

國立交通大學

電機學院 電機與控制學程

碩士論文

應用前饋補償之行波管高壓電源設計

Design of a High Voltage Power Supply for
Traveling Wave Tube Using Feedforward Compensation

研究生：謝明泰

指導教授：吳永春 博士

俞齊山 博士

中華民國九十六年六月

應用前饋補償之行波管高壓電源設計

Design of a High Voltage Power Supply for Traveling Wave Tube Using Feedforward Compensation

研究生：謝明泰

Student : Ming-Tai Shieh

指導教授：吳永春 博士

Advisor : Dr. Yung-Chun Wu

俞齊山 博士

Advisor : Dr. Chi-Shan Yu

國立交通大學
電機學院 電機與控制學程



A Thesis

Submitted to College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Electrical and Control Engineering

June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年六月


應用前饋補償之行波管高壓電源設計

學生：謝明泰

指導教授：吳永春 博士
俞齊山 博士

國立交通大學 電機學院 電機與控制學程碩士班

摘 要



本論文提出一種應用於高功率行波管的高壓電源穩壓控制方法。本論文採用前饋(Feedforward)的控制架構，來解決行波管脈波輻射瞬間造成高壓電源供應器輸出電壓陡降，以及回復電壓穩態時間過長的問題，進而提升了雷達發射機的性能。原雷達系統為了抑制高頻雜訊及降低穩態誤差，採用低頻寬的PI控制器，因此暫態響應較差，為了提升暫態響應性能，本論文利用一新增的前饋補償器，透過預先設定的補償電壓，在行波管輻射命令下達的同時，提供該輻射模式的PWM控制量，以補償因輸入輻射命令造成輸出電壓的變化。由實測的結果顯示本設計確實可大幅改善一高功率行波管高壓電源供應器的暫態與穩態響應。前饋補償電路則以VHDL硬體描述語言的方式先作模擬，再以FPGA單晶片建構完成。這種方式可使設計的時程大幅縮短，並增加了系統維護與修改的便利性。

關鍵字：行波管、高壓電源供應器、前饋補償

Design of a High Voltage Power Supply for Traveling Wave Tube Using Feedforward Compensation

Student : Ming-Tai Shieh

Advisor : Dr. Yung-Chun Wu

Dr. Chi-Shan Yu

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

This thesis proposes a control method for a high voltage power supply which is applied to a high power traveling wave tube (TWT). A feedforward compensating circuit is implemented to solve the problems including the dip-voltage drop and the long recovery time which are caused by pulsed-multifold load. This implementation is proven that it can indeed improve the performance of a radar transmitter. The original radar system utilizes the low-bandwidth voltage mode controller to reduce the noise sensitivity and the voltage overshoot hence it has poor transient response. To improve the transient response, we propose a feedforward configuration, in which we use a set of preset-compensated voltages to change the PWM command so as to compensate the voltage variation in transient period. Experiment results show that this configuration can indeed improve both the steady-state and the transient responses of a high voltage power supply for a high power TWT. The proposed feedforward compensator is simulated by using the very high speed integrated circuit hardware description language (VHDL) and then implemented on a FPGA. Through this approach, we can scrimp the developing time and make the system maintenance and modification more easily.

Keywords : TWT 、 high voltage power supply 、 feedforward compensation

誌 謝

能完成這篇論文，要感謝很多人。首先要感謝我的指導老師吳永春教授、俞齊山教授在這幾年學習過程中的指導、鼓勵與關懷。由於他們耐心的指導，使我在遭遇問題、面臨瓶頸的時候，能夠冷靜思考，並且以積極的態度去克服。同時我要感謝口試委員朱家齊教授對於本論文的指導與建議，使得本論文更加完整。

其次要感謝單位長官朱有光副組長、王革勝學長的支持與包容，使我在工作之餘，亦能兼顧學業。

我也非常感謝中科院電力電子組李明家組長，在行波管高壓電源原理上，給予我不少建議指導，使我受益匪淺。感謝同事吳錦長先生在硬體製作與 VHDL 程式撰寫的支援與協助。

