圖	53
圖 3-27 E55 變壓器鐵心共構 POINT_1 磁通密度分佈圖	54
圖 3-28 E55 變壓器鐵心共構 POINT_2 磁通密度分佈圖	55
圖 3-29 E55 變壓器鐵心共構 POINT_3 磁通密度分佈圖	56
圖 4-1 計設電路性能測試	57

圖 4-2 ETD 44 既設變壓器鐵心電路，負載 0W	58
圖 4-3 ETD 44 既設變壓器鐵心電路，負載 300W.....	59
圖 4-4 ETD 44 既設變壓器鐵心電路，負載 500W.....	60
圖 4-5 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路	61
圖 4-6 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 0W.....	62
圖 4-7 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 300W	62
圖 4-8 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 500W	63
圖 4-9 E55 變壓器鐵心共構實驗電路	64
圖 4-10 E55 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 0W	65
圖 4-11 E55 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 100W.....	65
圖 4-12 E55 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 200W.....	66
圖 4-13 變壓器漏感量測的方法	70

第一章 計劃緣起與目的

一、研究構想與動機

近年來由於全球環保意識的抬頭，環境保護已由污染防治、廢棄物處理等管末處理策略，進步為清潔生產、資源回收等永續發展策略，朝向零廢目標努力。台灣地狹人稠，工業化密集程度在世界上又名列前茅，環境保護問題十分嚴重，需要引進永續發展的綠色理念，發展高級環保科技，以謀求徹底解決。

廢棄物處理一直是困擾世界各國的問題。如何避免在處理過程中，發生其他污染；並使處理成本在合理範圍之內；另將可利用的資源得以回收再使用；且還有降低處理成本的可能，皆為各國在處理廢棄物時，期望達到之目的與功效。目前處理廢棄物大約有掩埋與燃燒兩個方法，而又以燃燒比較被認為是可接受的方法。可是現有的垃圾焚化爐，在燃燒過程中，免不了仍有若干的有害氣體、飛灰及底灰會產生。到底有沒有更好的方法呢？電漿火炬也許是當前的答案。

電漿火炬技術本是歐美太空計畫的一項，後來廣泛應用在金屬加工、礦冶、金屬或非金屬之熔融等，直到最近才應用在廢棄物處理上。電漿火炬中心的溫度高達攝氏一萬度，幾乎所有的物質，在這種高溫之下，一瞬間就被裂解成簡單的原子，甚至電漿態的離子和電子；就是難以破壞的碳氫化合物，包括多氯聯苯，也會被分解成簡單無害的氣體。

在工業應用上電漿又可區分為熱電漿和冷電漿。用於廢棄物處理電漿即是高溫熱電漿又稱為平衡電漿，其特徵是重粒子（原子、離子）的溫度

與電子的溫度極為接近，它們的熱力學狀態接近平衡，呈區域熱力學平衡。典型高溫熱電漿係由工作氣體通過電弧所產生，亦即是一般用於廢棄物處理最主要的電漿熔融技術（電漿火炬）。

因此，為配合「電漿焚化熔融處理有害廢棄物產業化應用與發展」施政目標，開發高功率直流電漿電源技術，期促使國家環境保護技術朝零廢棄物的目標發展。本研究計劃為將以電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，以整合鐵心技術方式整合電感及變壓器，達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的，加速完成高功率直流電漿電源技術的開發工作。



圖 1-1 電漿火炬相片

為了解決傳統電漿火炬電源系統的缺點，開發高效率、低成本、高可靠度電漿火炬電力模組，我們將以小功率(500W)整合鐵心技術方式進行電感及變壓器共構為基礎，透過電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，實現高功率(20kW/ 200kW)之電力模組並驗證其擴充的可行性，同時符合 IEEE 以及 IEC 對輸入電力諧波污染之規範。

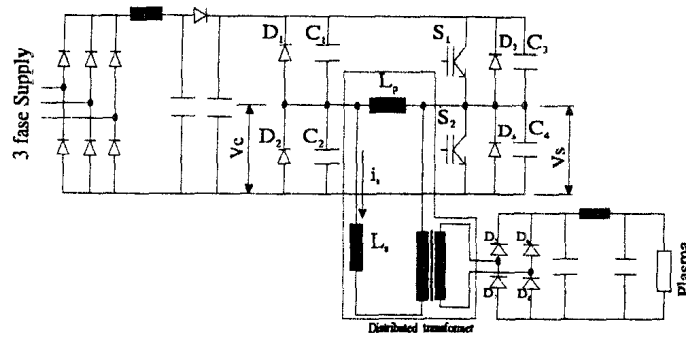


圖 1-2 部分串聯共振式電力模組

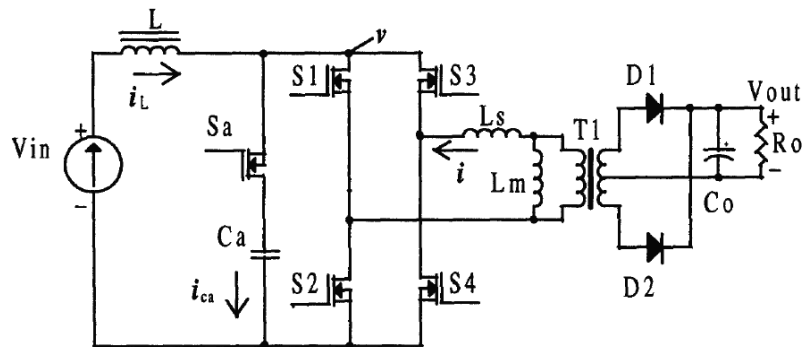


圖 1-3 全橋具隔離 Current Fed 轉換器的電力模組

使用整合鐵心技術方式(電感及變壓器共構)取代傳統兩級式串接方式的優點如下: 單級整合鐵心技術少了一個線路與元件之串聯損失，因此可順利達到增加能量密度及減少輸出電流連波的目的，且能量只在單級中處理，而不像兩級式能量需經過兩級的處理，故效率提昇；另外，單級整合鐵心技術合併了電感及變壓器功能於單級中，體積可大幅縮小；且由於元件數目少，因此投資成本約較同樣功能的兩級式架構可大幅減少約 15% 以上。

一般的單級整合鐵心技術的困難點包括：鐵心材質選擇、鐵心切割型式；如圖 1-4 所示；繞線方式配置，如圖 1-5 所示。渦流損及磁滯損減少、漏磁通及漏電抗抑制及溫升控制等等。但針對電漿火炬電源系統的應用而

言，由於電漿火炬負載不會有非常快速的動態變化需求，使用單級整合鐵心技術仍可符合輸出負載為電漿火炬時的變化反應要求。

另外，由於單級整合鐵心技術關係，可順利達到增加能量密度及減少輸出電流漣波的目的，因此單級整合鐵心技術的功率因數及諧波改善應較兩級式串接方式的佳。因此，基於上述的優點，使用單級整合鐵心技術做為電漿火炬電源系統的電力模組是個不錯的的選擇。

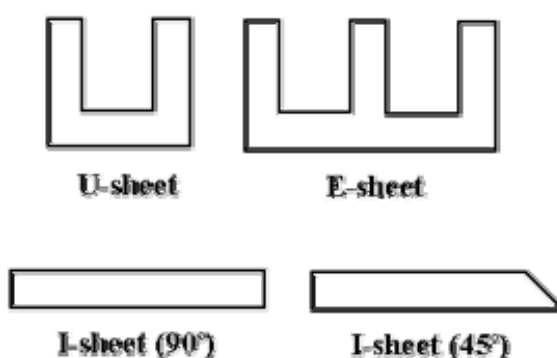


圖 1-4 一般變壓器鐵心組合型式

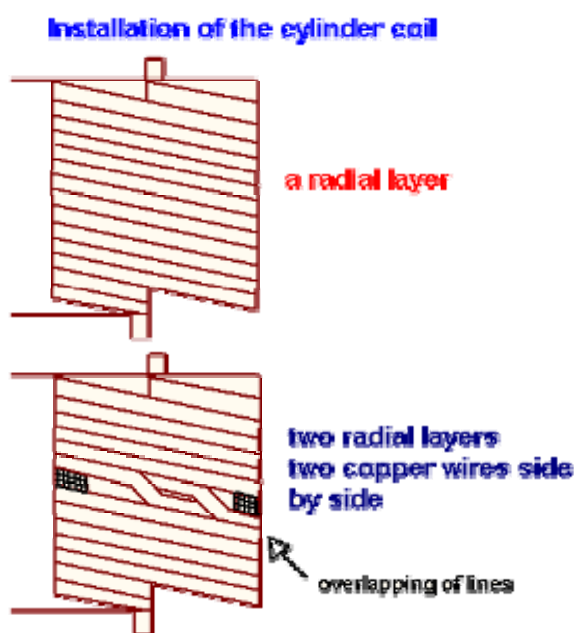


圖 1-5 一般變壓器繞線組合型式

單級交/直流轉換器的整合鐵心技術方式研究一直是電力電子領域裡最熱中且最重要的議題，但是長久以來一直缺乏系統化的理論研究與數值分析，本計畫針對此問題，透過電磁理論、電路系統理論及有限元素數值方法進行研究，一方面對現有傳統的架構作分析和性能評估，另一方面也計劃提出新的理論觀點以幫助研究者做這類架構的系統化設計和效能改善，如圖 1-6 使用某廠牌數值分析模擬範例參考。

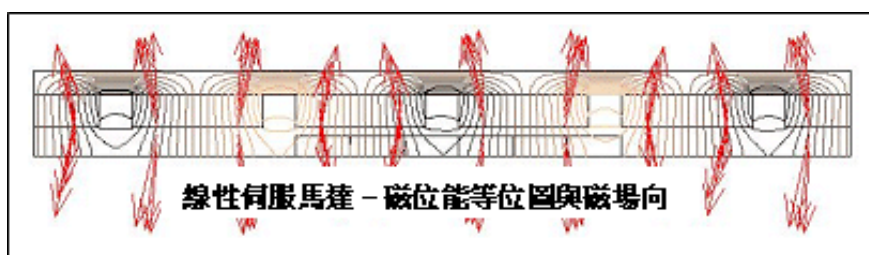


圖 1-6 使用某廠牌數值分析模擬範例參考(以馬達為例)

電源供應系統一直是資訊產品及電源管理中很重要的一部份，新的研究突破，可大幅提升國家能源發展的技術水準，加速電力電子整合化、微小化的目標。單級整合鐵心技術方式的整合設計，除了體積可以縮小外，亦可提高效率，進而強化產品的競爭力。

目前市面上尚無模組化電漿火炬電源系統是利用整合鐵心技術方式來設計，相較於傳統兩級式轉換方式而言，通常以單級整合鐵心技術方式做為電力模組的的體積小、效率較好、成本較低，因此未來市場潛力無窮。

二、研究項目與進度

本計畫之研究工作主要在理論探討與系統磁路模擬研究，其研究項目包括以下：

1. 磁性元件，包括電感與變壓器在一般電路中之效益分析。
2. 磁性元件，包括電感與變壓器在一般電路中之磁路分析。
3. 磁性元件，包括電感與變壓器在共鐵心條件下，一般電路中之磁路分析。
4. 磁性元件，包括電感與變壓器在共鐵心條件下，一般電路中之效益分析。
5. 磁性元件在共鐵心條件下，一般電路之最佳化分析。
6. 建立系統之最佳化運轉模式。
7. 實務驗證分析理論成果。

另外在研究進度安排，將計劃採取每個項目約 1~2 個月時間研究。表

1-1 為本計劃安排之研究進度表。

表 1-1 整合鐵心技術研究進度表

工作項目 \ 月份	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
磁性元件，包括電感與變壓器在一般電路中之磁路分析												
磁性元件，包括電感與變壓器在一般電路中之磁路分析			※									
磁性元件，包括電感與變壓器在共磁心條件下，一般電路中之磁路分析												
磁性元件，包括電感與變壓器在共磁心條件下，一般電路中之磁路分析						※						
期中報告撰寫							※					
磁性元件在共磁心條件下，一般電路之最佳化分析									※			
建立系統之最佳化邏輯模式												
實務驗證分析理論成果												※
工作進度估計百分比 (累 積 數)	8%	16%	24%	33%	41%	49%	58%	66%	74%	82%	91%	100%

第二章 研究方法與過程 1

(磁性元件，包括電感與變壓器在一般電路中之效益分析)

一.實務驗證之順向交換式電源供應器介紹：

此次實驗所使用之500W順向交換式電源供應器，是使用交換式電源供應器製造商明緯企業股份有限公司所生產型號為SP-500-24之500W順向交換式電源供應器，表2-1為此交換式電源供應器之datasheet。

表 2-1 明緯公司 SP-500-24 電源供應器 DATASHEET

		MEAN WELL SWITCHING POWER SUPPLY ISO-9001 CERTIFIED MANUFACTURER			SP-500 SERIES	
LOW COST, HIGH RELIABILITY COOLING FAN ON/OFF AUTOMATICALLY BUILT IN REMOTE CONTROL INTERNATIONAL AC INPUT RANGE HIGH EFFICIENCY, LOW WORKING TEMPERATURE SOFT-START CIRCUIT, LIMITING AC SURGE CURRENT SHORT CIRCUIT, OVERLOAD, OVER VOLTAGE, OVER TEMP. PROTECTED		COMPACT SIZE, LIGHT WEIGHT 100% FULL LOAD BURN-IN TEST 105°C OUTPUT CAPACITOR BUILT IN EMI FILTER, LOW RIPPLE NOISE BUILT IN PFC CIRCUIT				
MODEL	SP-500-12	SP-500-13.5	SP-500-15	SP-500-24	SP-500-27	SP-500-48
SPECIFICATION						
DC OUTPUT VOLTAGE	12V	13.5V	15V	24V	27V	48V
OUTPUT V. TOLERANCE	±1%	±1%	±1%	±1%	±1%	±1%
OUTPUT RATED CURRENT	40A	36A	32A	20A	18A	10A
OUTPUT CURRENT RANGE	0-40A	0-36A	0-32A	0-20A	0-18A	0-10A
RIPPLE & NOISE	240mVp-p	240mVp-p	240mVp-p	240mVp-p	200mVp-p	300mVp-p
LINE REGULATION	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%
LOAD REGULATION	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%
DC OUTPUT POWER	480W	486W	480W	480W	486W	480W
EFFICIENCY	84%	84%	83%	85.5%	86.5%	87%
DC VOLTAGE ADJ.	10-13.2V	12-15V	13.5-18V	20-26.4V	24-30V	41-56V
INPUT VOLTAGE RANGE	88-264VAC 47-63Hz, 124-370VDC					
AC CURRENT	7A/115V 3.5A/230V					
POWER FACTOR	0.95/100-240VAC					
INRUSH CURRENT	18A/115V 36A/230V					
LEAKAGE CURRENT	<3.5mA/240VAC					
OVERLOAD PROTECTION	105%~135% TYPE:FOLDBACK CURRENT LIMITING RESET:AUTO RECOVERY					
OVER VOLTAGE PROTECTION	13.8~16.2V	15.5~18.2V	18~21V	27.6~32.4V	31~36.5V	57.6~67.2V
FAN CONTROL, O.T.P.	RTH1 or RTH2>=50°C FAN ON, <=45°C FAN OFF, >=70°C OUTPUT SHUTDOWN					
TEMP. COEFFICIENT	±0.03% / °C (0~50°C)					
SETUP, RISE, HOLD UP TIME	1.5s, 50ms, 20ms					
VIBRATION	10~500Hz, 2G 10min./1cycle, PERIOD FOR 60min. EACH AXES					
WITHSTAND VOLTAGE	I/P-O/P:3KVAC I/P-FG:1.5KVAC O/P-FG:0.5KVAC					
ISOLATION RESISTANCE	I/P-O/P, I/P-FG, O/P-FG:500VDC / 100M Ohms					
WORKING TEMP., HUMIDITY	-10°C~+50°C(REFER TO OUTPUT DERATING CURVE), 20%~90% RH					
STORAGE TEMP., HUMIDITY	-20°C~+85°C, 10%~95% RH					
DIMENSION	170*120*93mm CASE:910					
WEIGHT	1.8Kgs					
SAFETY STANDARDS	UL1950, TUV EN60950 APPROVED					
EMC STANDARDS	CISPR22 (EN55022), IEC1000-4-2,3,4,5,6,8,11 IEC1000-3-2 VERIFICATION					
NOTE :	1. ALL PARAMETERS ARE SPECIFIED AT 230VAC INPUT, RATED LOAD, 25°C 75% RH, AMBIENT. 2. TOLERANCE: INCLUDE SET UP TOLERANCE, LINE REGULATION, LOAD REGULATION. 3. RIPPLE & NOISE ARE MEASURED AT 20MHz BY USING A 12" TWISTED PAIR TERMINATED WITH A 0.1uF & 47uF CAPACITOR. 4. LINE REGULATION IS MEASURED FROM LOW LINE TO HIGH LINE AT RATED LOAD. 5. LOAD REGULATION IS MEASURED FROM 0% TO 100% RATED LOAD. 6. C3,4,14,16,31,32,101,102 MUST BE REMOVED. 7. REFER TO OUTPUT DERATING CURVE VS INPUT VOLTAGE.					

二.隔離順向式轉換器的基本原理²

如圖 2-1 所示為基本的順向式轉換器電路與其電路波形。

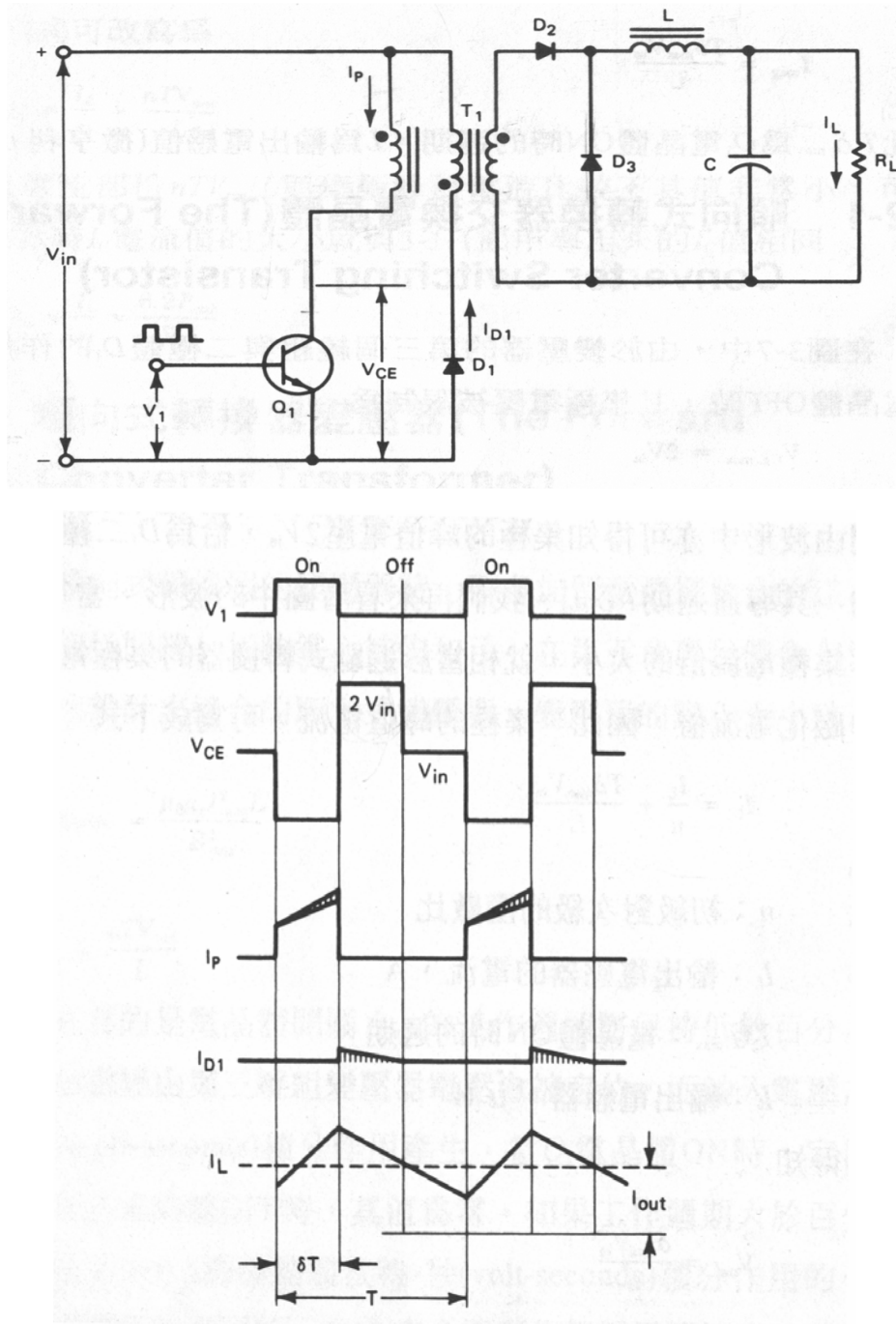


圖2-1 隔離順向式轉換器與其波形[1]

² 第二章所有的理論及實驗的基本條件為連續電流模式。

由於順向式轉換器中所使用的隔離元件，乃是一個真正的變壓器，因此為了獲得正確有效的能量轉移，必須在輸出端有電感器，做為次級感應的能量儲存元件。而變壓器的初級繞組與次級繞組(primary and secondary windings)有相同之極性，此電路的操作原理如下：當電晶體Q1於ON的狀態時，初級繞組漸漸會有電流流過，並將能量儲存於其中，由於變壓器次級繞組有相同的極性，此能量就會順向轉移至輸出，且同時經由順向偏壓二極體D2，儲存於電感器L中，此時的二極體D3為逆向偏壓狀態。當電晶體Q1轉換成OFF狀態時，變壓器的繞組電壓會反向，D2二極體此時就處於逆向偏壓的狀況，此時飛輪二極體(flywheel diode)D3則為順向偏壓，在輸出迴路上有導通電流流過，並經由電感器L，將能量傳導至負載上。

變壓器上的第三個繞組與二極體D1，互相串聯在一起，可達到變壓器消磁(demagnetization)作用，也就是說當電晶體Q1於OFF時，變壓器的磁能會轉回至輸入直流匯流排上。在圖2-1的波形中有黑色部分的區域，乃為磁化——消磁電流(magnetizing-demagnetizing current) I_{mag} ：

$$I_{mag} = \frac{T \delta_{max} V_{in}}{L} \quad (2.1)$$

器在此 $T \delta_{max}$ 為Q1電晶體ON時的週期，L為輸出電感值。

三.順向式轉換器交換電晶體

在圖2-1中，由於變壓器的第三繞組與二極體D₁的作用，因

此 Q_1 電晶體OFF時，利用第一三繞組比例關係，其集極電壓被限制為

$$V_{CE,max} = 2V_{in} \quad (2.2)$$

我們由波形中亦可得知集極的峰值電壓 $2V_{in}$ ，恰為D1二極體之導通時間，其導通週期為 $T \delta_{max}$ 。我們再來看看圖中的波形，當電晶體在ON時，集極電流值的大小，可寫成下式

$$I_C = \frac{I_L}{n} + \frac{T \delta_{max} V_{in}}{L} \quad (2.3)$$

n ：初級對次級的圈數比

I_L ：輸出電感器的電流(A)