還要特別感謝內人吳瑞珠，她除了教書，還得負擔大部分的家事，持家教子，使我無後顧之憂，全心全意專注於論文的研究工作上。最後要感謝所有曾經幫忙與協助我的人，由衷的感激！

目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vi
圖目錄.....	vii
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機與目的.....	1
1.2 研究背景與發展概況.....	1
1.3 研究方法與系統描述.....	3
1.4 論文架構.....	5
第二章 行波管介紹.....	6
2.1 行波管簡述.....	6
2.2 行波管各部分功能介紹.....	8
2.3 行波管高壓電源與輻射相位之關係.....	11
2.4 行波管應用於脈波型雷達(pulse radar)之電氣規格.....	13
2.5 本章結論.....	14
第三章 行波管高壓電源系統及工作原理.....	15
3.1 高壓電源電路系統方塊圖描述.....	15
3.2 高壓電源電路工作原理.....	15
3.3 降壓電流饋入型全橋轉換器工作模式分析.....	18
3.4 高壓電源穩壓控制架構.....	23
3.5 陰極電壓穩壓控制.....	24
3.6 集極/陰極電壓穩壓控制.....	29

3.6.1	行波管脈波輻射對輸出電壓的影響.....	40
3.6.2	增加系統頻寬後之模擬測試.....	44
3.7	本章結論.....	47
第四章	前饋補償器之設計.....	48
4.1	控制系統架構.....	48
4.2	前饋補償器的設計構想.....	50
4.3	前饋補償量的設計依據.....	53
4.4	本章結論.....	55
第五章	前饋補償電路實現與實驗驗證.....	56
5.1	前饋補償電路之系統說明.....	56
5.1.1	加入前饋補償器之集極電壓回授控制.....	56
5.1.2	電路設計規劃.....	57
5.2	前饋補償器之軟/硬體電路.....	59
5.2.1	電路架構及工作原理.....	59
5.2.2	補償值設定.....	64
5.2.3	時序模擬分析.....	64
5.3	實測波形分析.....	66
第六章	結論.....	97
參考文獻	98

表目錄

表 2-1	行波管工作電壓之推因數.....	13
表 3-1	降壓電流饋入型全橋轉換器各工作模式之開關狀態.....	18
表 4-1	前饋補償電壓設定參考值.....	54
表 5-1	PWM 控制電壓比較(行波管輻射啟動).....	68
表 5-2	PWM 控制電壓比較(行波管輻射結束).....	75
表 5-3	輸出電壓變動比較(行波管輻射啟動).....	82
表 5-4	輸出電壓變動比較(行波管輻射結束).....	89



圖目錄

圖 1-1	實驗系統架構圖	3
圖 2-1	行波管結構及電氣特性連接圖	6
圖 2-2	同一射頻頻率下，陰極電壓變化對輸出增益的影響	7
圖 2-3	不同射頻頻率下，陰極電壓變化對輸出增益的影響	7
圖 2-4	電子槍結構圖	8
圖 2-5	螺旋管慢波結構圖	9
圖 2-6	耦合腔慢波結構圖	9
圖 2-7	電子束群聚機制	10
圖 2-8	微波建立特性	10
圖 2-9	相位偏移所產生的 RF 旁波帶	12
圖 3-1	高壓電源電路系統方塊圖	15
圖 3-2(a)	降壓電流饋入型全橋轉換器電路圖	16
圖 3-2(b)	高壓產生電路	17
圖 3-3	降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 1 等效圖	19
圖 3-4	降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 2 等效圖	19
圖 3-5	降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 3、4 等效圖	19
圖 3-6	降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 5 等效圖	19
圖 3-7	降壓電流饋入型全橋轉換器相關的電壓電流波形	20
圖 3-8	高壓電源供應器控制架構圖	24
圖 3-9	後級調整器(Post Regulator)電路架構圖	26
圖 3-10	行波管陰極電壓回授控制電路圖	26
圖 3-11	四極管等效阻抗設為 $2M\Omega$	27
圖 3-12	四極管等效阻抗設為 $7.5M\Omega$	27
圖 3-13	四極管等效阻抗設為 $11M\Omega$	28
圖 3-14	陰極電壓與四極管阻抗關係	28
圖 3-15	集極/陰極電壓控制電路圖	29
圖 3-16(a)	回授控制系統方塊圖	30

圖 3-16(b) 線性化回授控制系統方塊圖.....	30
圖 3-17(a) 開關導通狀態.....	31
圖 3-17(b) 開關關閉狀態.....	31
圖 3-18 脈波寬度調變(PWM).....	33
圖 3-19 控制器電路圖.....	34
圖 3-20 工作週期至輸出之波德圖.....	36
圖 3-21 控制至輸出之波德圖.....	36
圖 3-22 低通濾波器之波德圖.....	37
圖 3-23 誤差放大器之波德圖.....	37
圖 3-24 控制器之波德圖.....	38
圖 3-25 系統迴路增益之波德圖.....	38
圖 3-26 步級輸出響應 Matlab/Simulink 模型.....	39
圖 3-27 步級輸出響應結果.....	39
圖 3-28 高壓電源控制系統 Matlab/Simulink 模型.....	40
圖 3-29(a) 受控體等效電路.....	41
圖 3-29(b) 受控體 Matlab/Simulink 模型.....	41
圖 3-30 行波管脈波輻射之輸出電壓響應.....	43
圖 3-31 行波管脈波輻射開始與結束之輸出電壓響應.....	43
圖 3-32 行波管隨機脈波輻射之輸出電壓響應.....	44
圖 3-33 改變控制器參數後之系統迴路增益波德圖.....	45
圖 3-34 增加頻寬後之步級輸出響應.....	45
圖 3-35 增加頻寬後之行波管加載測試.....	46
圖 3-36 增加頻寬後之行波管加載測試(圖 3-35 放大圖).....	46
圖 4-1 一個自由度的控制系統架構.....	48
圖 4-2 二個自由度的控制系統架構.....	49
圖 4-3 輸出電壓變動之 PWM 信號調變.....	50
圖 4-4 含前饋補償器的控制系統方塊圖.....	51
圖 4-5 加入前饋補償後之 PWM 脈波寬調變.....	51

圖 4-6	前饋補償工作時序圖(加載).....	52
圖 4-7	前饋補償工作時序圖(離載).....	52
圖 4-8	PWM IC 周邊電路示意圖.....	53
圖 4-9	PWM 控制電壓示意圖(未加入前饋補償電路).....	54
圖 4-10	PWM 控制電壓示意圖(加入前饋補償電路).....	54
圖 5-1	加入前饋補償器之集極電壓回授控制.....	56
圖 5-2	前饋補償器電路架構.....	58
圖 5-3	前饋補償工作波形示意圖.....	58
圖 5-4	前饋補償電路架構圖.....	61
圖 5-5	前饋補償器電路合成圖.....	62
圖 5-6	前饋電路程式控制流程圖.....	63
圖 5-7	前饋補償電路模擬結果.....	65
圖 5-8	前饋補償電路時序模擬.....	65
圖 5-9	前饋補償輸出電路示意圖.....	66
圖 5-10	PWM 控制電壓觀察;高壓無載.....	68
圖 5-11	PWM 控制電壓觀察;1%脈波加載;無前饋補償.....	69
圖 5-12	PWM 控制電壓觀察;1%脈波加載;前饋補償.....	69
圖 5-13	PWM 控制電壓觀察;2%脈波加載;無前饋補償.....	70
圖 5-14	PWM 控制電壓觀察;2%脈波加載;前饋補償.....	70
圖 5-15	PWM 控制電壓觀察;3%脈波加載;無前饋補償.....	71
圖 5-16	PWM 控制電壓觀察;3%脈波加載;前饋補償.....	71
圖 5-17	PWM 控制電壓觀察;4%脈波加載;無前饋補償.....	72
圖 5-18	PWM 控制電壓觀察;4%脈波加載;前饋補償.....	72
圖 5-19	PWM 控制電壓觀察;5%脈波加載;無前饋補償.....	73
圖 5-20	PWM 控制電壓觀察;5%脈波加載;前饋補償.....	73
圖 5-21	PWM 控制電壓觀察;6%脈波加載;無前饋補償.....	74
圖 5-22	PWM 控制電壓觀察;6%脈波加載;前饋補償.....	74
圖 5-23	PWM 控制電壓觀察;1%脈波離載;無前饋補償.....	76