L ：輸出電感器(μH)

$T \delta_{max}$ ：電晶體ON時的週期

由此可知

$$V_{out} = \frac{\delta_{max} V_{in}}{n} \quad (2.4)$$

又

$$V_{in} = \frac{n V_{out}}{\delta_{max}} \quad (2.5)$$

因此(2.3)式可改寫成

$$I_C = \frac{I_L}{n} + \frac{n T V_{out}}{L} \quad (2.6)$$

四.順向式轉換器變壓器

在設計順向式轉換器的變壓器時，需多加留意選擇適合的鐵心大小與鐵心的空氣間隙，以防止鐵心被飽和了。選擇變壓器鐵心的大小為

$$\text{Volume} = \frac{\mu_o \mu_e I_{\text{mag}}^2 L}{B_{\text{max}}^2} \quad (2.7)$$

μ_o ：鐵心材料的初始導磁率

μ_e ：鐵心材料的相對導磁率

B_{max} ：鐵心的最大磁通密度

L ：輸出電感器(μH)

在此

$$I_{\text{mag}} = \frac{nTV_{\text{out}}}{L} \quad (2.8)$$

另外需注意的是電晶體開關 δ_{max} 的工作週期需保持低於百分之五十以下，利用第一三繞組比例關係，第三繞組變壓器會被定位，而輸入電壓之間會有伏特—秒(volt-second)積分作用產生，當Q1電晶體ON時，定位於某一準位，當Q1電晶體OFF時，其值為零。

如果工作週期大於百分之五十，也就是 $\delta > 0.5$ 將會破壞伏特—秒(volt-second)積分作用的平衡，使得變壓器趨於飽和狀態，也會產生極高的集極電流波尖，而破壞了轉換電晶體。

雖然變壓器的第三繞組與二極體的定位動作，能夠限制電晶體的集極峰值電壓至二倍的輸入直流電壓，但是有一點需留意的是，在繞製變壓器

時，需將第三繞組與初級繞組緊密來繞製(使用雙線繞法)，如此方可減少由漏電感產生的致命電壓波尖。

五. 基本順向式轉換器的變化形式

由於輸入電壓過高時，電晶體會承受較大的耐壓值，因此改用兩個電晶體的變化方式，如圖2-2電路所示，此兩個電晶體開關會同時ON或OFF，但由於二極體D1與D2的制止動作，所以電晶體上所承受的電壓不會超過 V_{in} 以上。

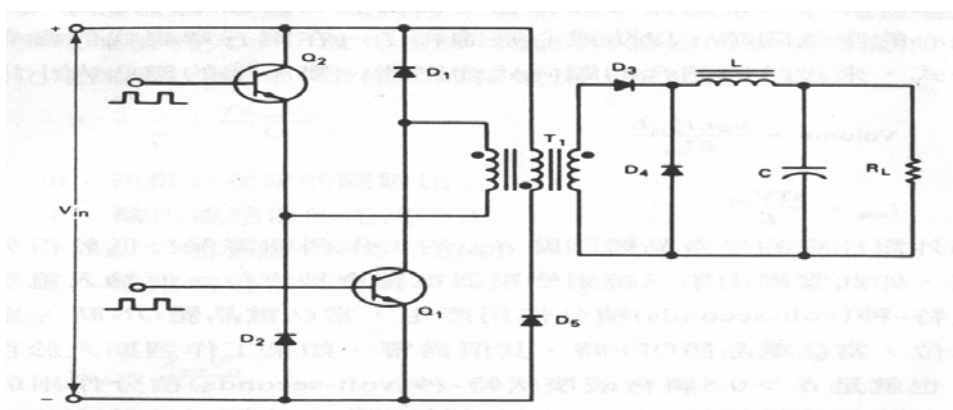


圖 2-2 使用兩個電晶體的順向式轉換器[1]

順向式轉換器亦可應用於多重輸出的電路中，不過在每一輸出部分都需要有額外的二極體與扼流圈。在此需注意的事飛輪二極體至少要與主要的整流二極體有一樣的電流額定值，這是因為當電晶體OFF時，會有滿電流輸出，在圖2-3的電路，就是多重輸出順向式轉換器(multiple-output forward converter)。

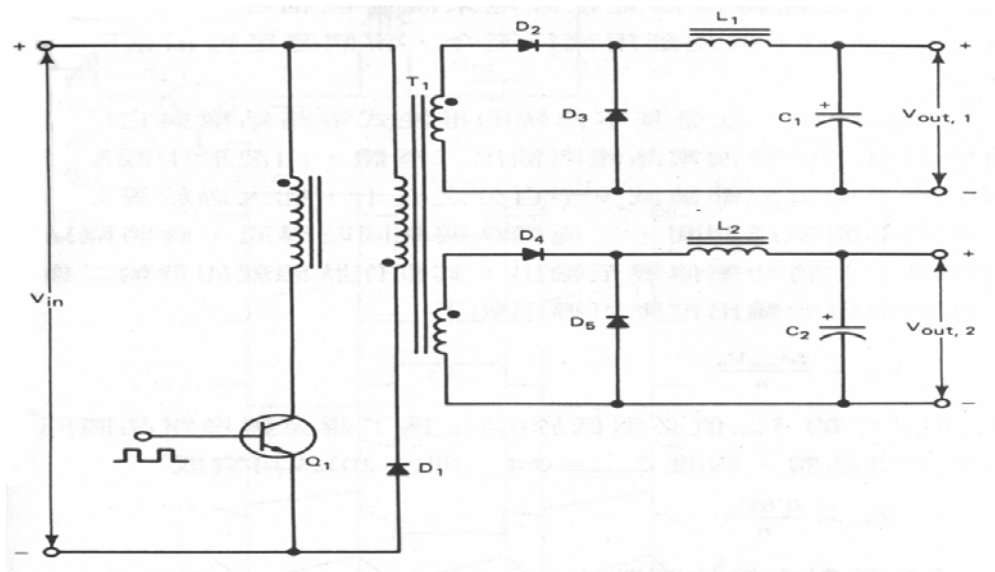


圖 2-3 多重輸出順向式轉換器[1]

六. 模擬 500W 順向式轉換器電路

在瞭解完順向式轉換器的基本原理後，我們利用 IsSpice 軟體模擬尚未共鐵心前之500W forward converter circuit，其額定輸入為AC 110V，額定輸出為DC 24V，模擬觀察其變壓器一次側、二次側與輸出端電感在無載到滿載間的電壓電流變化情形，並在模擬後實際量測電路波形，互相對照取得最後結果；由於鐵心材質不同，影響變壓器及電抗器效率甚鉅，本次模擬分析將採用Philip ETD44鐵心材質之變壓器，其一次側與二次側之匝數比為42：9，以此條件進行軟體模擬分析。

(一) 模擬方式：(模擬一至模擬六)