圖 5-24	PWM 控制電壓觀察；1%脈波離載；前饋補償	76
圖 5-25	PWM 控制電壓觀察；2%脈波離載；無前饋補償	77
圖 5-26	PWM 控制電壓觀察；2%脈波離載；前饋補償	77
圖 5-27	PWM 控制電壓觀察；3%脈波離載；無前饋補償	78
圖 5-28	PWM 控制電壓觀察；3%脈波離載；前饋補償	78
圖 5-29	PWM 控制電壓觀察；4%脈波離載；無前饋補償	79
圖 5-30	PWM 控制電壓觀察；4%脈波離載；前饋補償	79
圖 5-31	PWM 控制電壓觀察；5%脈波離載；無前饋補償	80
圖 5-32	PWM 控制電壓觀察；5%脈波離載；前饋補償	80
圖 5-33	PWM 控制電壓觀察；6%脈波離載；無前饋補償	81
圖 5-34	PWM 控制電壓觀察；6%脈波離載；前饋補償	81
圖 5-35	輸出電壓變動觀察；1%脈波加載；無前饋補償	83
圖 5-36	輸出電壓變動觀察；1%脈波加載；前饋補償	83
圖 5-37	輸出電壓變動觀察；2%脈波加載；無前饋補償	84
圖 5-38	輸出電壓變動觀察；2%脈波加載；前饋補償	84
圖 5-39	輸出電壓變動觀察；3%脈波加載；無前饋補償	85
圖 5-40	輸出電壓變動觀察；3%脈波加載；前饋補償	85
圖 5-41	輸出電壓變動觀察；4%脈波加載；無前饋補償	86
圖 5-42	輸出電壓變動觀察；4%脈波加載；前饋補償	86
圖 5-43	輸出電壓變動觀察；5%脈波加載；無前饋補償	87
圖 5-44	輸出電壓變動觀察；5%脈波加載；前饋補償	87
圖 5-45	輸出電壓變動觀察；6%脈波加載；無前饋補償	88
圖 5-46	輸出電壓變動觀察；6%脈波加載；前饋補償	88
圖 5-47	輸出電壓變動觀察；1%脈波離載；無前饋補償	90
圖 5-48	輸出電壓變動觀察；1%脈波離載；前饋補償	90
圖 5-49	輸出電壓變動觀察；2%脈波離載；無前饋補償	91
圖 5-50	輸出電壓變動觀察；2%脈波離載；前饋補償	91
圖 5-51	輸出電壓變動觀察；3%脈波離載；無前饋補償	92

圖 5-52	輸出電壓變動觀察；3%脈波離載；前饋補償.....	92
圖 5-53	輸出電壓變動觀察；4%脈波離載；無前饋補償.....	93
圖 5-54	輸出電壓變動觀察；4%脈波離載；前饋補償.....	93
圖 5-55	輸出電壓變動觀察；5%脈波離載；無前饋補償.....	94
圖 5-56	輸出電壓變動觀察；5%脈波離載；前饋補償.....	94
圖 5-57	輸出電壓變動觀察；6%脈波離載；無前饋補償.....	95
圖 5-58	輸出電壓變動觀察；6%脈波離載；前饋補償.....	95
圖 5-59	行波管輻射啟動瞬間之輸出電壓壓降比較.....	96
圖 5-60	行波管輻射結束瞬間之輸出電壓壓升比較.....	96