針對改變負載，觀察電路之電壓電流波形變化情形，分別模擬0W、100W、200W、300W、400W、500W等六種情況。

1. 模擬軟體 IsSpice各項參數定義及說明

(1) 模擬電路

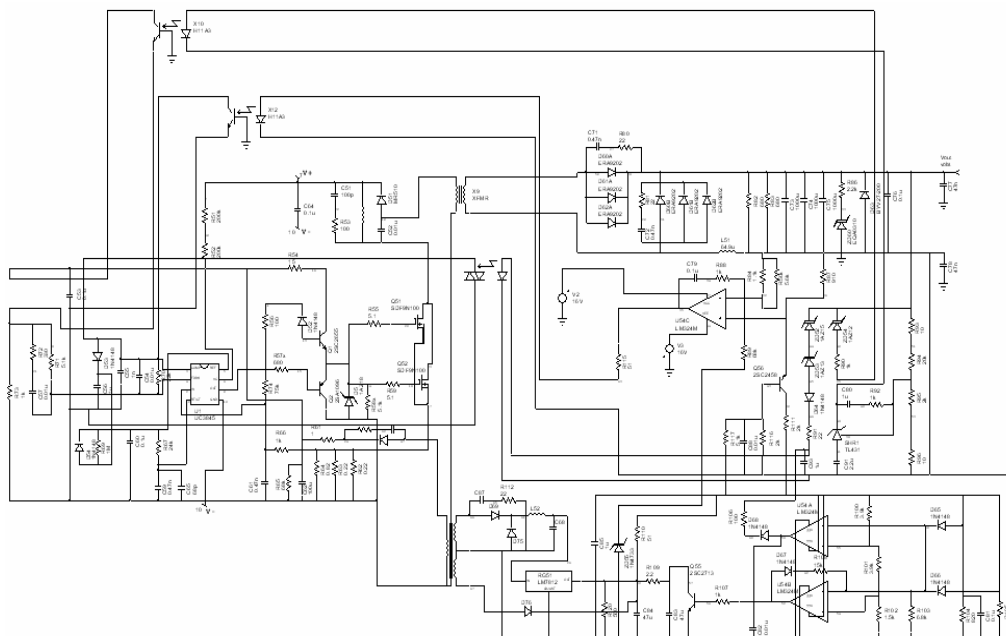


圖 2-4 500W forward converter circuit IsSpice 模擬電路圖

(2) 0W 負載時之模擬結果

A. 功率開關Q51、Q52之電壓、PWM IC current sense 波形

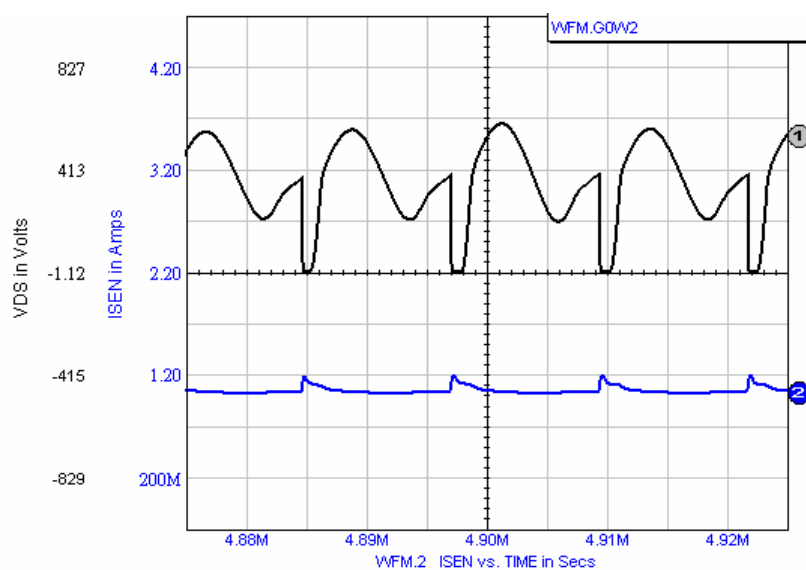


圖 2-5 0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC

current sense 波形 IsSpice 模擬結果

B. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

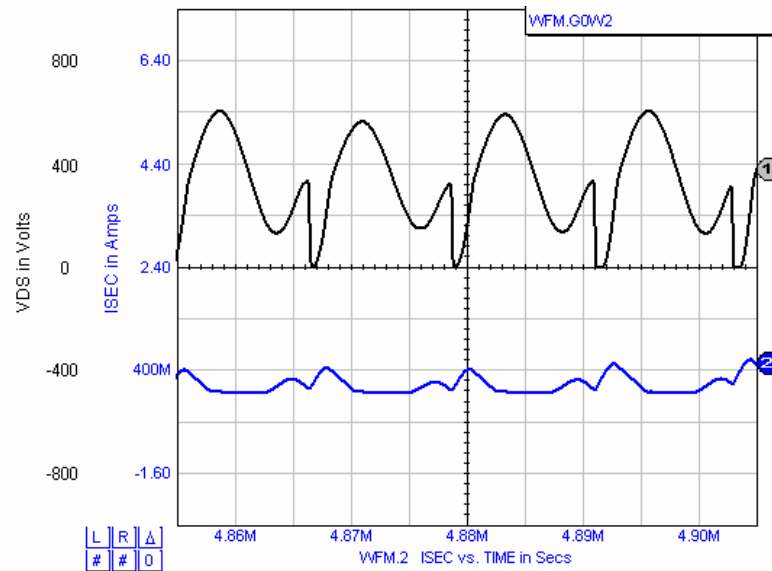


圖 2-6 0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形 IsSpice 模擬結果

(3) 100W 負載時之模擬結果

A. 功率開關Q51、Q52之電壓、PWM IC current sense 波形

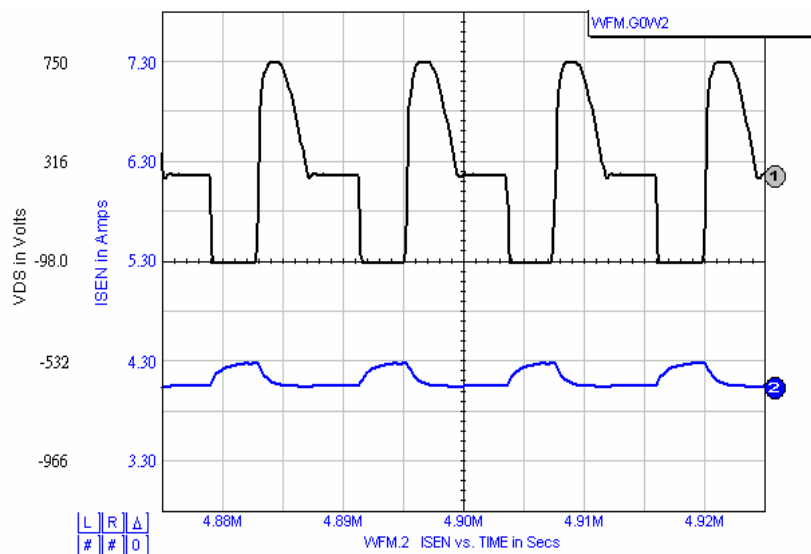


圖 2-7 100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC

current sense 波形 IsSpice 模擬結果

B. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

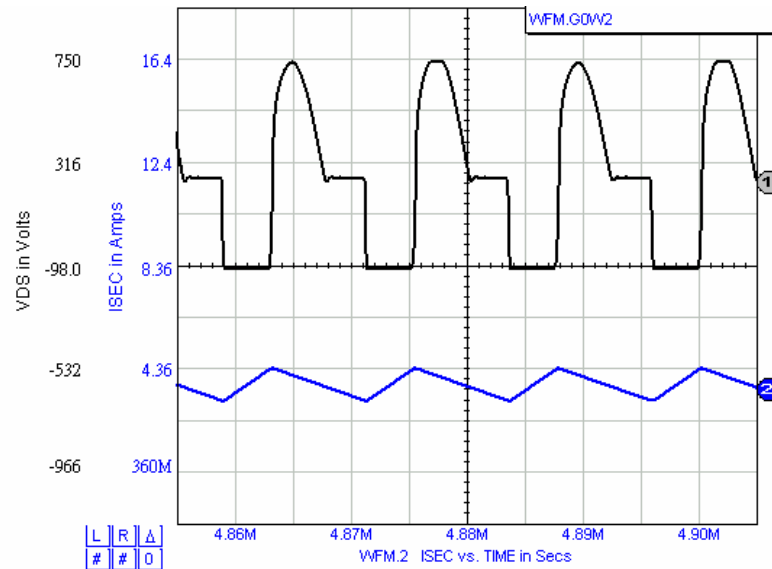


圖 2-8 100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形 IsSpice 模擬結果

(4) 200W 負載時之模擬結果

A. 功率開關Q51、Q52之電壓、PWM IC current sense 波形

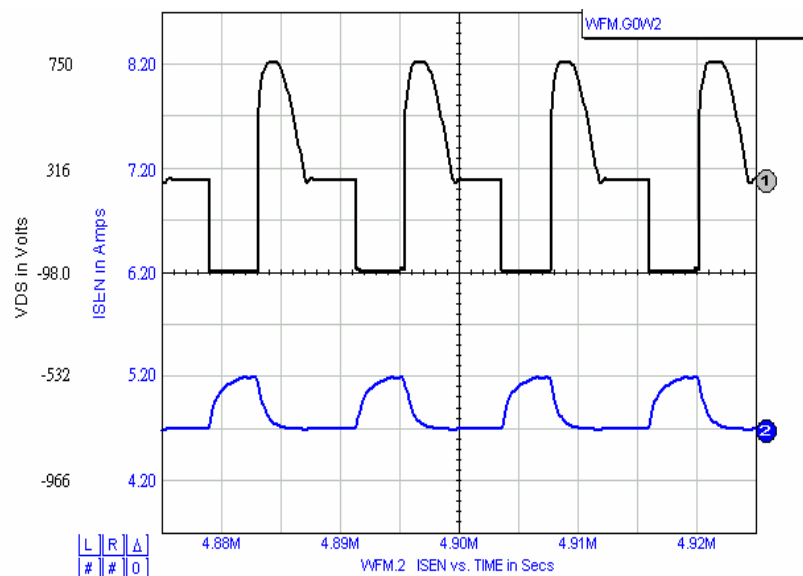


圖 2-9 200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC

current sense 波形 IsSpice 模擬結果

B. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

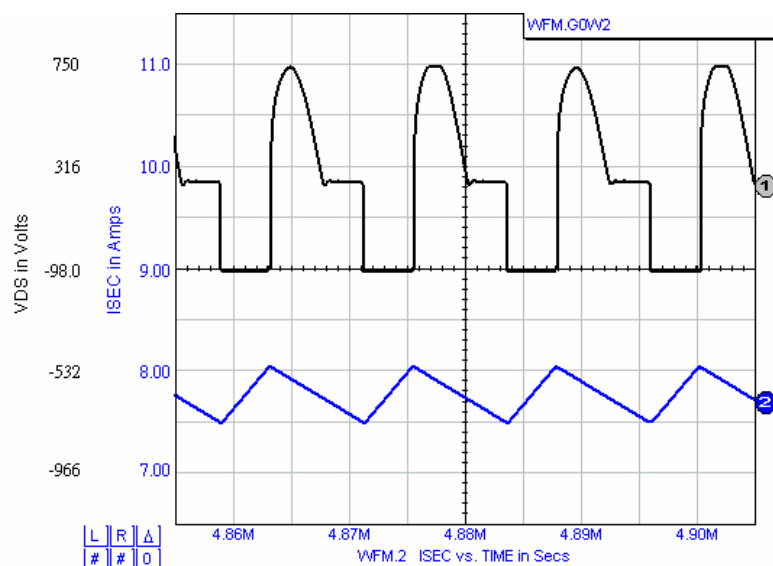


圖 2-10 200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形 IsSpice 模擬結果

(5) 300W 負載時之模擬結果

A. 功率開關Q51、Q52之電壓、PWM IC current sense 波形

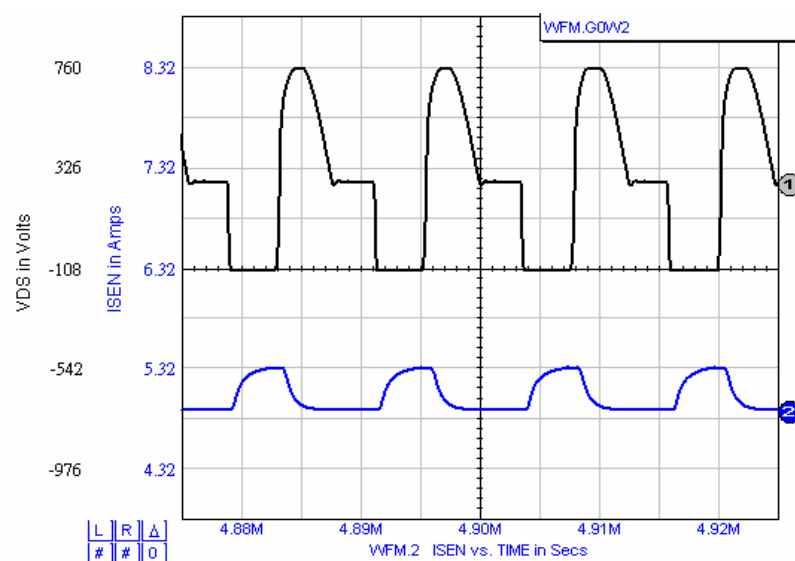


圖 2-11 300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC

current sense 波形 IsSpice 模擬結果

B. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

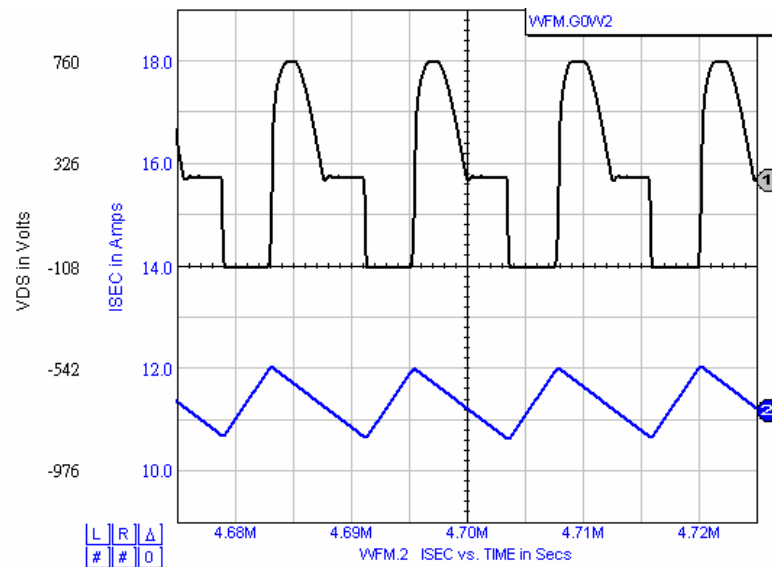


圖 2-12 300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形 IsSpice 模擬結果

(6) 400W 負載時之模擬結果

A. 功率開關Q51、Q52之電壓、PWM IC current sense 波形

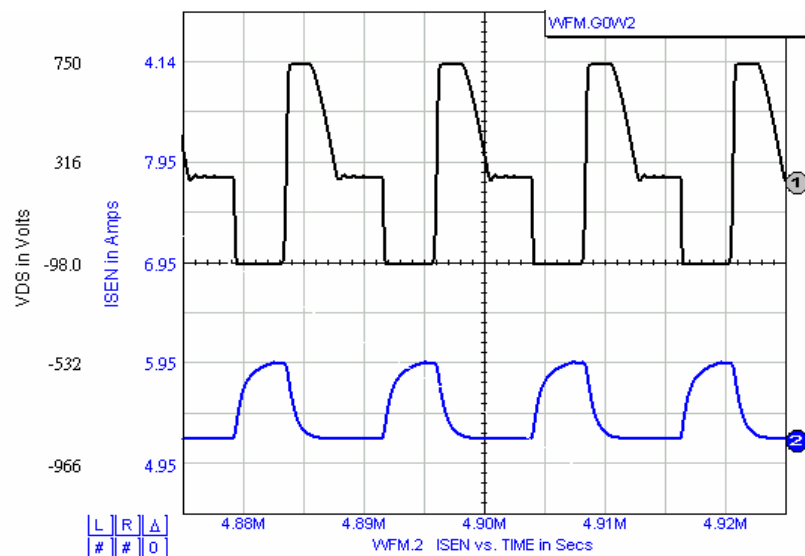


圖 2-13 400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

current sense 波形 IsSpice 模擬結果

B. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

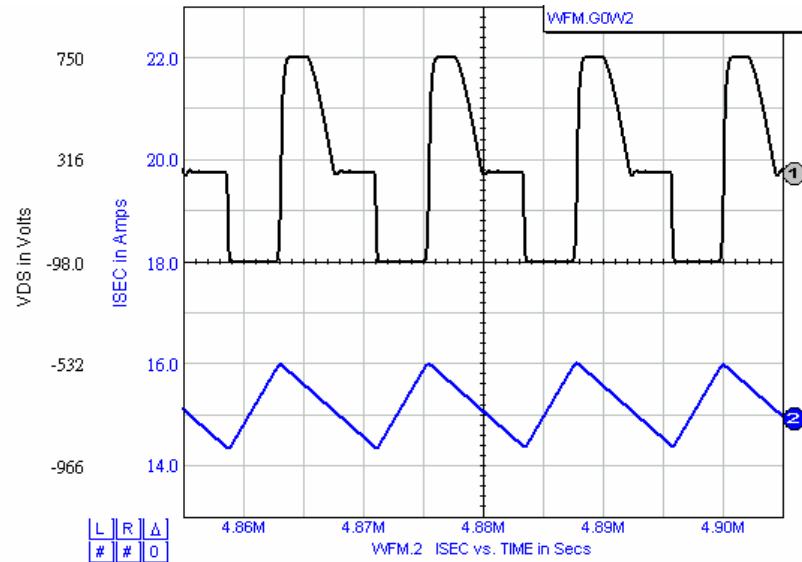


圖 2-14 400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形 IsSpice 模擬結果

(7) 500W 負載時之模擬結果

A. 功率開關Q51、Q52之電壓、PWM IC current sense 波形

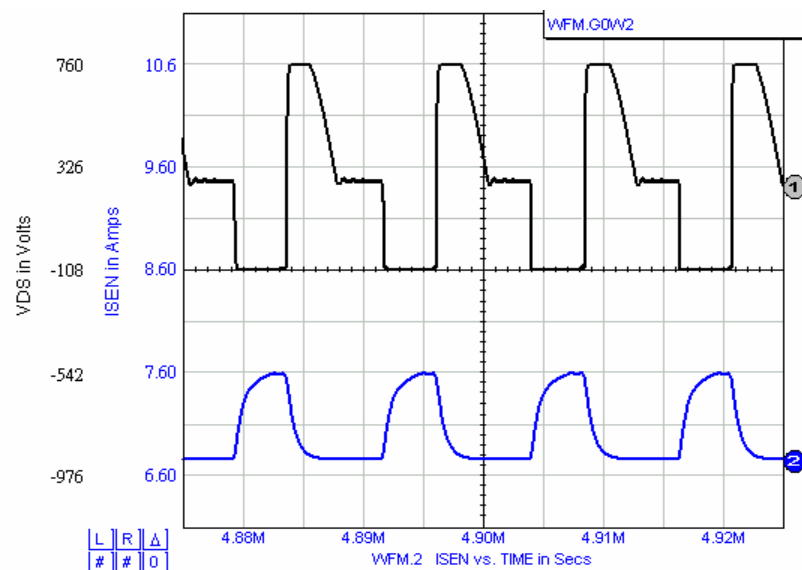


圖 2-15 500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

current sense 波形 IsSpice 模擬結果

B. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

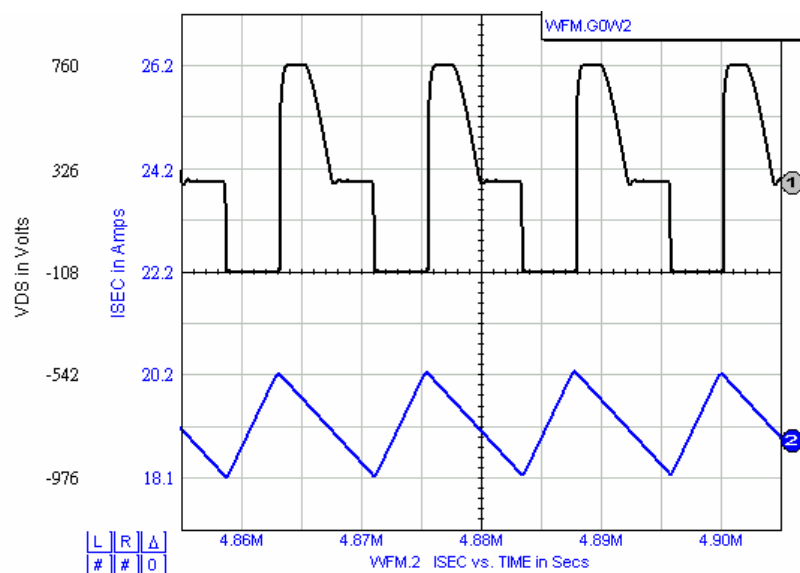


圖 2-16 500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形 IsSpice 模擬結果

七. 實際量測之波形數據

(一) 0W 負載時之實際量測結果，示波器 Channel 3 電流電壓轉換比³為 300A/4V

1. 功率開關Q51、Q52之電壓，PWM IC current sense 波形，

³ 本實驗電流波形之量測皆使用霍爾比流器(Hall CT) LEM HAL 300-S。

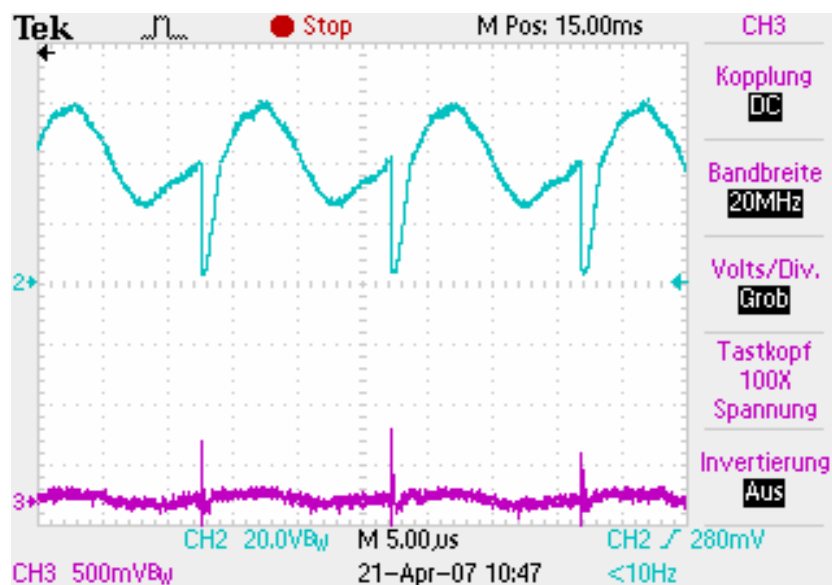


圖 2-17 0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

2. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

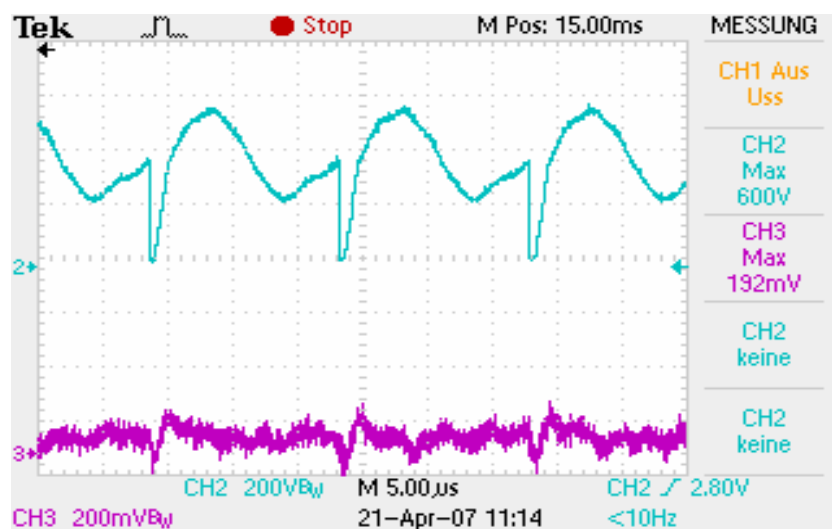


圖 2-18 0W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形

(二) 100W 負載時之實際量測結果

1. 功率開關Q51、Q52之電壓，PWM IC current sense 波形

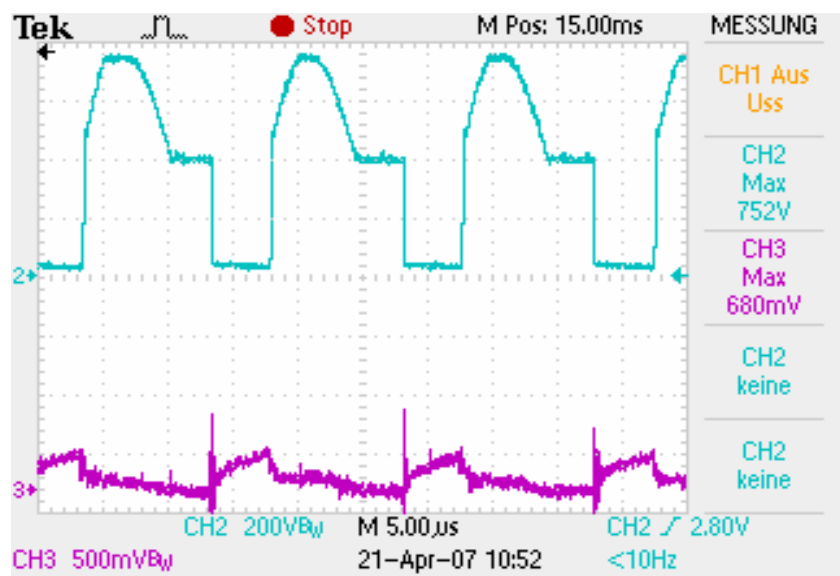


圖 2-19 100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

2. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

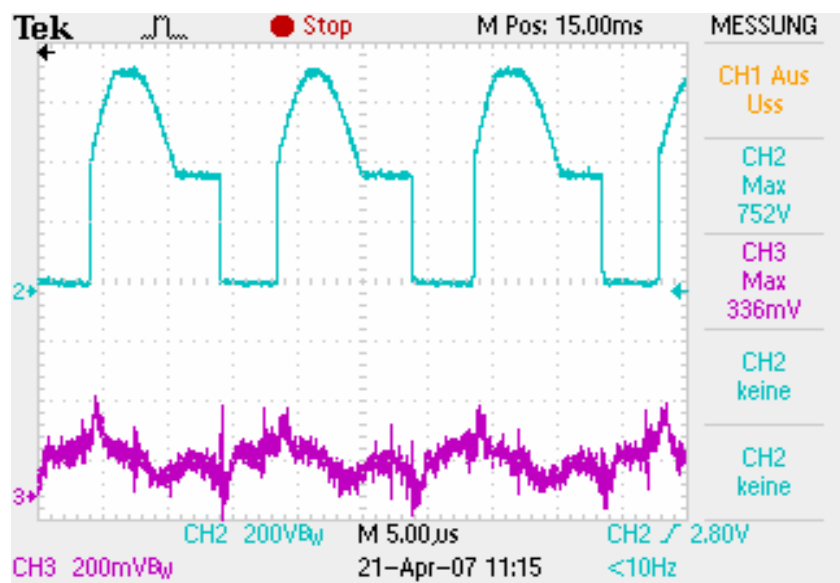


圖 2-20 100W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形

(三) 200W 負載時之實際量測結果

1. 功率開關Q51、Q52之電壓，PWM IC current sense 波形

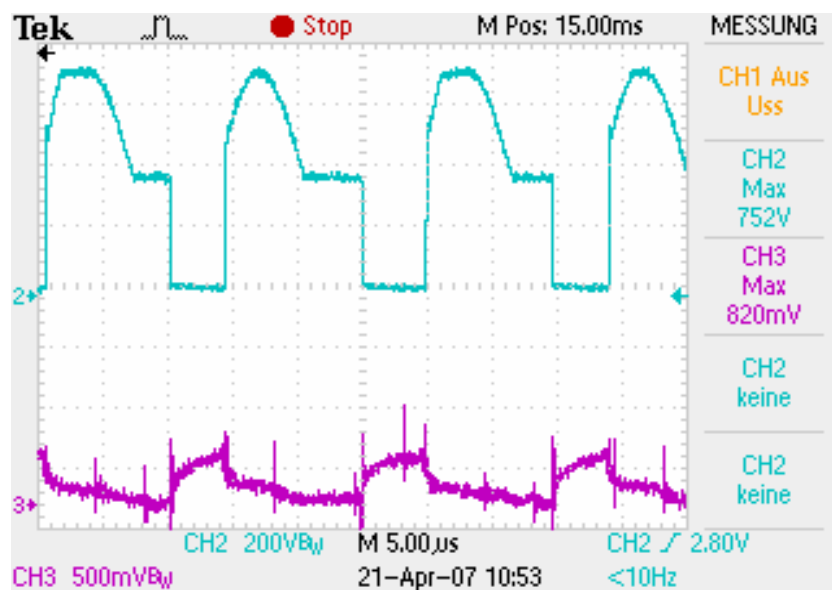


圖 2-21 200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

2. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

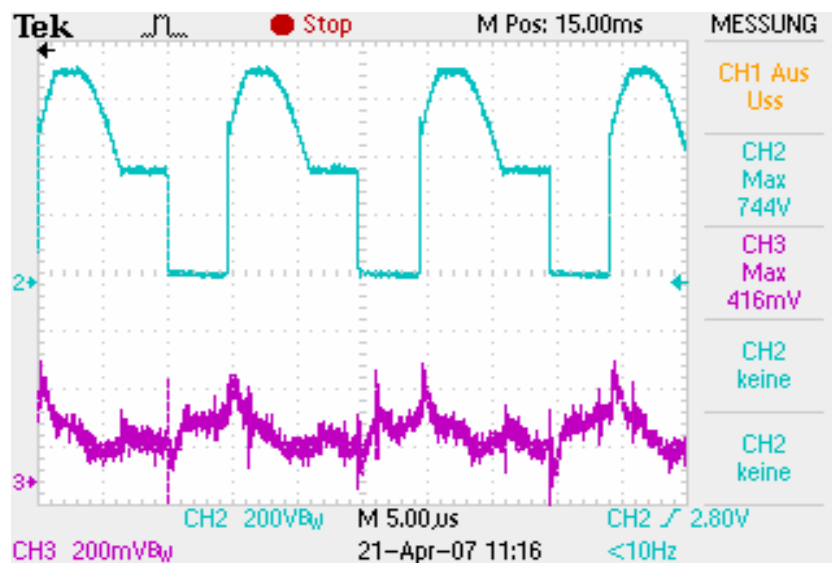


圖 2-22 200W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形

(四) 300W 負載時之實際量測結果

1. 功率開關Q51、Q52之電壓，PWM IC current sense 波形

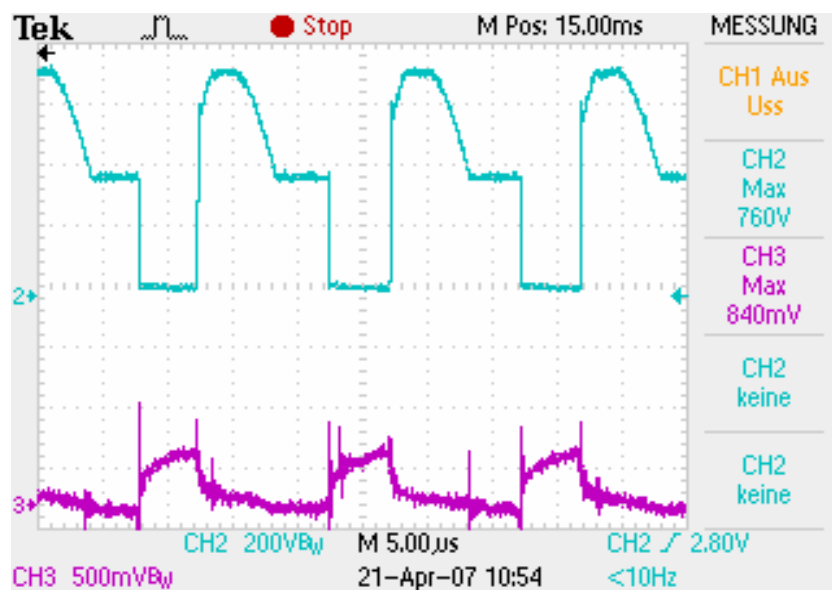


圖 2-23 300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

2. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

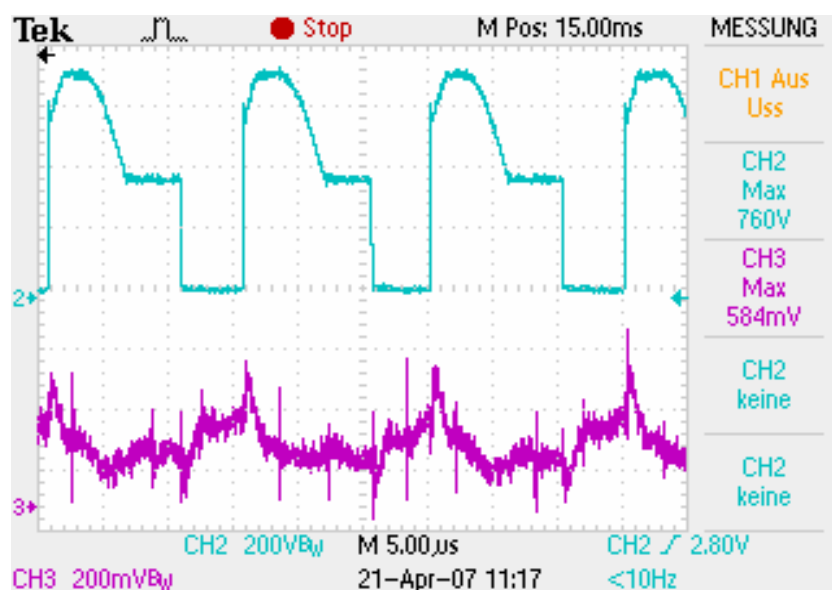


圖 2-24 300W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形

(五)400W負載時之實際量測結果

1. 功率開關Q51、Q52之電壓，PWM IC current sense 波形

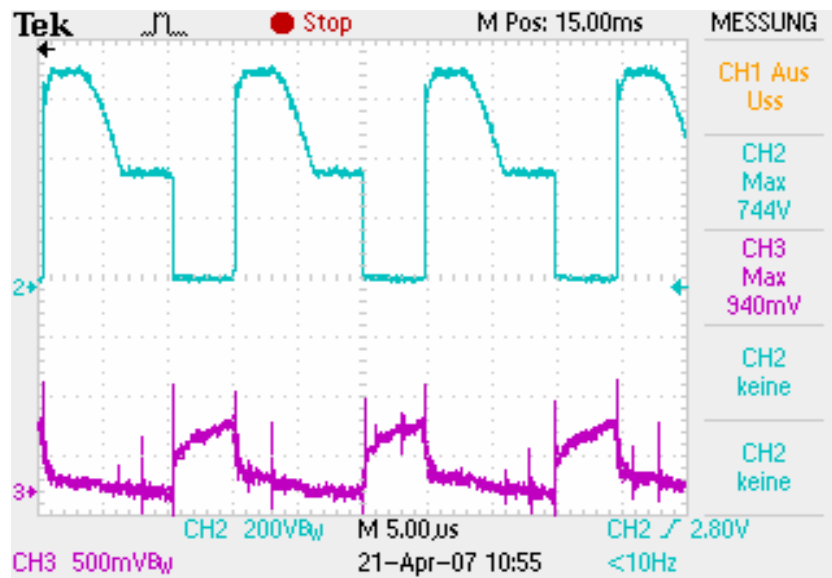


圖 2-25 400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

2. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

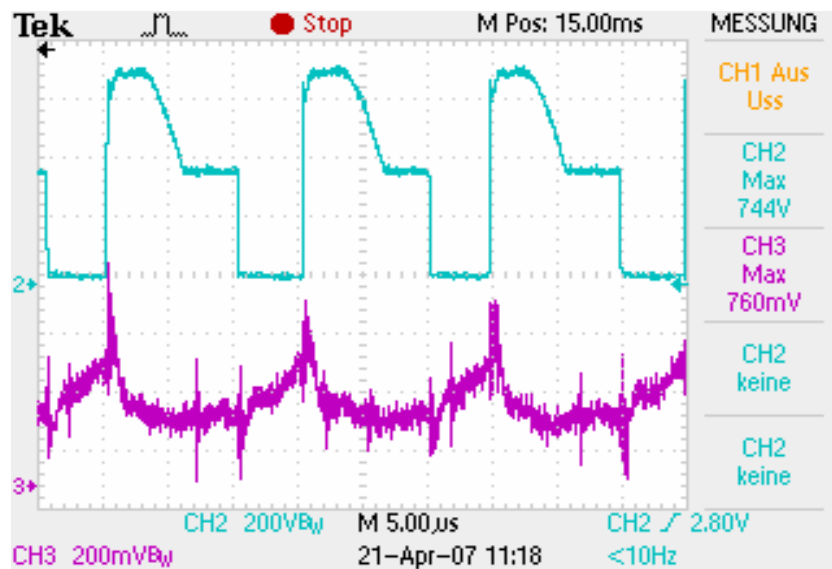


圖 2-26 400W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形

(六) 500W 負載時之實際量測結果

1. 功率開關Q51、Q52之電壓，PWM IC current sense 波形

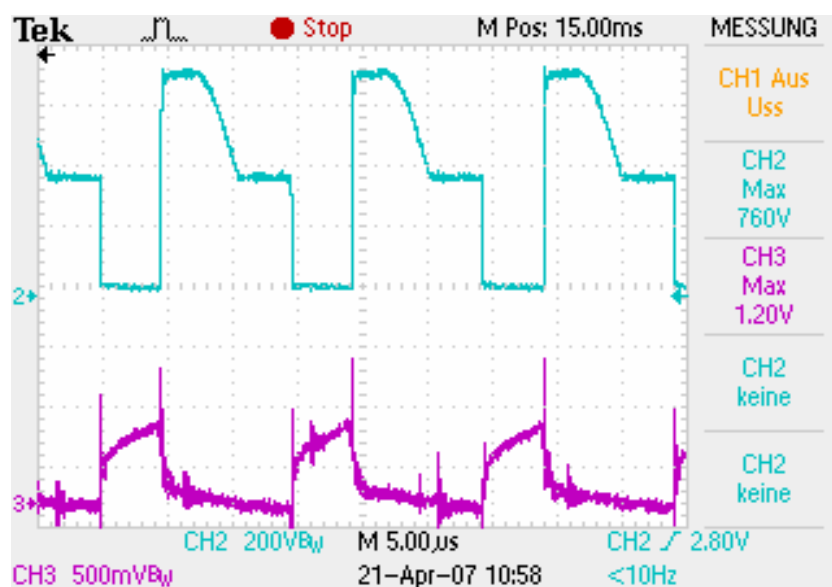


圖 2-27 500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，PWM IC current sense 波形

2. 功率開關Q51、Q52之電壓，L51 Output filter choke電流波形

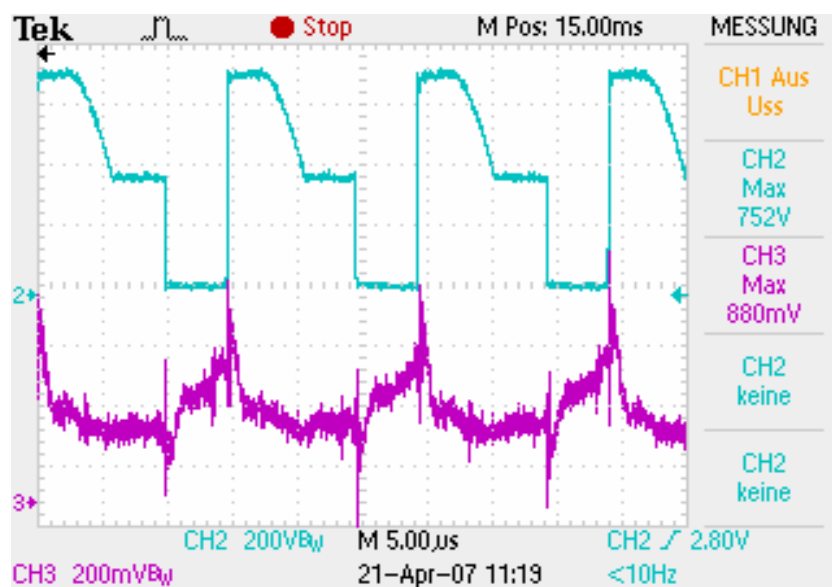


圖 2-28 500W 負載時功率開關 Q51、Q52 之電壓，L51 Output filter choke 電流波形

八. 心得

此次模擬及實驗的目的是為了觀察順向式轉換器在未共鐵心前的電路工作情形，以當作日後變壓器採用共鐵心結構後電路工作情形的比對資料，進而分析其中的優缺點，以便做為改良共鐵心變壓器結構的基礎。

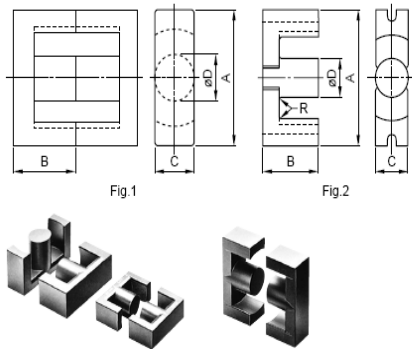
第三章 研究方法與過程 2

(磁性元件，包括電感與變壓器在一般電路中與在共鐵心條件下之磁路分析)

本章節除運用前期之理論及模擬軟體外，另自鐵心材質選擇、鐵心形狀至各種組合模擬，逐一說明共鐵心架構設計，以獲得變壓器及電感器組合之最佳化。

本次實驗所使用之明緯 SP-500-24 順向交換式電源供應器，其變壓器鐵心乃是採用 Philips 公司所生產，形式為 ETD44 之鐵心，圖 3-1 為 Philips 公司所提供 ETD44 鐵心參數資料，另外，本次實驗構想以 Philips 公司之 3C94 EI 鐵心重新繞製一顆鐵心共構之變壓器，藉由模擬結果觀察其與 ETD44 鐵心在工作時之磁路變化，圖 3-2 與圖 3-3 為 Philips 公司所提供 3C94 EI 鐵心參數資料。

ETD, EC SERIES
CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



Type	Fig.	Dimensions (mm)				Ae (mm ²)	le (mm)	Weight (g)
		A	B	C	øD			
ETD19	1	19.6±0.5	13.65±0.15	7.4±0.2	7.4±0.2	41.3	54.6	14
ETD24	1	24.4±0.6	14.45±0.15	8.5±0.4	8.5±0.2	56.3	61.9	20
ETD29	1	29.8±0.8	15.8±0.15	9.5±0.3	9.5±0.3	73.6	70.6	28
ETD34	1	34.2±0.8	17.3±0.2	10.88±0.38	10.8±0.3	97.1	78.6	40
ETD39	1	39.1±0.9	19.8±0.2	12.58±0.38	12.5±0.3	125	92.1	60
ETD44	1	44±1	22.3±0.2	14.9±0.5	14.8±0.4	175	103	94
ETD49	1	48.7±1.1	24.7±0.2	16.4±0.5	16.3±0.4	213	114	124
EC70	2	70±1.7	34.5±0.15	16.4±0.4	16.4±0.4	279	144	256
EC90	2	90±1.8	45±1.3	30±1	30±1	624	216	698
EC120	2	120±2	50.5±1	30±1	30±1	753	250	780

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
WITHOUT AIR GAP

Part No.	AL-value (nH/N ²) [1kHz, 0.5mA, 100Ts]	Calculated output power* (W) [100kHz]
PC40ETD19-Z	1720±25%	79
PC40ETD24-Z	2125±25%	115
PC40ETD29-Z	2500±25%	170
PC40ETD34-Z	2780±25%	271
PC40ETD39-Z	3150±25%	382
PC40ETD44-Z	4000±25%	523
PC40ETD49-Z	4440±25%	682
PC40EC70-Z	4800±25%	
PC40EC90-Z	6000min.	
PC40EC120-Z	6300min.	

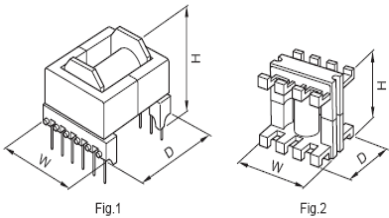
* The values were obtained with forward converter mode.

WITH AIR GAP

Part No.	AL-value (nH/N ²) [1kHz, 0.5mA, 100Ts]
PC40ETD19AXXX*	80±5%, 160±7%
PC40ETD24AXXX	100±5%, 200±7%
PC40ETD29AXXX	200±5%, 400±10%
PC40ETD34AXXX	200±5%, 400±7%
PC40ETD39AXXX	200±5%, 400±7%
PC40ETD44AXXX	250±5%, 400±7%
PC40ETD49AXXX	250±5%, 400±7%
PC40EC70AXXX	100±5%, 200±5%

* XXX: AL-value

BOBBINS



Part No.	Fig.	No. of pin terminal	Dimensions (mm)			Materials
			W	D	H	
BETD-19-1110CPH*	1	10	23.55	31	18.15	FR phenol
BETD-24-1112CPH*	1	12	29	33.6	21.65	FR phenol
BEC-70-5116	2		72	57	70	6-Nylon
BEC-90-0112	2		92	77	93	6-Nylon

* Permissible soldering temperature 350°C max., 2 seconds.

• UL Grade: 94V-0, Pin material: Steel wire (Solder plated)

圖 3-1 ETD44 鐵心參數資料

PRODUCT OVERVIEW AND
TYPE NUMBER STRUCTURE

Product overview E cores

CORE TYPE	V_o (mm ³)	A_o (mm ²)	MASS (g)
E5.3/2.7/2	33.3	2.66	0.08
E6.3/2.9/2	40.6	3.30	0.12
E8.8/4.1/2	78.0	5.00	0.25
E13/6/3	281	10.1	0.7
E13/6/6	559	20.2	1.4
E13/7/4	369	12.4	0.9
E16/8/5	750	20.1	2.0
E16/12/5	1070	19.4	2.6
E19/8/5	900	22.6	2.3
E19/8/9	1650	41.3	4.0
E20/10/5	1340	31.2	4.0
E20/10/6	1490	32.0	3.7
E20/14/5	1513	24.4	4.2
E22/16/10	5143	86.0	14
E25/9/6	1860	38.4	4.8
E25/10/6	1930	37.0	4.8
E25/13/7	2990	52.0	8.0
E25/13/11	4500	78.4	11
E30/15/7	4000	60.0	11
E31/13/9	5150	83.2	13
E32/16/9	6180	83.0	16
E34/14/9	5590	80.7	14
E35/18/10	8070	100	15
E36/21/12	12160	126	31
E41/17/12	11500	149	30
E42/21/15	17300	178	44
E42/21/20	22700	233	56
E42/33/20	34200	236	82
E47/20/16	20800	234	53
E50/27/15	26900	225	68
E55/28/21	44000	353	108
E55/28/25	52000	420	130
E56/24/19	36000	337	90
E65/32/27	79000	540	205
E71/33/32	102000	663	260
E80/38/20	72300	392	180

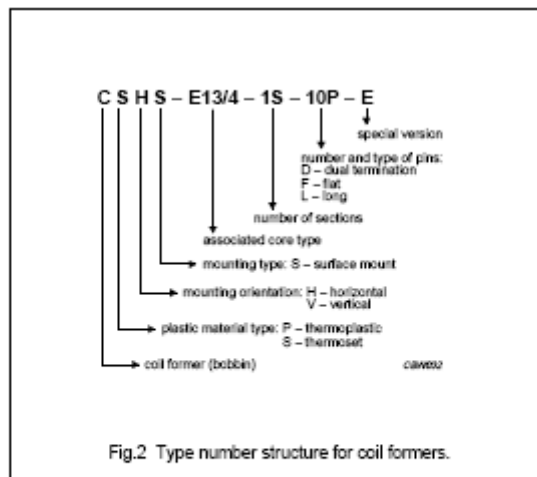
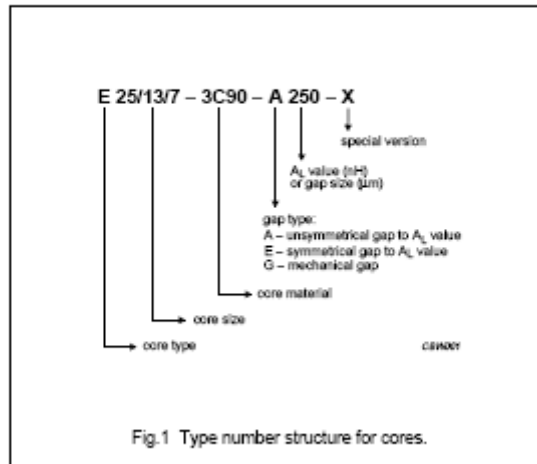


圖 3-2 E55 鐵心參數資料(a)[13]

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.350	mm^{-1}
V_e	effective volume	44000	mm^3
l_e	effective length	124	mm
A_e	effective area	353	mm^2
$A_{\min}$	minimum area	345	mm^2
m	mass of core half	≈ 108	g

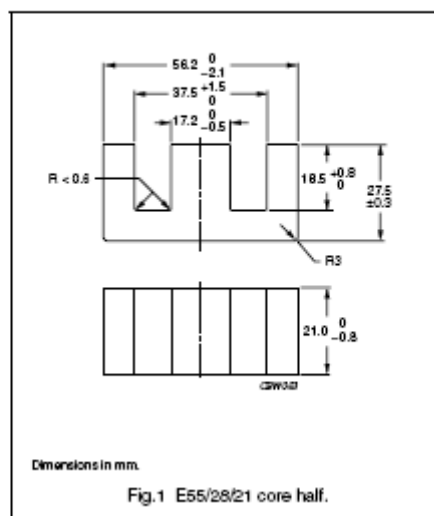


圖 3-3 E55 鐵心參數資料(b)[13]

一.模擬環境

- (一)環境溫度: 攝氏 50 度
- (二).輸入電壓: 110 Volt (ms)
- (三).輸入電力: 500 瓦
- (四).輸入切換頻率: 66.8KHz

二.鐵心材質選用要求

變壓器鐵心材質選用需求—低能量損失；高飽和磁通密度。依據上期鐵心材質分析說明，採用 MnZn 材質 3C94；其相關特性如下所述：

(一)電阻係數

鐵心材質在不同溫度下，該材質本身電阻率也有所不同。MnZn 材質，如表 3-1；依據所設定環境溫度(攝氏 50 度)，參酌 Philip 之資料，做為模擬軟體材質參數設定時之參考。

表 3-1 MNZn 材質電阻率與溫度之對照表 [13]

TEMPERATURE (°C)	RESISTIVITY (Ωm)
-20	≈10
0	≈7
20	≈4
50	≈2
100	≈1

表 3-1 為 MnZn 在不同溫度下的電阻係數；在攝氏 50 度的環境下，其鐵心電阻值為『2 毫歐姆』。

(二)鐵心材質特性

3C94 材質: 適用頻率範圍(<400KHz)，除擁有低功率損失外，並具備高磁通密度特性。

表 3-2 為 3C94 材質規格表[13]，在模擬分析時，作為材質選用及設定標準。

表 3-2 3C94 材質規格表 [13]

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤10 kHz; 0.1 mT	2300 ±20%	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	5500 ±25%	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m 100 °C; 10 kHz; 250 A/m	≥ 430 ≥ 340	mT
P _V	100 °C; 100 kHz; 100 mT 100 °C; 100 kHz; 200 mT	≤ 60 ≤ 400	kW/m ³
ρ	DC, 25 °C	≈ 5	Ωm
T _C		≥ 220	°C
density		≈ 4800	kg/m ³

圖 3-4 為 3C94 磁滯曲線[13]，利用此特性曲線，分析在不同頻率下，磁飽和發生的程度，及其對電力轉換之影響。

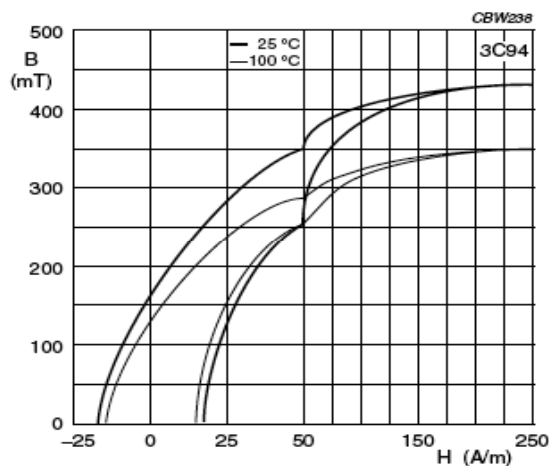


圖 3-4 3C94 磁滯曲線[13]

(三).電力轉換率

3C94 在指定分析的五種頻率下，電力密度分布圖。由右側電力密度與左側之電力密度，可獲得電力轉換率百分比，據此判斷材質之電力轉換率。

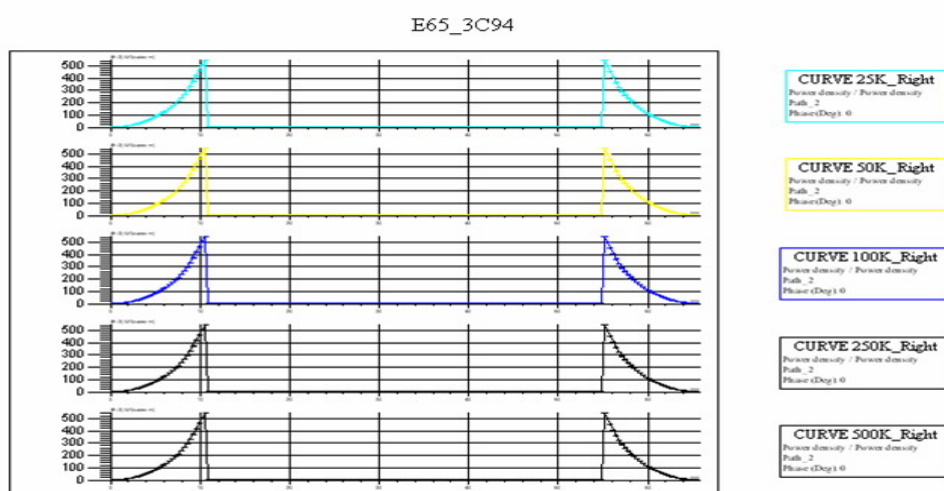


圖 3-5 3C94 材質在不同頻率下電力密度分布

表 3-3 為圖 3-5 中各種不同頻率下電力密度分布，所計算出的電力轉換率。

表 3-3 3C94 材質電力轉換率

頻率	電力轉換率 (%)
25K	98.99
50K	98.99
100K	98.99
250K	98.99
500K	98.99

表 3-3，得知 3C94 材質，在小於切換頻率 500KHz 情形下，其電力轉換率為 98.99%。

三.鐵心磁路模擬分析

(一)模擬軟體 Flux 2D 各項參數定義及說明

1.Flux 軟體是利用數學分析的概念，圖 3-6 中四個區塊間連線，僅表示彼此間之關聯性，而非實體上的線路連接。

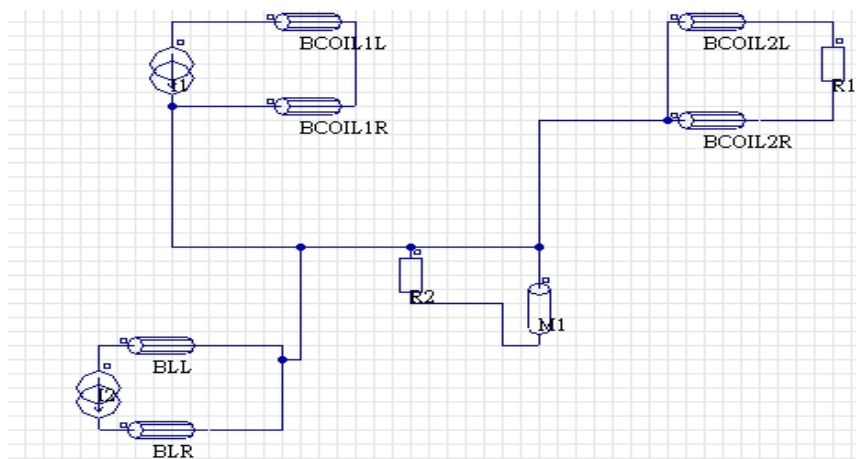


圖 3-6 Flux 模擬電路圖

2.本次模擬鐵心環境條件設定如下：

(1.) 一次側對二次側匝數比 42:9。

(2.) 輸入電流：2.14 安培。

(3.) 輸出阻抗：1.2 歐姆。

3. 線圈由銅線構成，在模擬電路以 Coil 來表示，兩個 Coil 連接在一起，表示屬於同一組線圈。一次側(Coil 1)線圈為 84 匝，其內阻為 0.2753 歐姆；二次側(Coil 2)線圈為 27 匝，其內阻為 0.0885 歐姆。

4. 電感器設定—電感器電感值設定為 $64.9\text{e-}6$ Henry (亨利)，電流為 2.86 安培。

5. 圖 3-6 代號說明

(1.)I1: 一次側線圈電流。

(2.)BCOIL1L: 一次側線圈上半部。

(3.)BCOIL1R: 一次側線圈下半部。

(4.)BCOIL2L: 二次側線圈上半部。

(5.)BCOIL2R: 二次側線圈下半部。

(6.)BLL: 電感器線圈上半部。

(7.)BLR: 電感器線圈下半部。

(8.)I2:電感器線圈電流。

(8.)R1: 二次側負載阻抗。

(9.)R2: 鐵心阻抗。

(10.)M1:鐵心感抗。

(二) 既有鐵心磁路模擬

既有電路為 Forward Converter，該電路所採用之變壓器鐵心為 ETD44，材質採用 3C94；圖 3-7 為原電路變壓器鐵心，磁路剖面分析位置圖；將原鐵心分為三個剖面，分析磁通密度分佈情形。