第一章 緒論

1.1 研究動機與目的

行波管是一種微波訊號放大設備，主要應用於通訊(Communications)、電子反制(ECM, Electronic Countermeasure)及雷達系統(Radar System)上，行波管工作時需要高壓電源驅動，高功率行波管則相對需要更高電壓，本文中行波管陰極電壓規格為-40KV，集極電壓規格為-6KV。由於行波管轉換效率低，大約 15~50%[1]，因此提供微波放大能量來源的高壓電源供應器，則必須能提供足夠的功率。除了功率容量之外，行波管對於高壓電源供應器的穩壓要求亦甚為嚴苛，電壓變動一般在 $\pm 1\%$ 內。若應用於脈波相位調變的雷達系統，若行波管的工作電壓偏離，則會使其輻射相位角度偏移，影響輻射微波的品質，而降低雷達的性能[2]。而應用於遠距離快速移動目標(如戰機、飛彈)之搜索追蹤雷達，其輻射脈波波形更為複雜多變，脈波輻射可解釋為高壓電源供應器的負載(行波管)隨時間做不同模式的切換變化(工作週期 1~6%，來複頻 100Hz~5KHz)，這樣劇烈的負載變化，將造成高壓電源供應器輸出電壓穩定控制的難度，本文的研究重點，即在討論在脈波波形亦趨複雜的要求下，以不變更原有高壓電源電路架構及電路元件的前提，針對穩壓控制器部分，提出一種可行有效的前饋補償 (Feed-forward compensation)方法，以解決行波管脈波加載時，造成高壓電源輸出電壓瞬間陡降過大及電壓擺盪回復穩態時間過長之問題，以提升雷達性能。

1.2 研究背景與發展概況

評估雷達性能的優劣，主要取決於能否做遠距離目標搜索、快速移動目標(如飛彈)的搜索追蹤以及雷達截面積甚小的目標(如隱形戰機)偵測等。而上述之功能主要與輻射脈波波形有關，不同的功能需求，需要不同的脈

波波形，行波管脈波輻射即表示高壓電源供應器的負載在快速切換變動，一般而言，高頻率、長脈波、高工作比的脈波波形對高壓電源穩壓衝擊最大，因為長脈波及高工作比脈波會對高壓電源供應器汲取大電流，造成輸出電壓很大的電壓壓降，而高頻率的脈波，則為快速的負載變動，穩壓相對不易。在過去，所使用高壓電源供應器還能滿足行波管電源規格，主要是上述三種脈波相對小且模式少的緣故。

分析原高壓電源控制器無法滿足雷達性能提升後的穩壓要求，其原因為；

1. 原控制器為 PI 控制器型式，因內含積分控制，使得輸出電壓調整必須隨積分的時間來做誤差修正，因此無法立即將輸出電壓調回原來位準。
2. 為避免行波管高壓啟動時響應過快，造成過大的超越量，而觸發系統設定的過高電壓保護，因此控制器乃設計使系統成為低頻寬的系統，但低頻寬的系統對於行波管脈波輻射，所造成的電壓瞬間變化的暫態現象控制相對不利。

基於上述兩點原因，本研究提議加入一個具有比例控制特性的前饋補償器，藉以即時輔助行波管脈波輻射時的電壓暫態(擾動)控制。

前饋補償方法常用於需要同時兼顧暫態與穩態性能的應用場合，如本文的行波管高壓電源供應器，另外也常用在位置控制(Position-Control)的運動控制或伺服控制，藉由外加的速度前饋(Velocity Feedforward)及加速度前饋(Acceleration Feedforward)控制路徑來達到快速精確的位置目標[3,4]。由於高功率行波管電源供應器多為軍事用途，目前在國內業界或學術界很少有這方面的製作或討論，相關文獻多為低功率為主，討論方向也多集中在電路架構上，控制器的設計大都採用常見的電壓模式 PWM 控制[5](本文使用的方法)，或是具有斜率補償的平均電流模式 PWM 控制[6]，雖說電流模式控制對於脈波式電流負載的控制較優於電壓模式控制，但由於仍需使用誤差放大器來做頻率補償，故其電壓誤差修正時間太長問題仍會存在，因此為了達到快速的電壓調整，本文採用前饋控制方法設計一前饋補償器，配合原系統 PI 控制器做為行波管高壓電源的穩壓控制，以滿足暫態及穩態響應的性能要求。

1.3 研究方法與系統描述

實驗系統架構如圖 1-1 所示，前饋補償器與原系統控制器並聯組成，其控制概念為事先設定各輻射脈波工作比的補償電壓(誤差修正量)，然後在系統下達輻射命令前一段時間，預先傳送脈波工作比編碼資訊，當行波管開始工作同時送入所需之 PWM 控制量，來迅速對高壓電源供應器高壓側儲能電容充電，以改善原系統因控制器誤差修正時間緩慢所造成輸出電壓陡降過大的問題。而原系統控制器則做為微小變動量的修正調整。前饋補償器可解釋為在操作進行前預測缺陷而對反饋過程施行的控制。

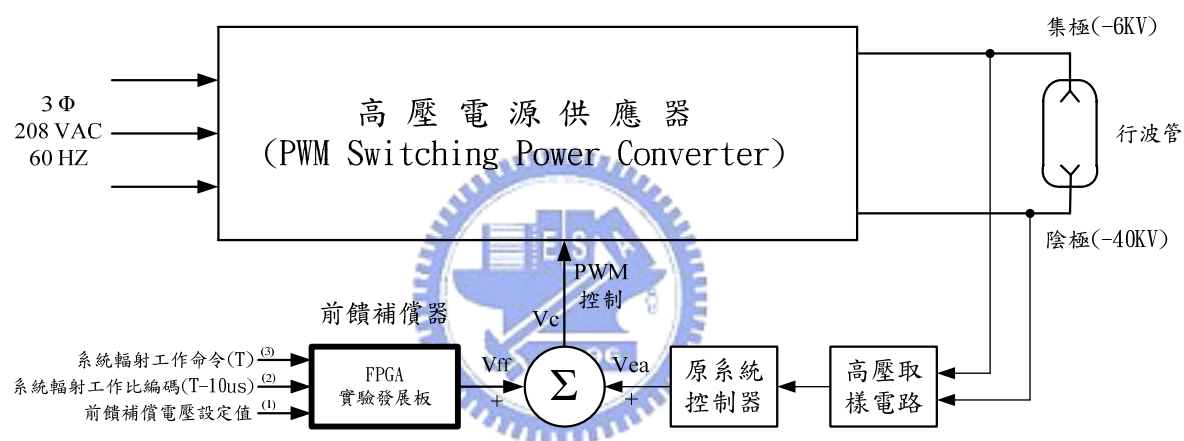


圖 1-1 實驗系統架構圖

在硬體電路實現之前，先建立高壓電源電路小信號模型，之後使用 Matlab/Simulink 軟體進行電路的性能測試，包含穩定度分析、頻域及時域響應分析，以瞭解原系統控制器的特性以及驗證前饋補償器的控制性能，做為硬體電路設計的參考。

前饋補償器電路則以 FPGA 來實現；由於半導體微電子積體電路技術之快速進步，使得上萬個電晶體可以聚集在一小片的矽晶片上。積體電路之技術由 LSI(Large Scale Integrated)Circuit 約數千個 Gate，進步到超大型積體電路 VLSI(Very Large Scale ICs)，在單晶片上的電晶體數目可達數百萬個。以往從事數位邏輯設計的人，一定都有 TTL 邏輯族的設計經驗，當

數位電路複雜時，所使用之數位邏輯閘亦隨之增多，造成電路板面積增大，較不易得到可靠的設計，電磁干擾問題(EMI)相對的複雜且困難。現因拜積體電路快速進步之賜，使得單一元件邏輯電路成為可能。例如微處理器(micro-processor)、微控器(micro-controller)、各式特用積體電路(ASIC, Application Specific IC)、PLD(programmable logic device)、CPLD(complex-PLD)及 FPGA(field programmable gate array)...等。設計者可以針對自己的需要選用一顆 IC 來設計邏輯電路，以解決 TTL 邏輯族在設計複雜電路上的問題。而且一些可程式的 PLD、CPLD 或 FPGA 等由於具有可程式規劃之特點，用來做系統的 prototype 驗證，以及取代一些系統設計上 Glue logic 非常有用，再者設計出來的電路具有保密性，被仿冒整個系統電路架構較為困難，具有保護智慧財產權之功能。