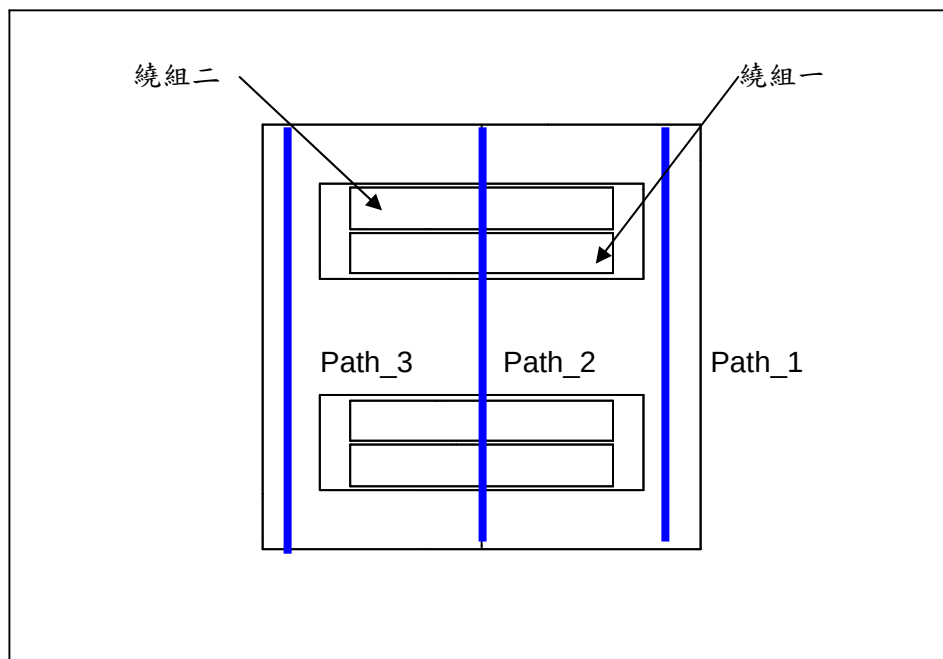


圖 3-7 ETD44 原電路鐵心磁路剖面分析位置圖

1. ETD44 原電路鐵心滿載時磁力線分佈圖

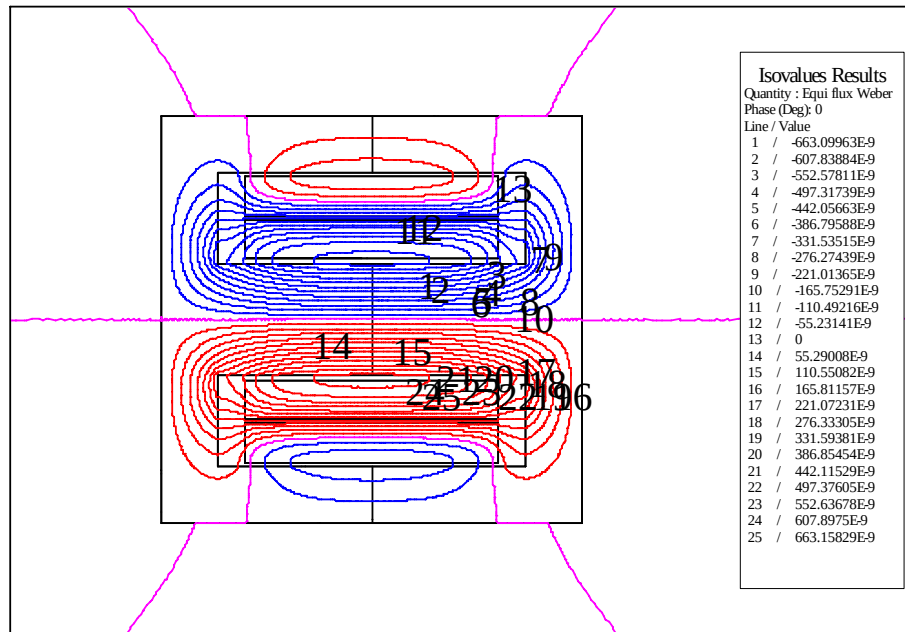


圖 3-8 ETD44 原電路鐵心滿載時磁力線分佈圖

2. ETD44 原電路鐵心滿載時磁通密度分佈圖

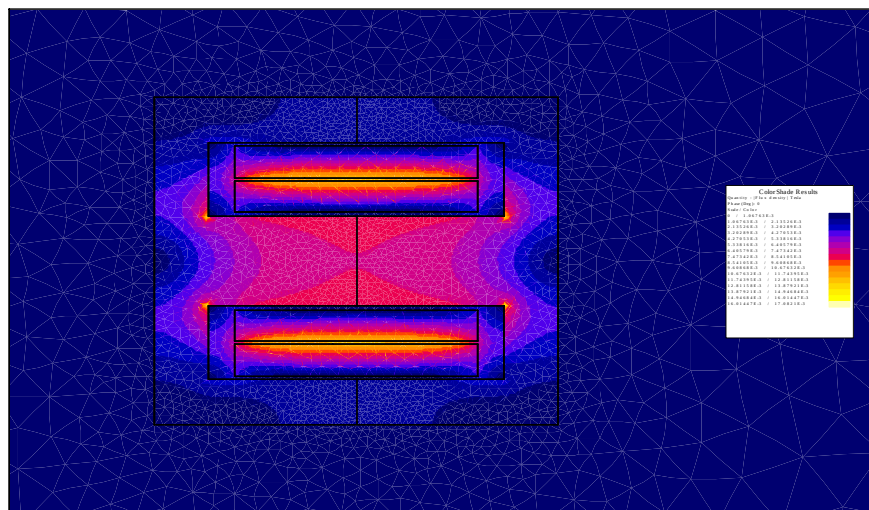


圖 3-9 ETD44 原電路鐵心滿載時磁通密度分佈圖

3. ETD44 原電路鐵心三個剖面磁通密度分佈圖

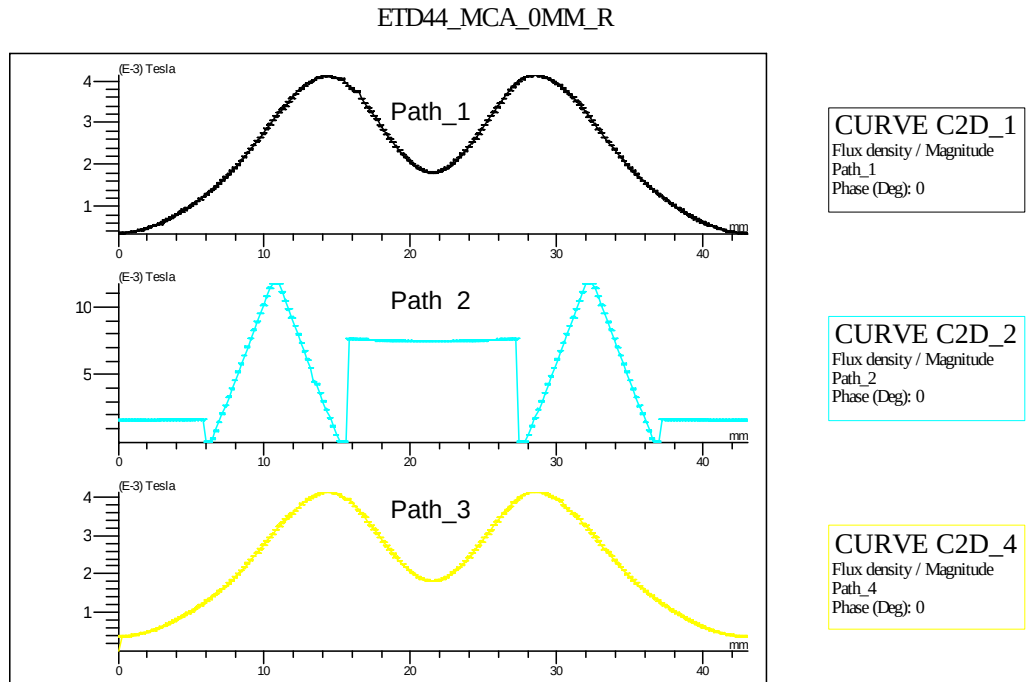


圖 3-10 ETD44 原電路鐵心三個剖面磁通密度分佈圖

圖 3-8 及 3-9，滿載運轉時，磁力線分布除上下對稱外，磁通密度分佈狀態—由圖 3-10 PATH_2 剖面得知，線圈間彼此耦合，所造成之磁通密度最高，為 12mTesla；相對反映在鐵心中間腳之磁通密度，為 7.5mTesla。此模擬分析資料，將作為後續驗證比對依據。

(三) 既有鐵心增設之共鐵心磁路模擬

圖 3-11 為原電路 ETD44 變壓器鐵心，增設一個 E 型鐵心，達到變壓器與 Choke 共構之設計，其磁路分析剖面位置圖；圖 3-12 為上述變壓器與 Choke 共構鐵心，其磁路分析點位置圖。

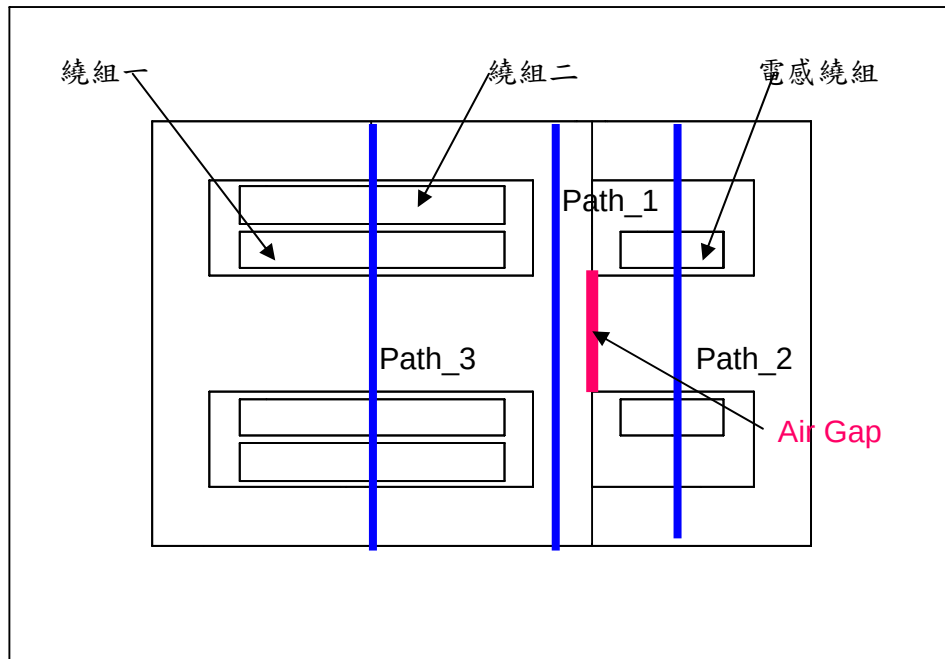


圖 3-11 ETD44 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(一)

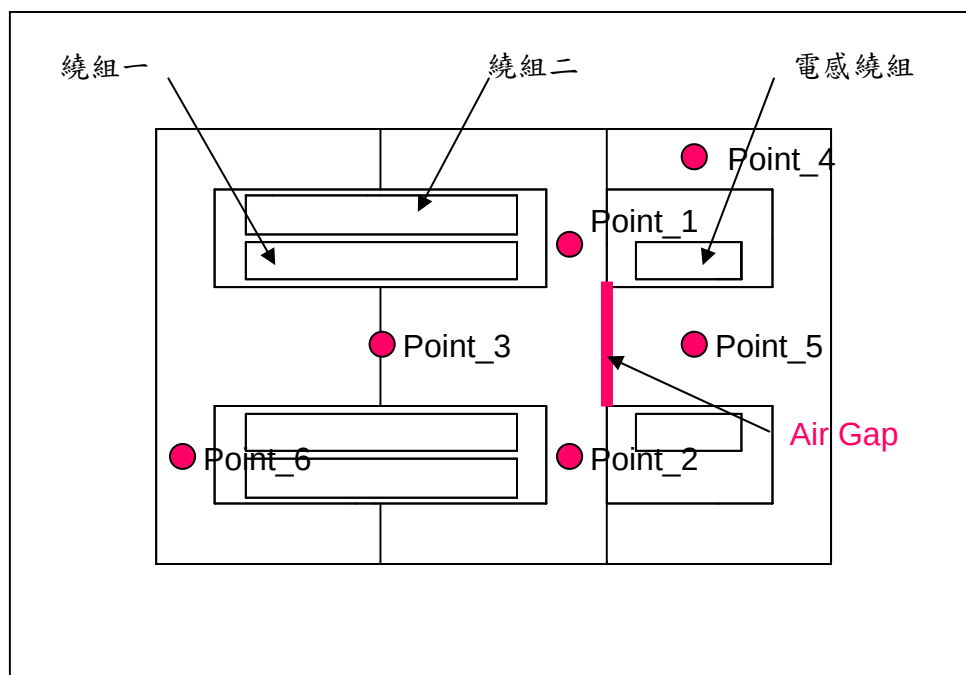


圖 3-12 ETD44 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(二)

1. ETD44 變壓器鐵心共構磁通密度剖面分析圖

(1) 增設剖面分析路徑 1(PATH_1) 磁通密度分佈圖。圖

3-13，為 PATH_1 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。可明顯，發現受到空氣隙之影響，在 PATH_1 鐵心磁通密度，由 430mTesla，隨著氣隙逐漸增加，而減少至 210mTesla。

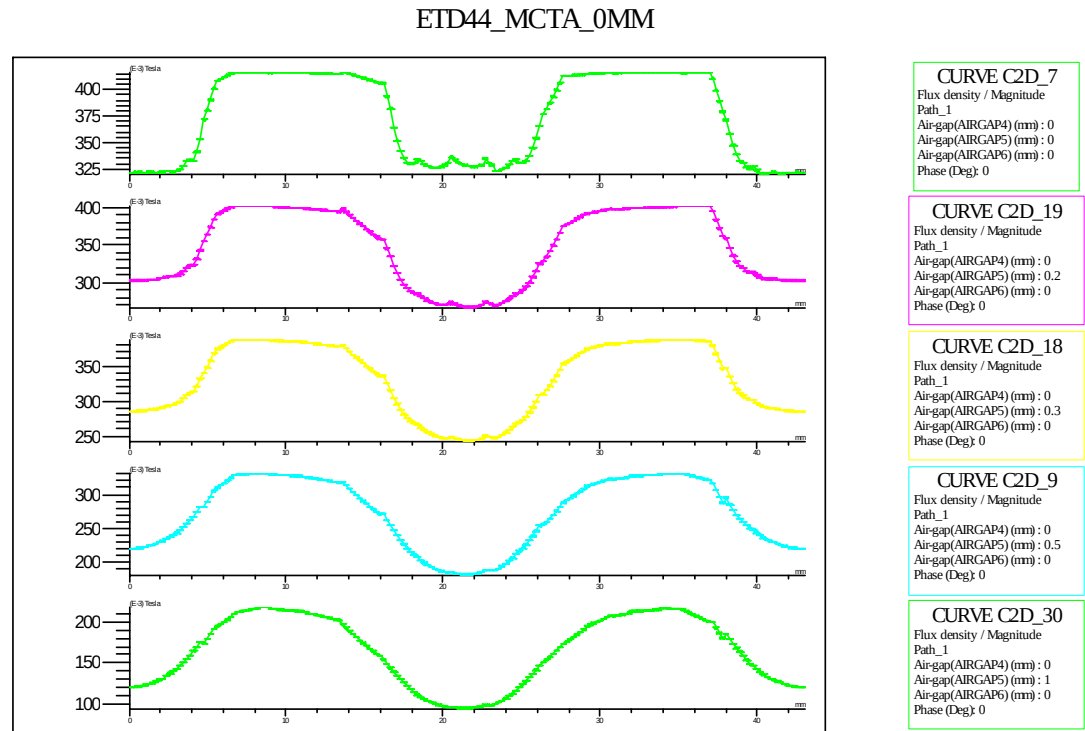


圖 3-13 ETD44 變壓器鐵心共構 PATH_1 磁通密度分佈圖

(2) 剖面分析路徑 2(PATH_2) 磁通密度分佈圖。圖 3-14，為 PATH_2 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。PATH_2 鐵心磁通密度，如同 PATH_1 之變化，由 430mTesla，隨著氣隙逐漸增加，而減少至 210mTesla。

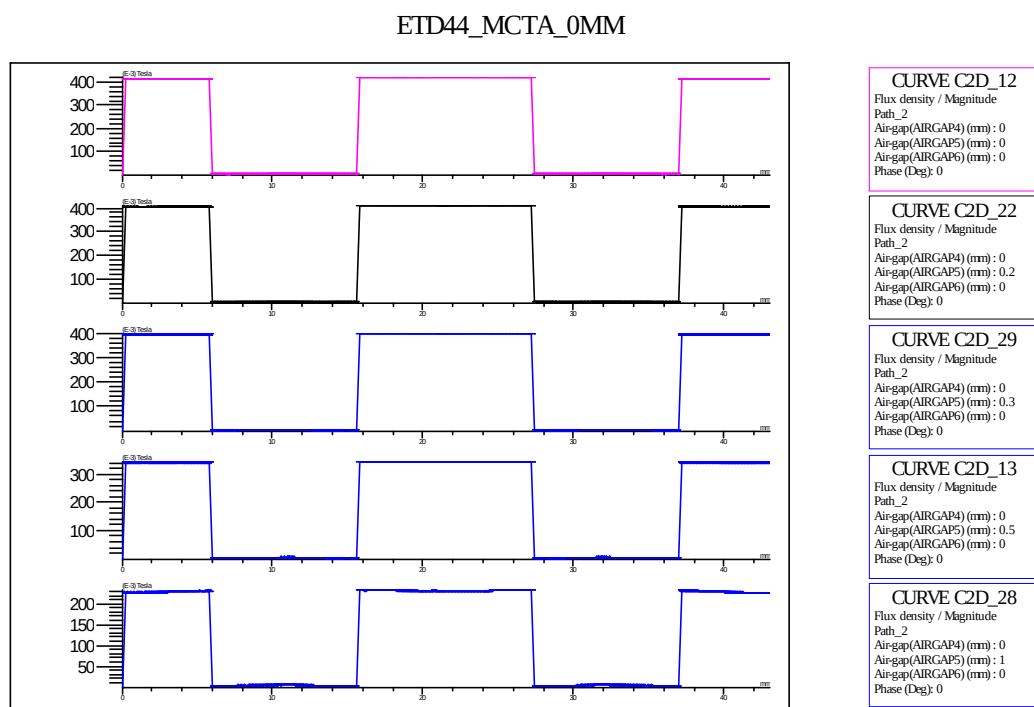


圖 3-14 ETD44 變壓器鐵心共構 PATH_2 磁通密度分佈圖

(3.) 剖面分析路徑 3(PATH_3) 磁通密度分佈圖。圖 3-15，為 PATH_3 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。PATH_3 鐵心磁通密度，最高為 7.5mTesla，隨著氣隙逐漸增加，變化差異性不大。

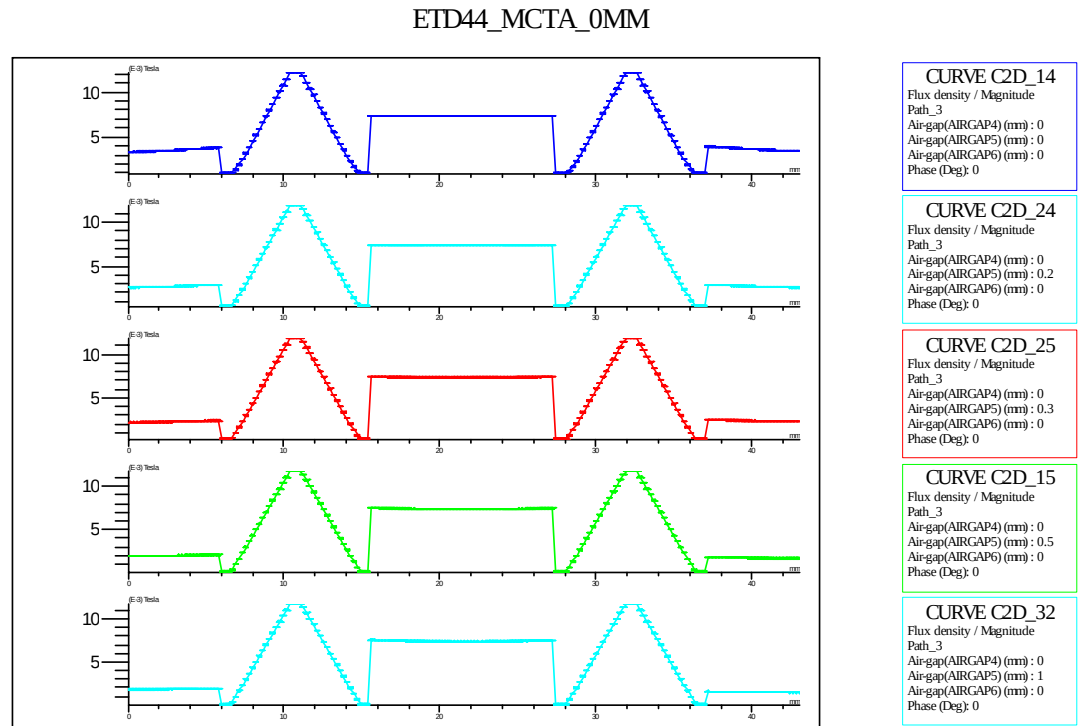


圖 3-15 ETD44 變壓器鐵心共構 PATH_3 磁通密度分佈圖

2. ETD44 變壓器鐵心共構磁通密度單點分析圖

- (1) 分析點 1(Point_1) 磁通密度分佈圖。圖 3-16，為 Point_1 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。Point_1 鐵心磁通密度，明顯受到空氣隙之影響，由 415 mTesla，隨著空氣隙逐漸增加，而減少至 215 mTesla。

ETD44_MCTA_0MM

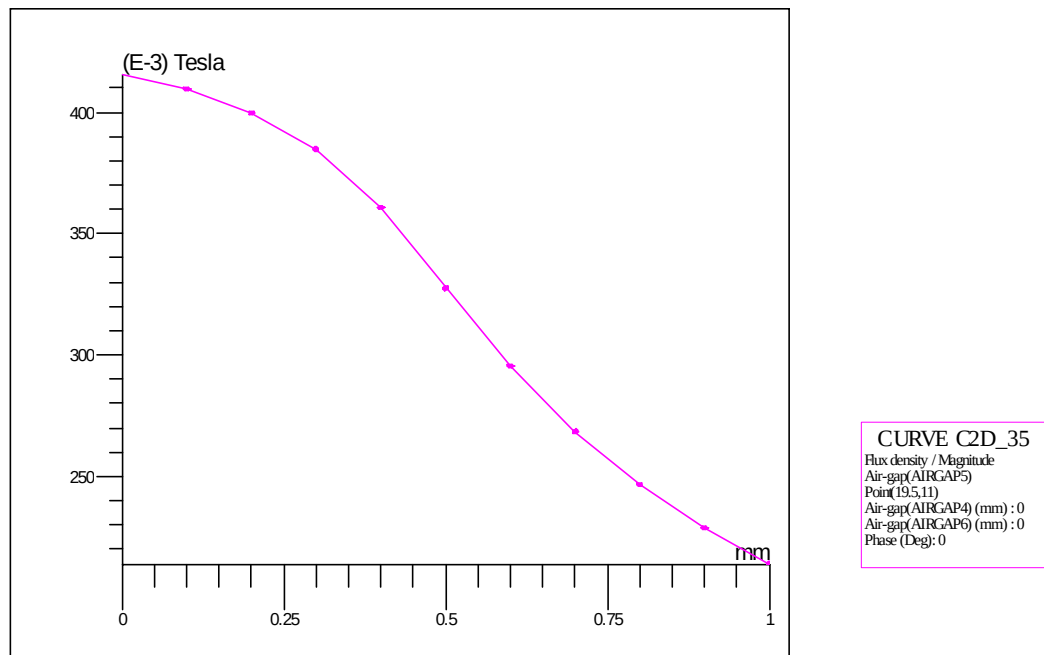


圖 3-16 ETD44 變壓器鐵心共構 Point_1 磁通密度分佈圖

(2) 分析點 2(Point_2) 磁通密度分佈圖。圖 3-17，為 Point_2 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分佈圖。Point_2 鐵心磁通密度，如同 Point_1 受到空氣隙之影響，由 415 mTesla 減少至 215 mTesla。

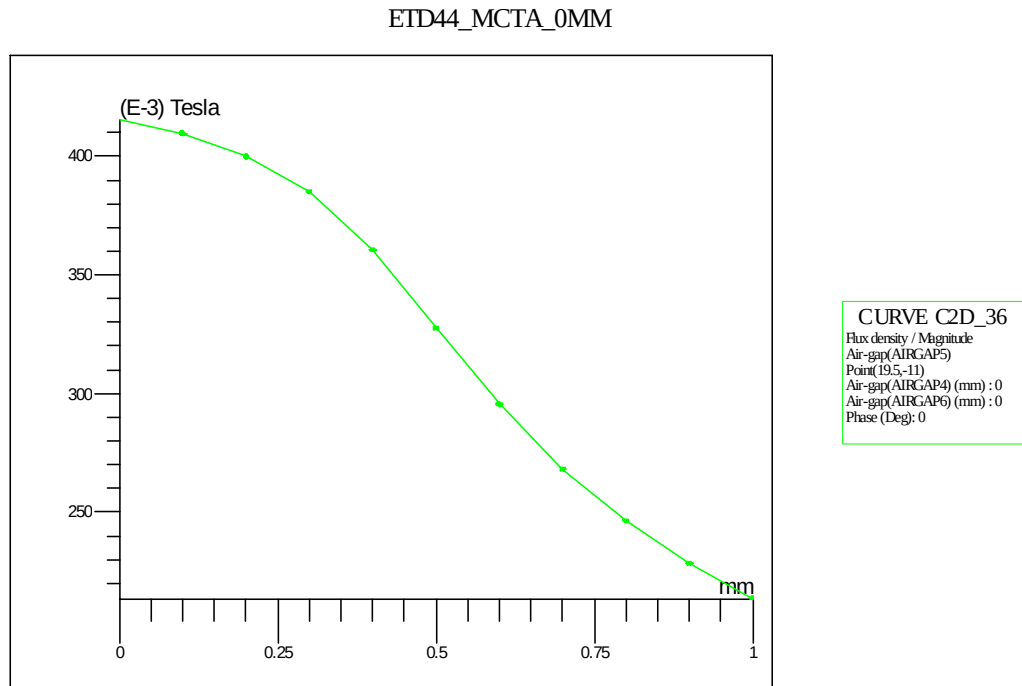


圖 3-17 ETD44 變壓器鐵心共構 Point_2 磁通密度分佈圖

(3.) 分析點 3(Point_3) 磁通密度分佈圖。圖 3-18, 為 Point_3 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm, 磁通密度變化分布圖。Point_3 鐵心磁通密度, 隨著空氣隙之增加, 由 7.279 mTesla 逐漸增加至 7.439 mTesla 後, 成長趨於穩定。

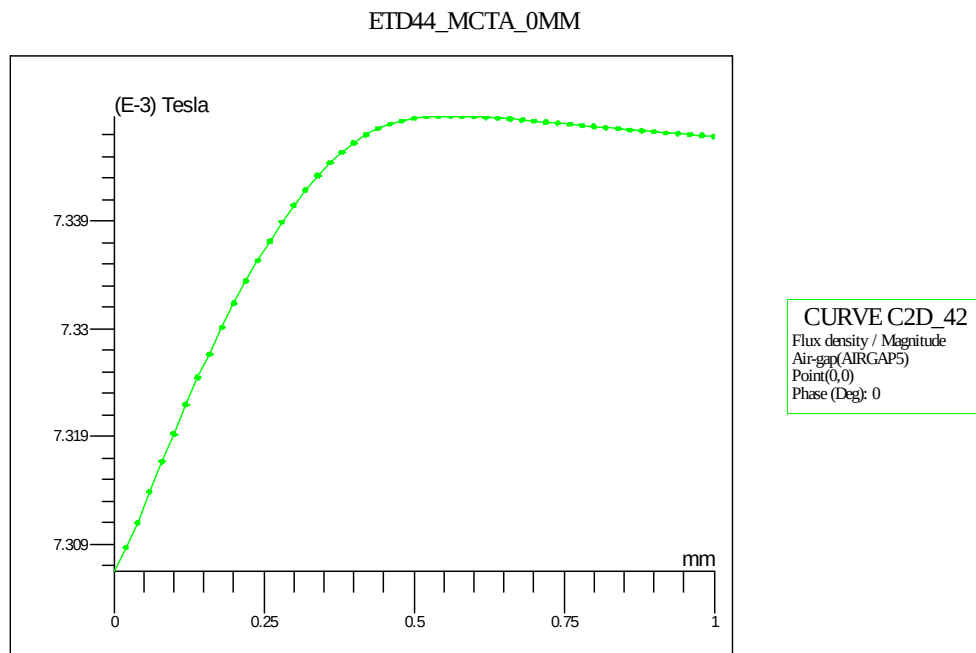


圖 3-18 ETD44 變壓器鐵心共構 Point_3 磁通密度分佈圖

(4.) 分析點 4(Point_4) 磁通密度分佈圖。圖 3-19, 為 Point _4 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm, 磁通密度變化分布圖。Point_4 鐵心磁通密度變化, 由 415 mTesla 減少至 230 mTesla。

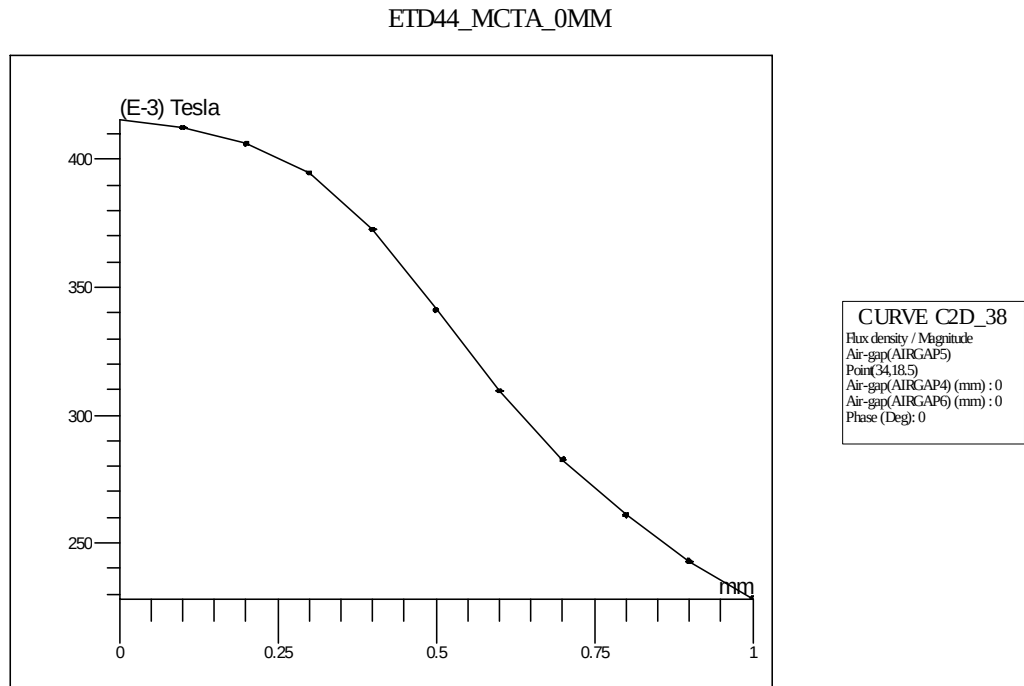


圖 3-19 ETD44 變壓器鐵心共構 Point_4 磁通密度分佈圖

(5.) 分析點 5(Point_5) 磁通密度分佈圖。圖 3-20，為 Point_5 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。Point_5 鐵心磁通密度變化，由 425 mTesla 減少至 230 mTesla。

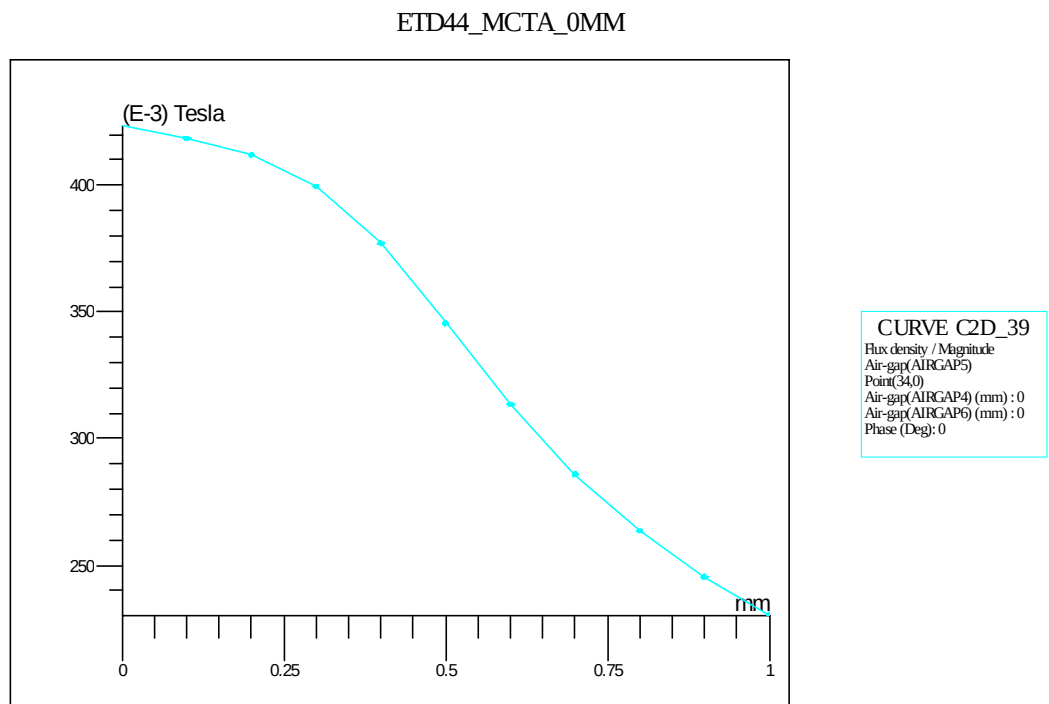


圖 3-20 ETD44 變壓器鐵心共構 Point_5 磁通密度分佈圖

(6.) 分析點 6(Point_6) 磁通密度分佈圖。圖 3-21, 為 Point _6 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm, 磁通密度變化分佈圖。Point_8 鐵心磁通密度變化, 由 1.4 mTesla 逐漸增加至 2.9 mTesla 後, 成長趨於穩定。

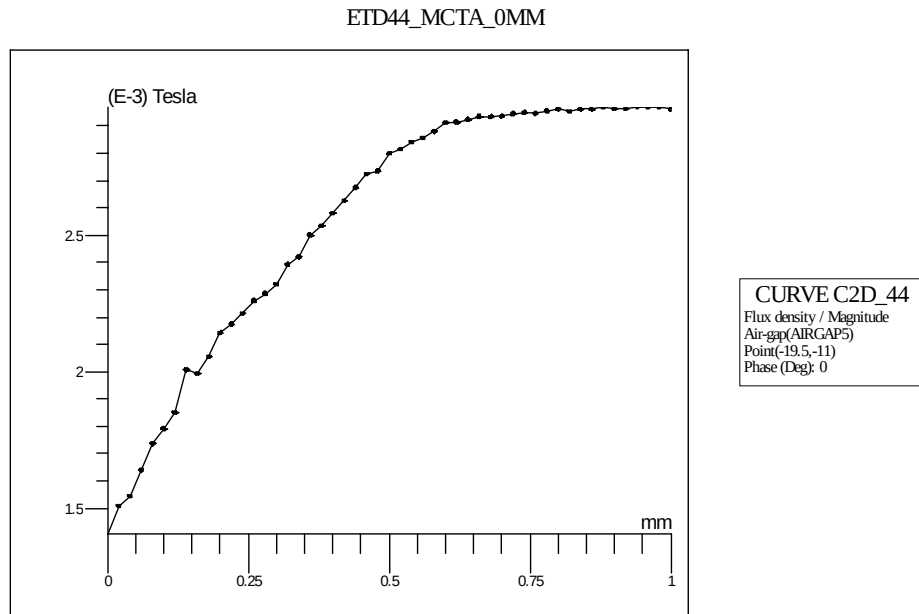


圖 3-21 ETD44 變壓器鐵心共構 Point_6 磁通密度分佈圖

由圖 3-13~ 3-15，可知氣隙在 0mm 時，鐵心磁通密度有飽和之虞，隨著氣隙之增加，磁通密度也隨著減少，但氣隙寬度最佳之開度究竟為何？由圖 3-18 磁通密度成長趨勢圖，可知當氣隙達 0.5mm 時，磁通密度為最高之 7.439 mTesla，且與圖 3-10 分析之 7.5 mTesla 相近，另由圖 3-14 得知，0.5mm 氣隙，鐵心磁通密度為 340 mTesla，遠低於原先之 410 mTesla，且運轉於非飽和區，0.5mm 之空氣隙為此鐵心共構之最佳寬度。

(四) E55 鐵心共鐵心磁路模擬

圖 3-22 E55 變壓器鐵心與 Choke 共構之設計，其磁路分析剖面位置圖；圖 3-23 為上述變壓器與 Choke 共構鐵心，其磁路分析點位置圖。

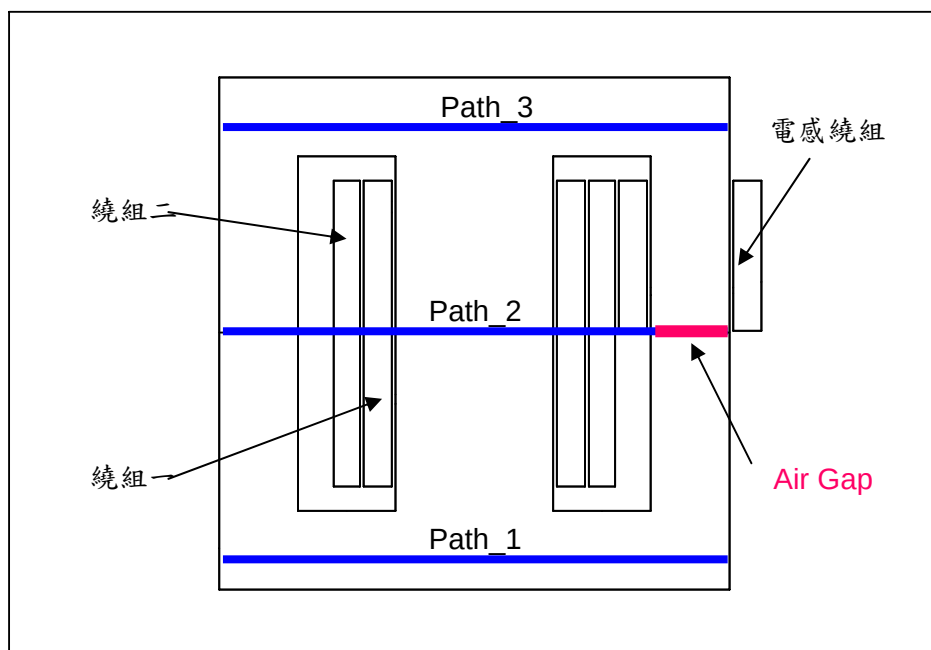


圖 3-22 E55 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(一)

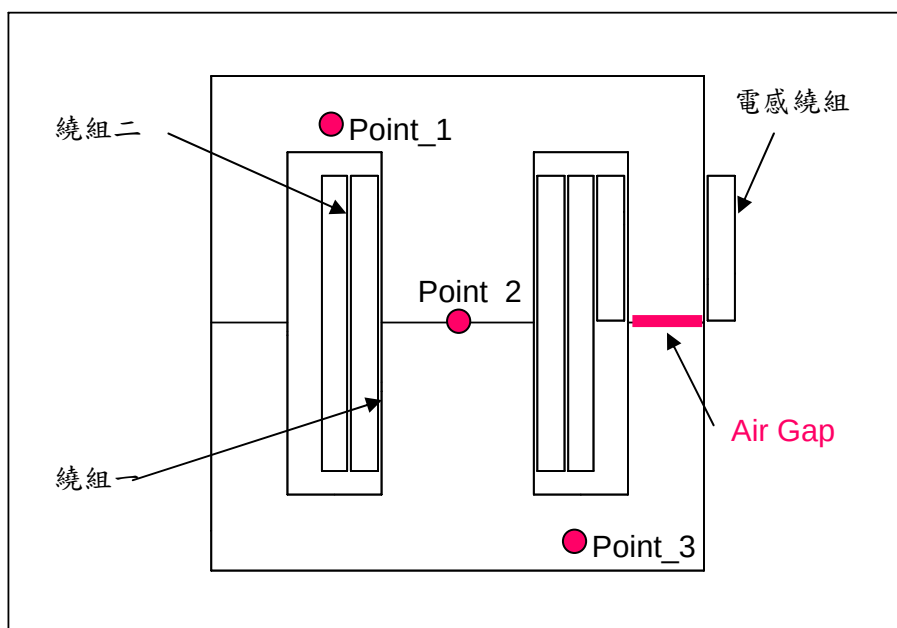


圖 3-23 E55 變壓器鐵心共構磁路分析位置圖(二)

1. E55 變壓器鐵心共構磁通密度剖面分析圖

(1.) E55 剖面分析路徑 1(PATH_1) 磁通密度分佈圖。

圖 3-26，為 PATH_1 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。PATH_1 鐵心磁通密度變化，隨著氣隙逐漸增加，由 380mTesla 減少至 130 mTesla。

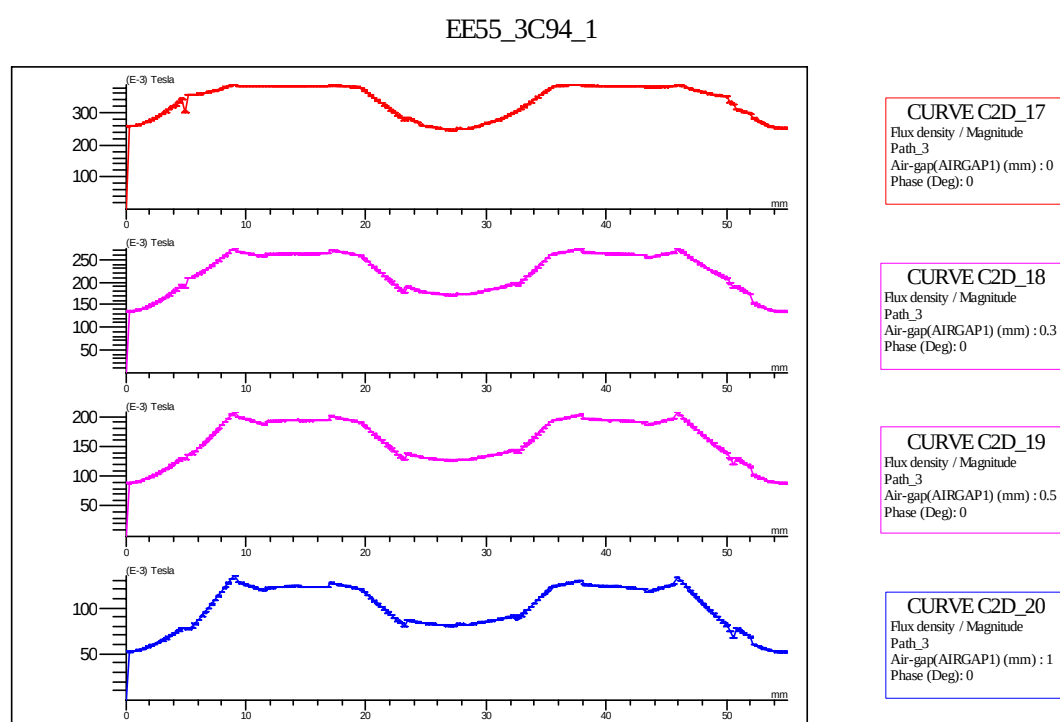


圖 3-24 E55 變壓器鐵心共構 PATH_1 磁通密度分佈圖

(2)E55 剖面分析路徑 2(PATH_2) 磁通密度分佈圖。圖

3-25，為 PATH_2 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。PATH_2 鐵心磁通密度，如

同 PATH_1 之變化，由 390mTesla，隨著氣隙逐漸增加，而減少至 100mTesla。

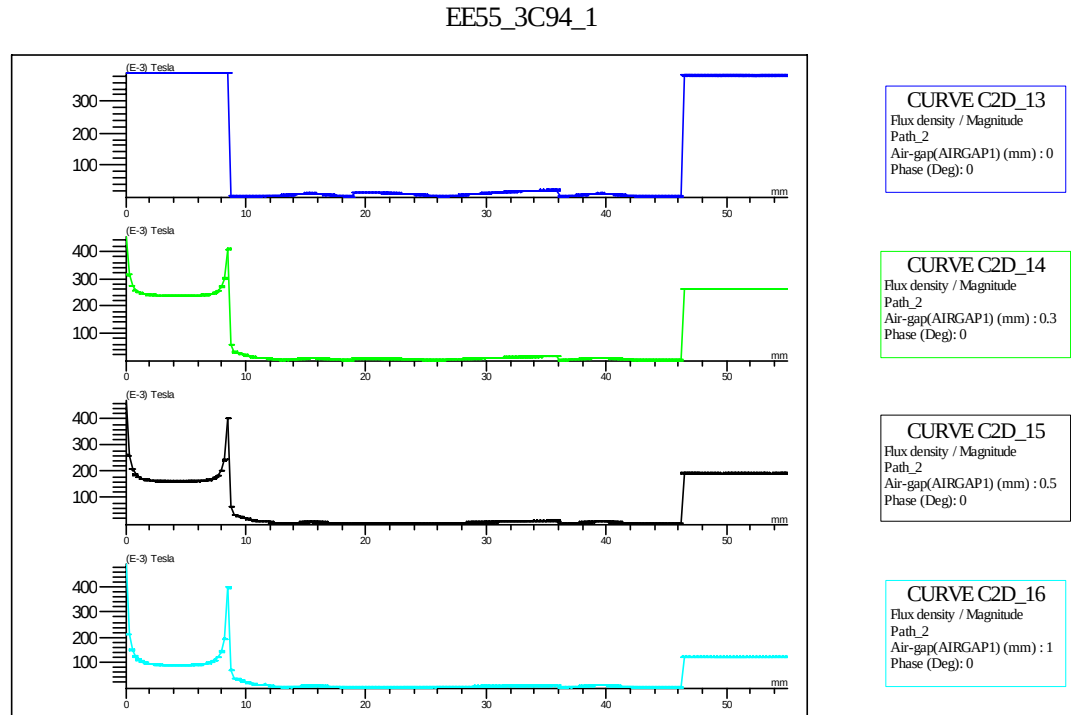


圖 3-25 E55 變壓器鐵心共構 PATH_2 磁通密度分佈圖

(3) E55 剖面分析路徑 3(PATH_3) 磁通密度分佈圖。圖

3-24，為 PATH_3 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。可明顯，發現受到空氣隙之影響，在 PATH_3 鐵心磁通密度，由 390 mTesla，隨著氣隙逐漸增加，而減少至 135 mTesla。

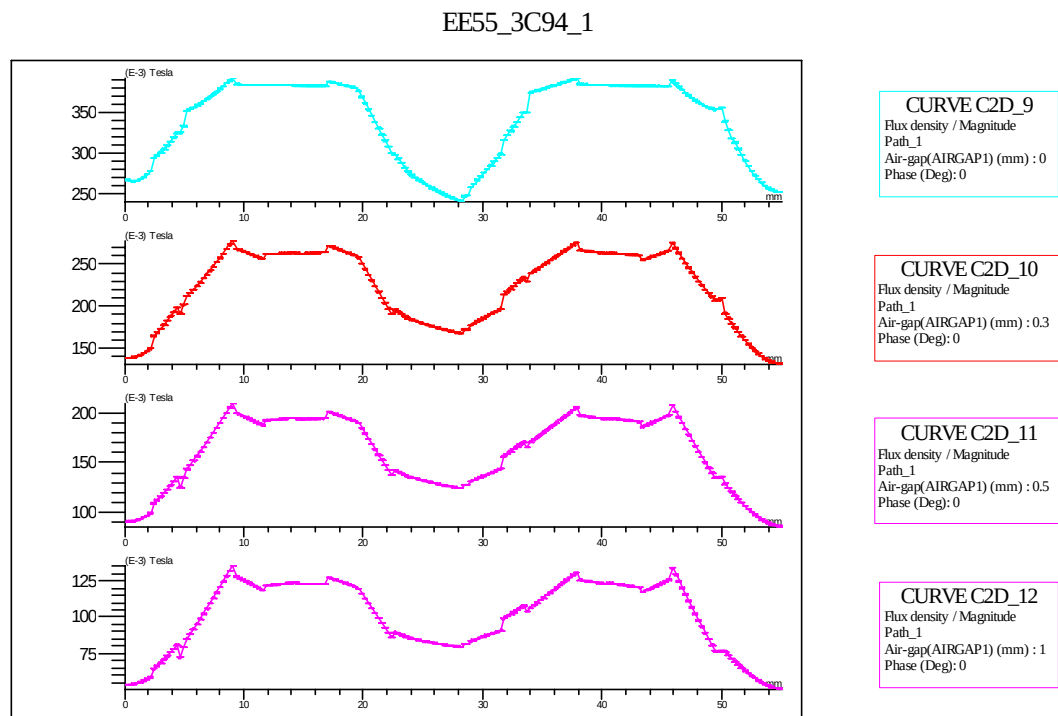


圖 3-26 E55 變壓器鐵心共構 PATH_3 磁通密度分佈圖

由圖 3-24~ 3-26，可知鐵心磁通密度，仍受到氣隙寬度逐漸增大之影響而變少，但並無飽和現象。

2. E55 變壓器鐵心共構磁通密度單點分析圖

- (1) 分析點 1(Point_1) 磁通密度分佈圖。圖 3-27，為 Point_1 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分布圖。Point_1 鐵心磁通密度，明顯受到空氣隙之影響，由 385 mTesla，隨著氣隙逐漸增加，而減少至 125 mTesla。

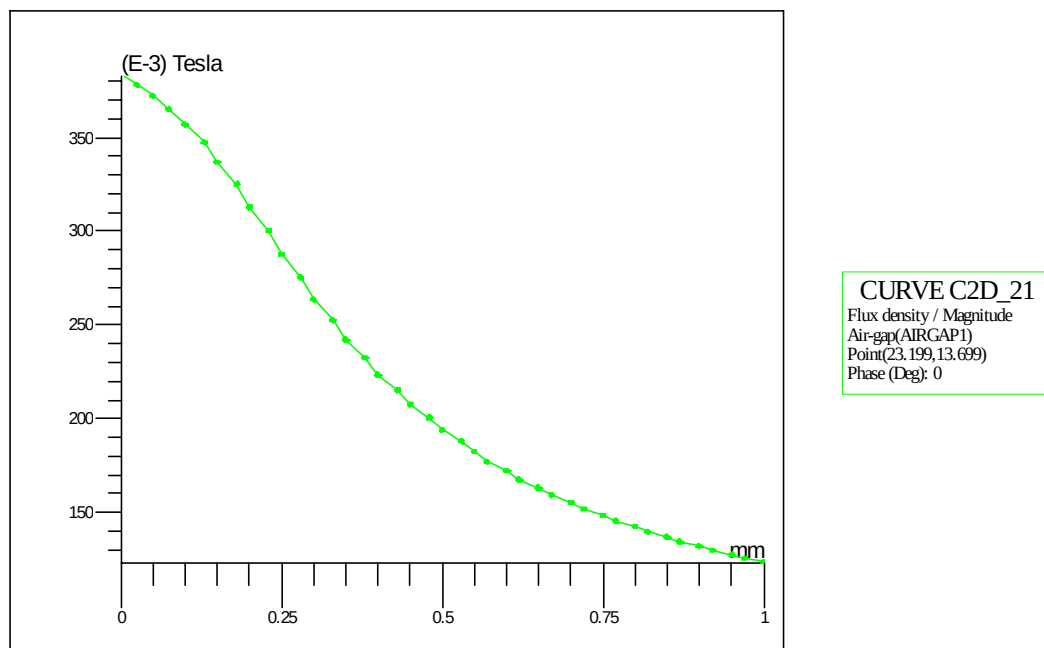


圖 3-27 E55 變壓器鐵心共構 Point_1 磁通密度分佈圖

(2) 分析點 2(Point_2) 磁通密度分佈圖。圖 3-28，為 Point_2 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm，磁通密度變化分佈圖。Point_2 鐵心磁通密度，隨著空氣隙之增加，由 3.115 mTesla 逐漸增加至 3.32 mTesla 後，成長趨於穩定。

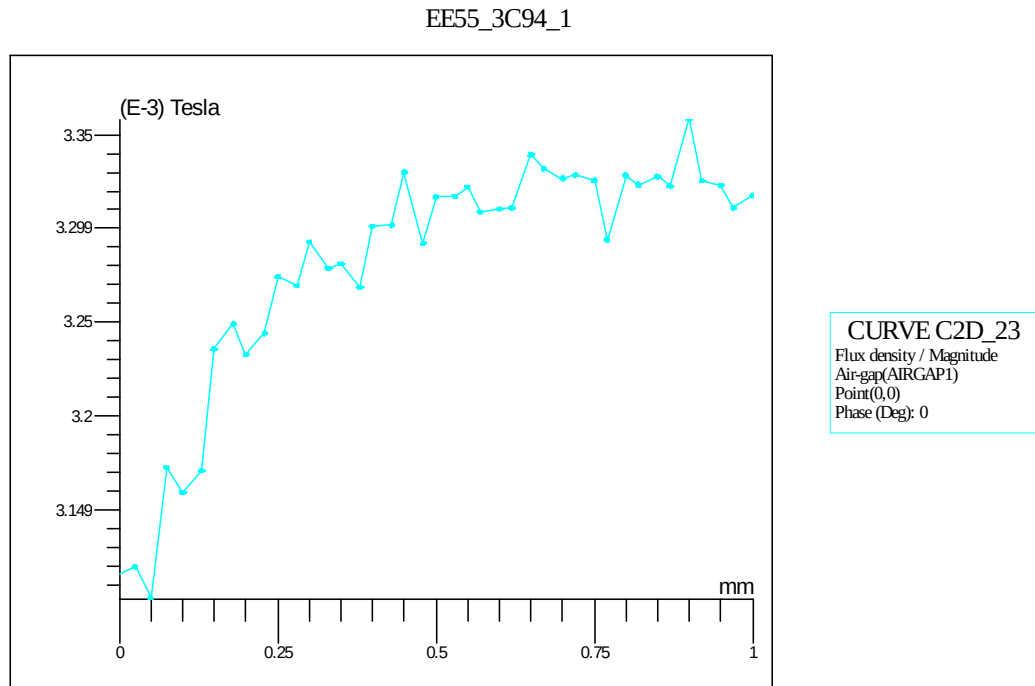


圖 3-28 E55 變壓器鐵心共構 Point_2 磁通密度分佈圖

(3.) 分析點 3(Point_3) 磁通密度分佈圖。圖 3-29, 為 Point_3 因空氣隙(Air Gap)自 0mm 變化至 1mm, 磁通密度變化分布圖。Point_5 鐵心磁通密度變化, 由 385 mTesla 減少至 125 mTesla。

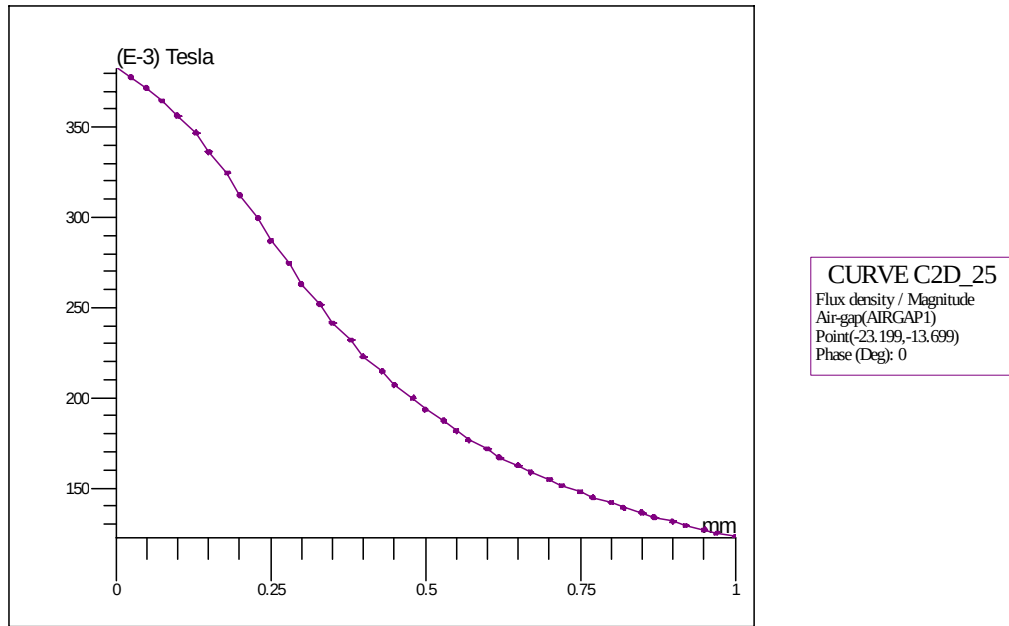


圖 3-29 E55 變壓器鐵心共構 Point_3 磁通密度分佈圖

圖 3-24~3-26，鐵心雖無飽和現象，但考量鐵心運轉線性區，期能發揮最大效能，故保留約 15% 裕度，期使鐵心損失降到最低。此共構鐵心磁通密度，以圖 3-24~3-26 之分析，在 360 mTesla 為佳，對照圖 3-27~3-29，可知氣隙寬度 0.1mm，為此架構之最佳氣隙寬度。

第四章 研究方法與過程3

(磁性元件在共鐵心條件下，一般電路之最佳化分析)

本章節的目的，在於將前一章節所模擬 EI 鐵心，其模擬成果，實際運用於既設電路，相互驗證，期求獲得進一步成果。以下列兩個實際電路驗證。

一. 既設電路負載測試

(一) 實驗電路：

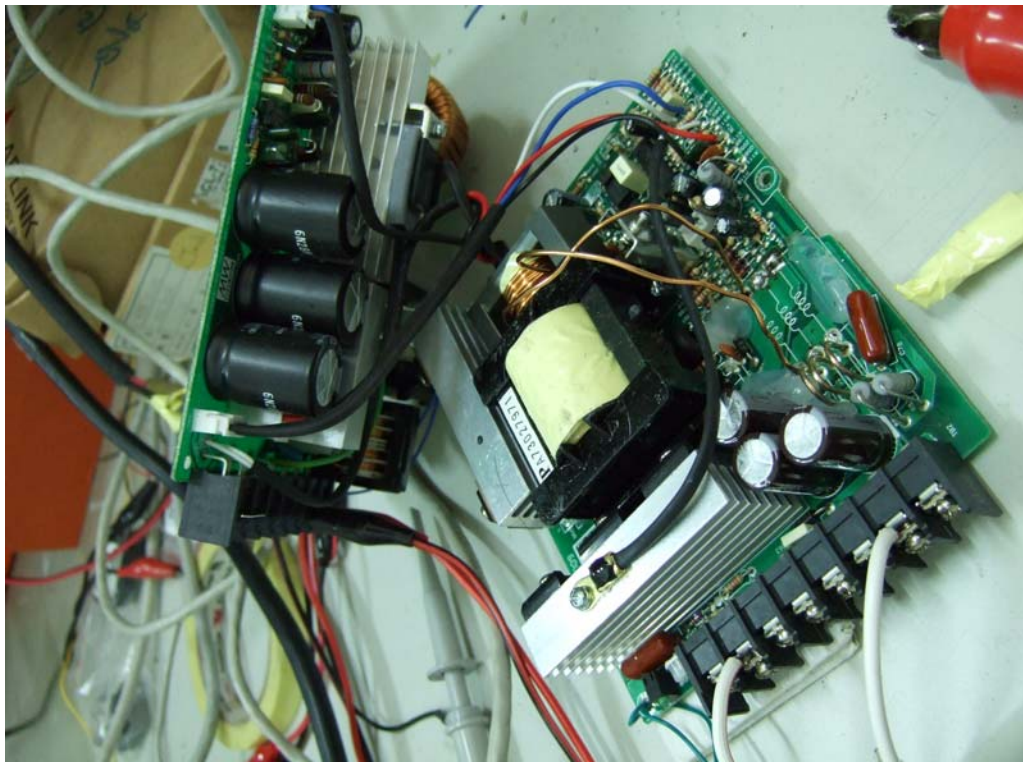


圖 4-1 計設電路性能測試

(二). S1 電壓，L51A Output filter choke 電流波形：波器 Channel 3 電

流電壓轉換比⁴為 300A/4V

1. Channel 3 : L1 Output filter choke 電流波形 ; Channel 2 : S1 電壓波形 ,

0W 負載

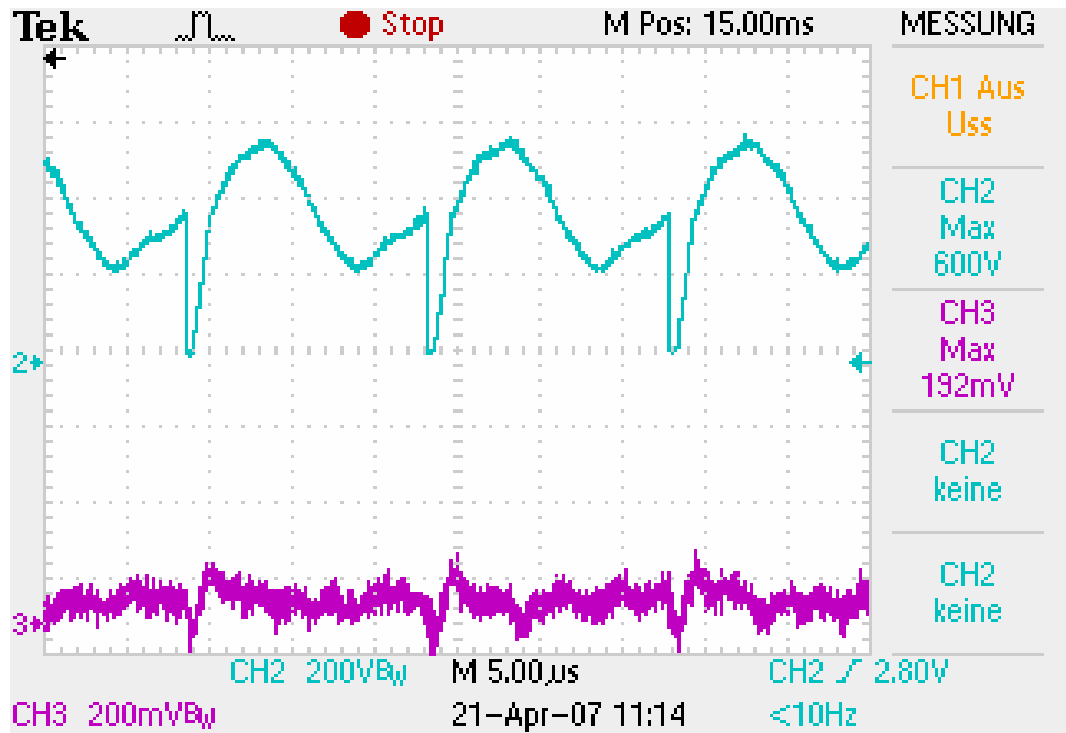


圖 4-2 ETD 44 既設變壓器鐵心電路，負載 0W

2. Channel 3 : L1 Output filter choke 電流波形 ; Channel 2 : S1 電壓波形 ,

300W 負載

⁴ 本實驗電流波型之量測皆使用霍爾比流器(Hall CT) LEM HAL 300-S。

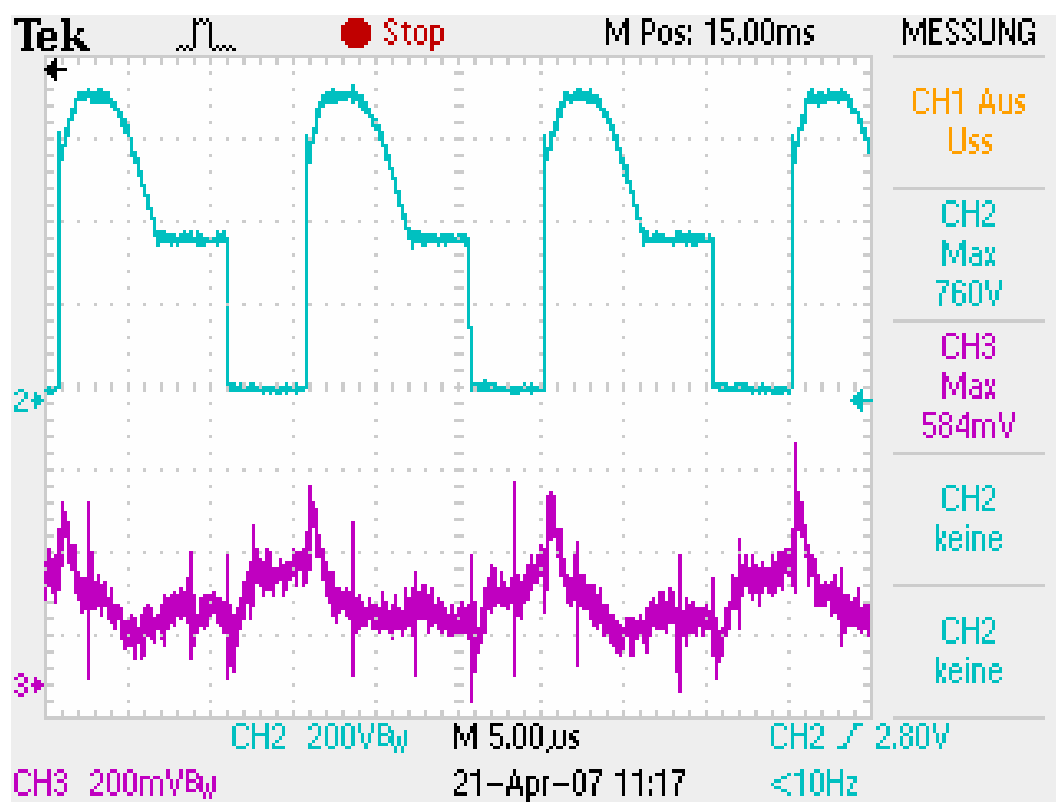


圖 4-3 ETD 44 既設變壓器鐵心電路，負載 300W

3. Channel 3：L1 Output filter choke 電流波形；Channel 2：Q51、Q52

電壓波形，500W 負載

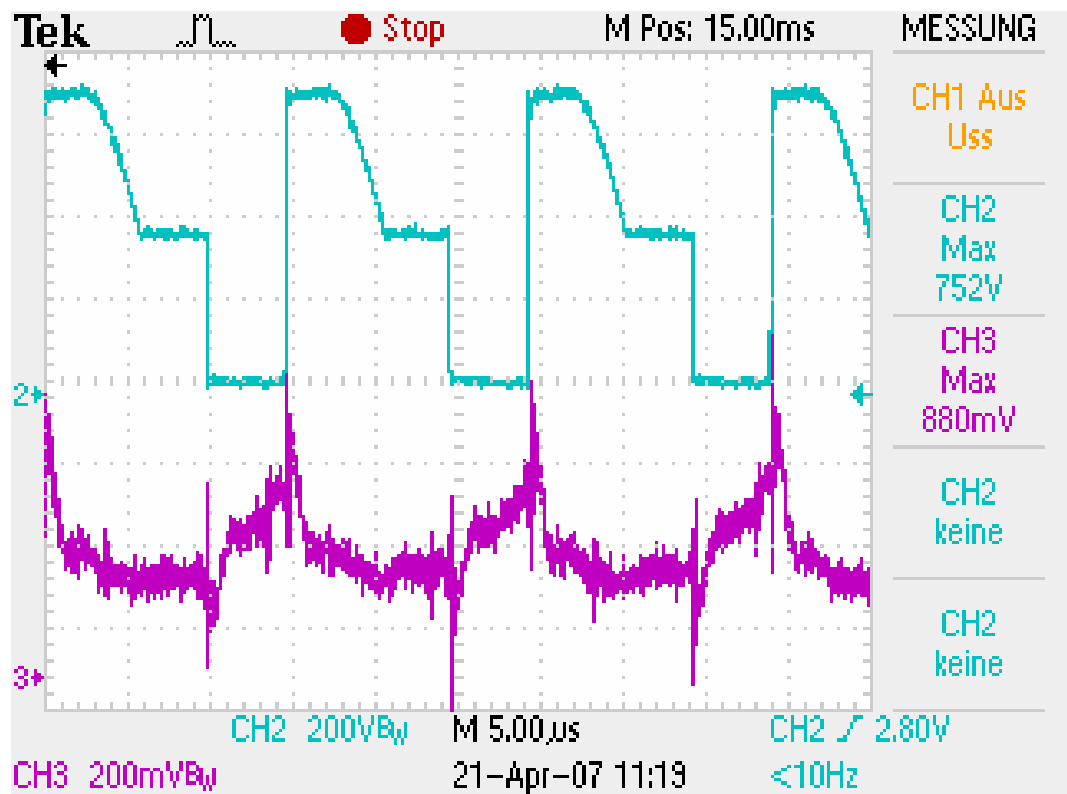


圖 4-4 ETD 44 既設變壓器鐵心電路，負載 500W

(三).輸負載輸出自 0W 至 500W，分別對於 Chock 輸出電流及變壓器

一次側電壓檢測，以驗證鐵心共構後，對整體系統之影響。

1. 當輸出負載為 0W 時，由於無負載，故開關導通期間較短；輸出電流變化不大。

2. 當輸出負載為 300W,500W 時，開關導通期間較 0W 負載長，但彼此差異不大；但輸出電流變化，隨著負載增加而增加。

二. 既有 ETD-44 鐵心增設之共鐵心實際電路驗證

下列為 ETD-44 共鐵心，實務電路結線及相關參數量測結果。

(一) 實驗電路：

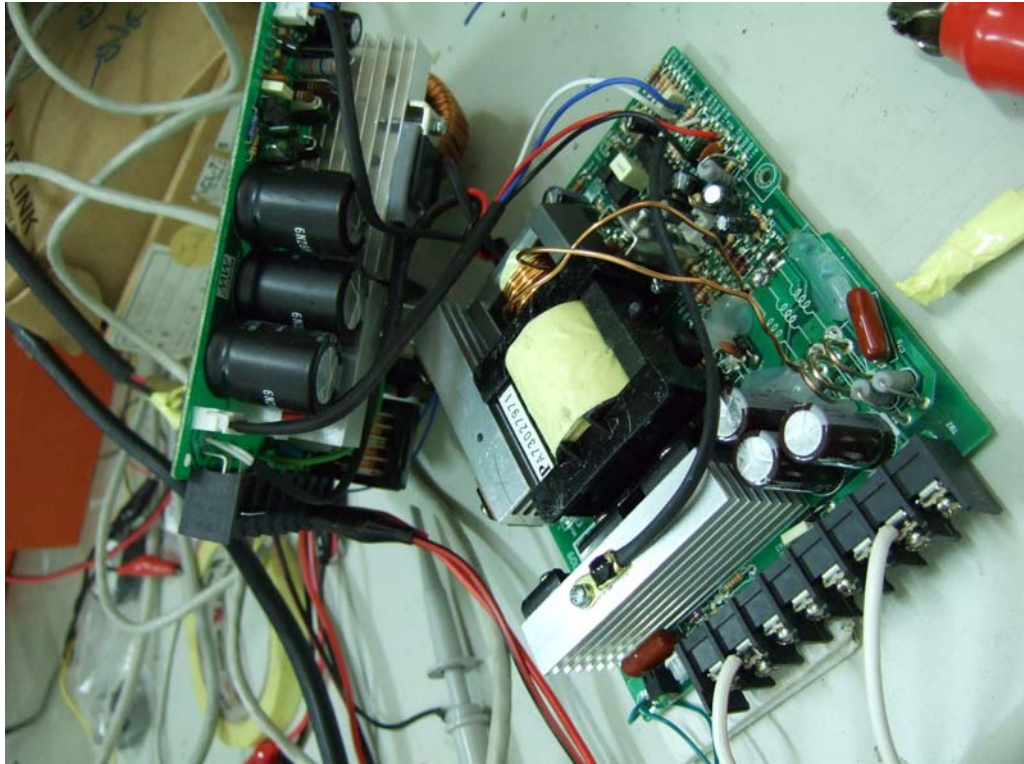


圖 4-5 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路

(二). S1 電壓，L51A Output filter choke 電流波形：波器 Channel 1 電
流電壓轉換比⁵為 300A/4V

1. Channel 1：L51A Output filter choke 電流波形；Channel 2：S1 電壓
波形，0W 負載

⁵ 本實驗電流波型之量測皆使用霍爾比流器(Hall CT) LEM HAL 300-S。

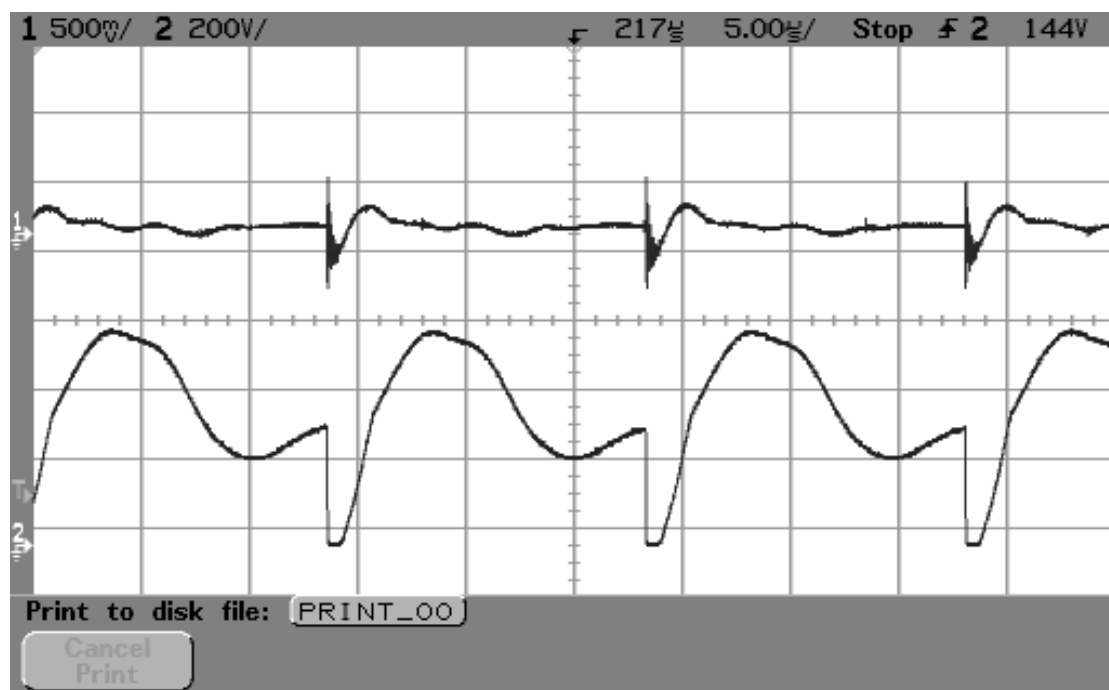


圖 4-6 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 0W

2. Channel 1 : L51A Output filter choke 電流波形；Channel 2 : S1 電壓

波形，300W 負載



圖 4-7 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 300W

3. Channel 1 : L51A Output filter choke 電流波形；Channel 2 : S1 電壓

波形，500W 負載



圖 4-8 ETD 44 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 500W

(三). 既有 ETD-44 鐵心增設之共鐵心實際電路驗證說明：

1. 當輸出負載為 0W 時，電流及電壓波形，與原電路比較，差異性不大。

2. 由實務電路波形量測驗證，此共鐵心架構之可運用性；此 ETD-44 鐵心共構，與原電路鐵心比較，可節省約 9% 原鐵心體積。

三. E55 鐵心增設之共鐵心實際電路驗證

下列為 E55 共鐵心，實務電路結線及相關參數量測結果。

(一) 實驗電路：

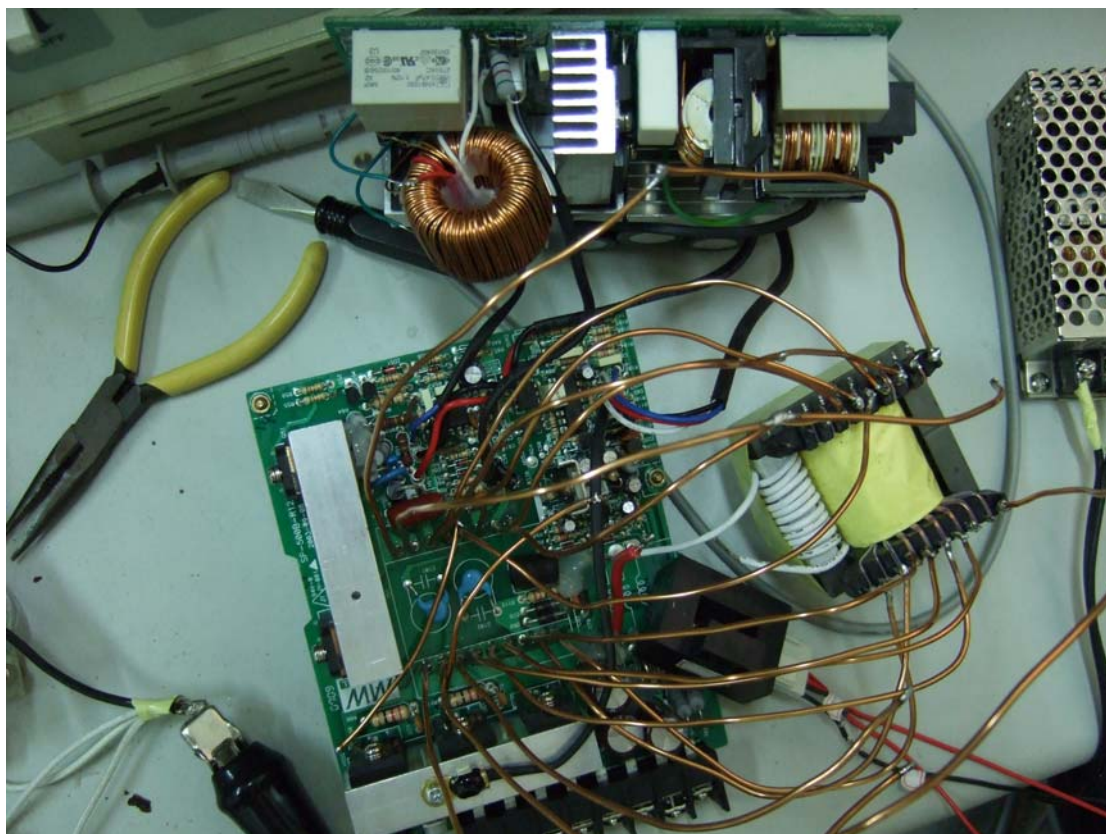


圖 4-9 E55 變壓器鐵心共構實驗電路

(二). S1 電壓，L51A Output filter choke 電流波形：

1. Channel 1：L51A Output filter choke 電流波形；Channel 2：S1 電壓
波形，0W 負載

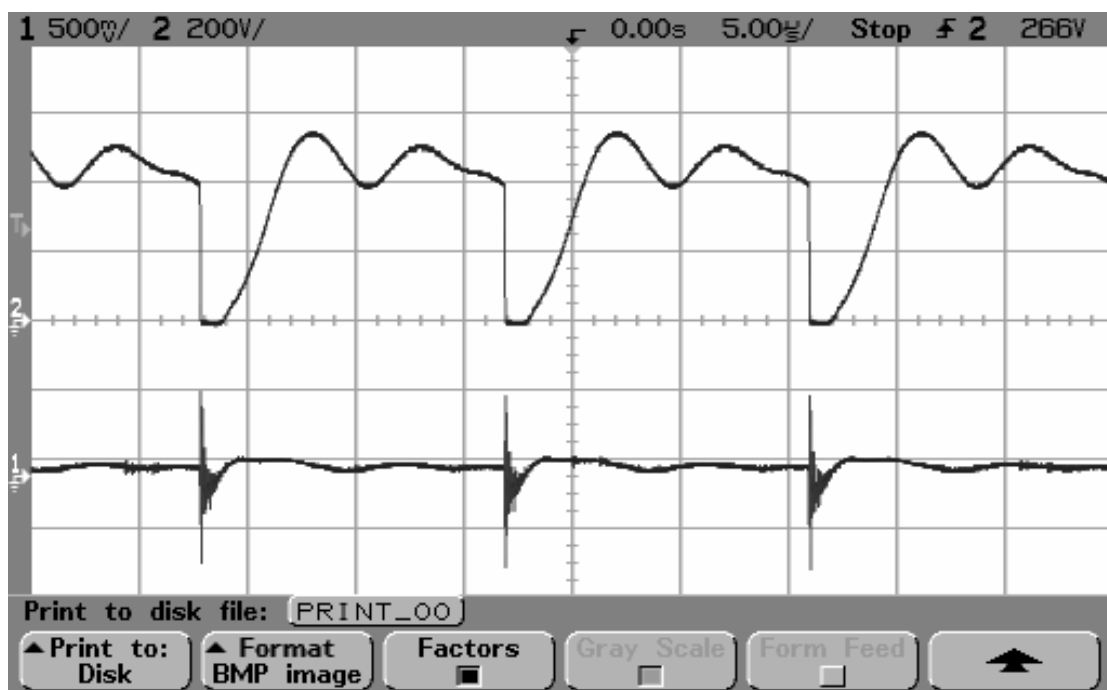


圖 4-10 E55 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 0W

2. Channel 1 : L51A Output filter choke 電流波形；Channel 2 : S1 電壓

波形，100W 負載



圖 4-11 E55 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 100W

3. Channel 1 : L51A Output filter choke 電流波形；Channel 2 : S1 電壓

波形，200W 負載



圖 4-12 E55 變壓器鐵心共構實驗電路，負載 200W

(三). E55 鐵心增設之共鐵心實際電路驗證測試說明：

1. 輸出負載為 0W 時，開關導通期間與原電路比較，導通時間較長。
2. 負載逐漸加時，電壓波形受到鐵心漏感之影響，震盪較大。
3. 負載逐漸增加至 300W 時，功率開關因過電壓而失效。
4. 判斷上述現象來自鐵心漏感等因素所造成，此部份可藉助提升鐵心尺寸，獲得改善。

E55 鐵心漏感再探討：

變壓器的漏感及耦合並非單純，尤其漏感更是複雜，且它的大小隨幾何空間而改變很難以數學式子來精確量化。無論如何，圖 3-22 至圖 3-23 的變壓器，可用圖 4-13 的量測方法量得

各漏感值 L_{1k} 、 L_{2k} 及互感值 M 。

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

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

圖 4-13(a)中，將一次側線圈 L_1 的 b 端點和二次側線圈 L_2 的 d 端點連接，a 端點和 c 端點加入一訊號源 V_1 ，由 a、c 端點量測可看到一等效電感 Z_- ，接著欲求出此等效電感 Z_- 和自感 L_1 、 L_2 及互感 M 的關係式，a、c 兩端的電壓為 V_1 ，流進端點 a 的電流為 I ，因此可列出拉式轉換方程式

$$V_s(s) = I(s) \times (sL_1 - sM + sL_2 - sM) \quad (4.3)$$

由(4.3)且定義 $Z_-(s) = \frac{V_s(s)}{I(s)}$ ，則可得到下式

$$Z_-(s) = s(L_1 + L_2 - 2M) \quad (4.4)$$

因此等效電感 Z_- 為

$$Z_- = L_1 + L_2 - 2M \quad (4.5)$$

圖4-13(b)中，將一次側線圈 L_1 的 b 端點和二次側線圈 L_2 的 c 端點連接，a 端點和 d 端點加入一訊號源 V_1 ，由 a、d 端點量測可看到一等效電感 Z_+ ，接著欲求出此等效電感 Z_+ 和自感 L_1 、 L_2 及互感 M 的關係式，a、d 兩端的電壓為 V_1 ，流進端點 a 的電流為 I ，因此可列出拉式轉換方程

$$V_s(s) = I(s) \times (sL_1 + sM + sL_2 + sM) \quad (4.6)$$

由(4.6)且定義 $Z_+(s) = \frac{V_s(s)}{I(s)}$ ，則可得到下式

$$Z_+(s) = s(L_1 + L_s + 2M) \quad (4.7)$$

因此等效電感 Z_+ 為

$$Z_+ = L_1 + L_s + 2M \quad (4.8)$$

圖4-13(c)中，將一次側線圈 L_1 的b 端點和二次側線圈 L_2 的d 端點連接，a 端點和c 端點連接，a、b 端點加入一訊號源 V_1 ，使用電流探棒可量測出一次側電流 I_1 和二次側電流 I_2 ，因此可知電流 I_2 和電流 I_1 的比值，接著欲求出 I_2/I_1 和漏感 L_{1k} 、 L_{2k} ，互感 M 及圈數比 n 的關係式，因一次側電壓和二次側電壓都等於 V_1 ，依此可列出拉式轉換方程式

$$sL_1 I_1(s) + sMI_2(s) = sMI_1(s) + sL_2 I_2(s) \quad (4.9)$$

由(4.1)、(4.2)代入(4.9)並整理可得

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{L_{1k} + M(n-1)}{L_{2k} + M(\frac{1}{n} - 1)} \quad (4.10)$$

圖4-13(d)中，將二次側短路，由一次測量得的等效電感定義為 L_{ps} 。於圖4-13(e)中，將一次側短路，由二次測量得的等效電感定義為 L_{sp} 。

下列為兩種漏感量測方法，第一種方法由圖4-13(a)量測可知 Z_- ， Z_- 於(4.5)已定義，由圖4-13(b)量測可知 Z_+ ， Z_+ 於(4.8)已定義，由(4.5)、(4.8)可求出互感 M 為

$$M = \frac{Z_+ + Z_-}{4} \quad (4.11)$$

圖4-13(c)可量得 I_2/I_1 ， I_2/I_1 於(4.10)已定義，由(4.1)、(4.2)代入

(4.5)可得

$$Z_- = L_{1k} + nM + L_{2k} + \frac{M}{n} - 2M \quad (4.12)$$

匝數比 n 為已知，由(4.10)、(4.11)、(4.12)可求得

$$L_{1k} = \frac{-Z_+(n-1)(1-\frac{I_2}{I_1}) + Z_-[z-1+(3+n)\frac{I_2}{I_1}]}{4(1-\frac{I_2}{I_1})} \quad (4.13)$$

$$L_{2k} = \frac{(n-1)(1+\frac{I_2}{I_1})Z_+ + [\frac{I_2}{I_1}(1-n) + 3n+1]Z_-}{4n(1+\frac{I_2}{I_1})} \quad (4.14)$$

$$M = \frac{Z_+ - Z_-}{4} \quad (4.15)$$

實測結果 E55 鐵心共構變壓器之一次側漏感值為 0.9mH，
而 ETD44 鐵心共構變壓器之一次側漏感值為 20uH。

當測到200W時，如圖4-12我們可以看到Q51、Q52 Vds電壓
波形，已達到900V，而切換開關Mostfet 2SK1358 的耐壓為900V
9A，其spike 過高之原因則是漏感太大，而其原因可能為：

1. 本實驗E55鐵心共構變壓器繞製方式可視為一口字型類
似外鐵式變壓器，再加上一個有氣隙的U型鐵心如圖3-23，外鐵
式變壓器的漏感本質上就比內鐵式變壓器高。

2. 這種單邊外鐵型變壓器在實務上很少使用，故有需要作進
一步研究其實務上可能產生的問題。

3. 本實驗E55鐵心共構變壓器，共繞製三次的實驗樣品，第

一、二次的樣品皆無法正常開機工作，一直到第三次的樣品才勉強操作到300W，可見高功率變壓器之繞製是一個很難掌握變數。

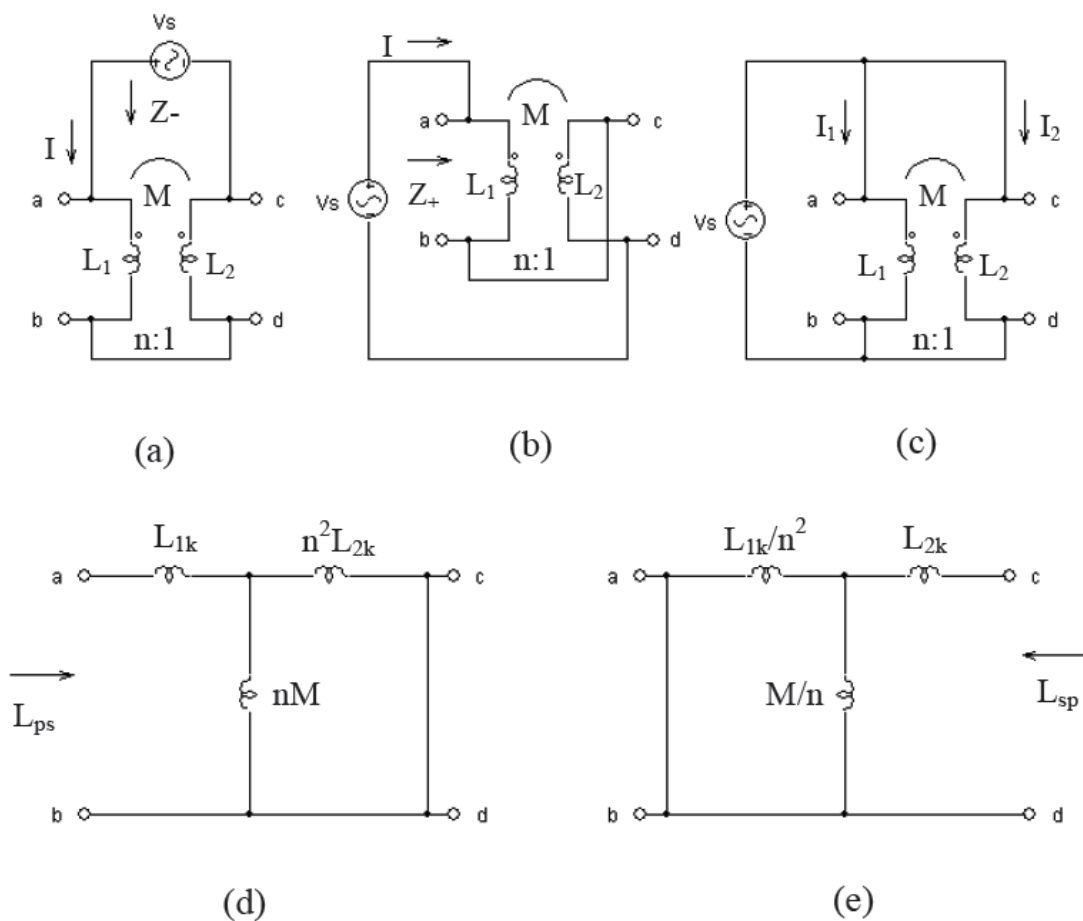


圖 4-13 變壓器漏感量測的方法

第五章 結論與建議

誠如前述，本計劃之目的在於尋求電源供應器部分是否可達到磁性元件整合為一，並從理論及技術面探討其可行性，進而達到模組小型化及精緻化之目的。而磁性元件之整合關鍵技術之一即在於鐵心之共構。關於此部份之研究，在學理上，我們認為除須考慮鐵心可能發生磁飽和之外，基本上並無其他條件上之限制，且任何之配置及調整皆可行。然而，在實際電路設計應用上則須考慮共鐵心之後所造成的磁場加乘或消滅對整體電路工作效率之影響及可能需要面對之潛在問題。本計畫的研究重點之一即在於透過實際電路範例探討這些研究課題。

在本計劃中，我們提出兩種共鐵心方式。第一種鐵心共構方式是在原雙 E 型「ETD44」結構方式鐵心之外，加裝另一 E 型鐵心，以供電感器運轉使用。亦即，共有三個 E 型鐵心。第二種共構鐵心方式為採用一般雙 E 型鐵心設計，重新尋找一比原分離式「ETD44」結構方式鐵心略大的「E55」結構方式之鐵心，重新手工製作變壓器繞組及將電感器線圈繞於鐵心之一腳上，以達到鐵心共構之目的。誠如前述，第一種 ETD44 鐵心共構方式在整體電路運轉量測部分都能獲得良好輸出。而第二種 E55 共構鐵心方式在實務電路實驗量測中發現，電路輸出級之 Power MOS 電晶體在負載變大時會發生過電壓現象。判斷其發生之原因可能為漏感所致。從已知文獻

知道，鐵心共構之主要優點即在於減少磁性元件之總體積。本案所提之第一種 ETD44 鐵心共構方式，經計算，確實可減少約 9% 之鐵心體積。

整體而言，本計劃所提之兩種鐵心共構設計在實務電路驗證下都可行。但是，在實務電路量測時，第二種鐵心共構(E55)在負載變大時會發生鐵心因漏感造成過電壓現象。由於本計劃之研究目的在於透過實際電路範例探討共鐵心設計之相對可能性，藉由實驗量測，我們發現第一種 ETD44 鐵心共構方式已能達成設計需求，並符合本計劃之研究目標。針對第二種鐵心共構(E55)設計，我們相信藉由適當設計調整，例如：減低漏感或改變鐵心尺寸，應可達成所需工作效率。在實務上，建議可考慮下列作法以改進效果：

1. 對於過電壓部份，可適當修正原有之 Snubber 電路，以改善電路過電壓現象。
2. 由於實驗所使用之變壓器線圈及電感器線圈繞法為手工而非由專業或機器製作，其線圈繞組在繞線方法及配置方式有可能造成漏感變大。如能適當調整，應可改善漏感以提高工作效率。

參 考 文 獻

- [1] GEOREG C. CHRYSSIS, 梁適安 譯“高頻交換式電源供應器原理與設計”,全華出版社 , pp.28-33,1995.
- [2] Magnet Co. “Flux 2D 7.6/Flux 3D 3.3 User’s Guide”, Nov. 2001.
- [3] Wei Chen, Guichao Hua, Dan Sable, Fred Lee, “Design of High Efficiency, Low Profile, Low Voltage Converter with Integrated Magnetics,” IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.2, pp.911 - 917, Feb. 1997.
- [4]. Lenug-Pong Wong, Yim-Shu Lee, David Ki-Wai Cheng, “A New Approach to the Analysis and Design of Integrated Magnetics ,” IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.2, pp.1196 - 1202, March 2001.
- [5] Lenug-Pong Wong, Yim-Shu Lee, David Ki-Wai Cheng, “ Design Modeling, and Analysis of Integrated Magnetics for Power Converters,” Power Electronics Specialists Conference , vol.1, pp.320 - 325, June 2000.
- [6] Yim-Shu Lee, Lenug-Pong Wong, and David Ki-Wai Cheng, “Simulation and Design of Integrated Magnetics for Power Converters,” IEEE Transaction on Magnetics, vol.39, no. 2, March 2003.
- [7] Lengnien Hsiu, Arthur F. Witulski, “A Geometrical Core Constant Approach to Integrated Magnetics Design” Power Electronics Congress, pp.108 -116, Oct. 1995.

[8] 楊國輝，廖淑慧著，應用電磁學初版，五南書局，台北，民國八十九年。

[9] 本間基文著/鄭振東譯編著，實用磁性材料，全華書店，台北，民國八十八年。

[10] Chapman, Stephen J. /陳秋麟譯著，電機機械基本原理，麥格羅希爾，台北，民國八十四年。

[11] Mohan.Undeland.Robbins/江炫樟編著，電力電子學，全華書店，台北，民國九十二年。

[12] 高偉仁，「以磁性元件整合為基礎的高效率高功率密度直流/直流轉換器之研究」，國立交通大學，碩士論文，民國九十三年。

[13] Soft Ferrites And Accessories, Philips Co. ,Feb. 2002。