在設計數位積體電路的方法上，已趨向於使用語言描述的設計方法，讓電腦自動依所寫的硬體描述語言合成其所對應的功能電路，並做電路最佳化合成，如此可將設計的時程大幅縮短，並大大增加了系統設計的維護性及修改性。而目前常用的硬體描述語言有 VHDL 及 Verilog.....等。

本文使用 FPGA 實驗發展板來實現前饋補償器硬體電路，該發展板使用一顆 Altera 公司所生產的晶片，該晶片編號為 FLEX PF10KA10LC84-4，是由 SRAM-Based FPGA 所組成，意思為該晶片有 10000 個 Gate Count，84 根輸入/輸出腳位，延遲時間為 4ns。原本 VHDL 程式寫完經編譯(compiler)和模擬(simulation)確定無誤後，需經 RS-232 線由 PC 下載程式至 FPGA 裡的 RAM 中，但當電源關閉後必須重新下載才可使用，或者將程式燒錄至 ROM 中，開機後主動由 ROM 讀取至其內部的 SRAM 中，但因 ROM 僅能燒錄一次，而且需燒錄儀器才可燒錄，十分麻煩。而此 FPGA 實驗發展板則內含一組可重覆載入上萬次程式的“串列可電子清洗 ROM(SEEPROM)”，經由 RS-232 線從 PC 上將程式載入至 SEEPROM 中，如此當電源關閉後再開啟，FPGA 會自動由 SEEPROM 中讀取架構資料，再依次寫入 FPGA 中，故只要將實驗板接上電源，FPGA 就會自動做內部架構設定，如此實驗的過程更加方便及易於修改。

1.4 論文架構

本論文分為五章，第一章介紹整個論文的研究目的與重點，並針對應用於行波管之高壓電源穩壓控制策略，以及前饋補償方法的發展背景、發展概況做一扼要說明；第二章則介紹行波管的功用及各部分功能，並列出行波管的高壓電源規格以及說明高壓電源與行波管微波輻射品質的關係；第三章針對行波管高壓電源電路之工作原理，穩壓控制方法及穩定度分析做詳細介紹及探討；第四章說明前饋補償器之設計理論、方法及改善目標；第五章介紹前饋補償電路的硬體架構與軟體控制架構及進行電路模擬，並將模擬結果與實測結果做驗證；第六章為結論。



第二章 行波管介紹

2.1 行波管簡述

行波管放大器(Traveling Wave Tube Amplifier, TWTA)是一種微波信號放大裝置，相對於磁控管、調速管等，TWTA 具有高增益、高功率容量、極低雜訊、寬頻帶與構造簡單等特性，但需要高壓電源驅動，且效率低，大約 15~50%[1]，近年來已逐漸被固態放大器(Solid State Amplifier, SSA)取代。但在高功率、高頻(Ka Band 以上)及寬頻應用上，仍然以行波管放大器為主。特別是應用於因需求高的活動目標顯示(Moving Target Indicator, MTI)上，極低的放大雜訊是必須的，行波管符合了這個需求，而佔了優勢。於頻率敏捷變化(Frequency Agility) [7,8]的應用上，行波管因寬頻特性而常被使用。行波管在電氣特性上，需要三組電源供應器：(一)、陰極電壓供應器(包括陰極—集極電源供應器)，提供電子束加速電場及微波信號放大能量來源；(二)、燈絲(Heater)電源供應器，加熱陰極使其放射電子；(三)、聚焦或柵極電源供應器，提供相對於陰極的控制電壓，使行波管能調變電子束。如圖 2-1 為行波管結構及電氣特性連接圖。

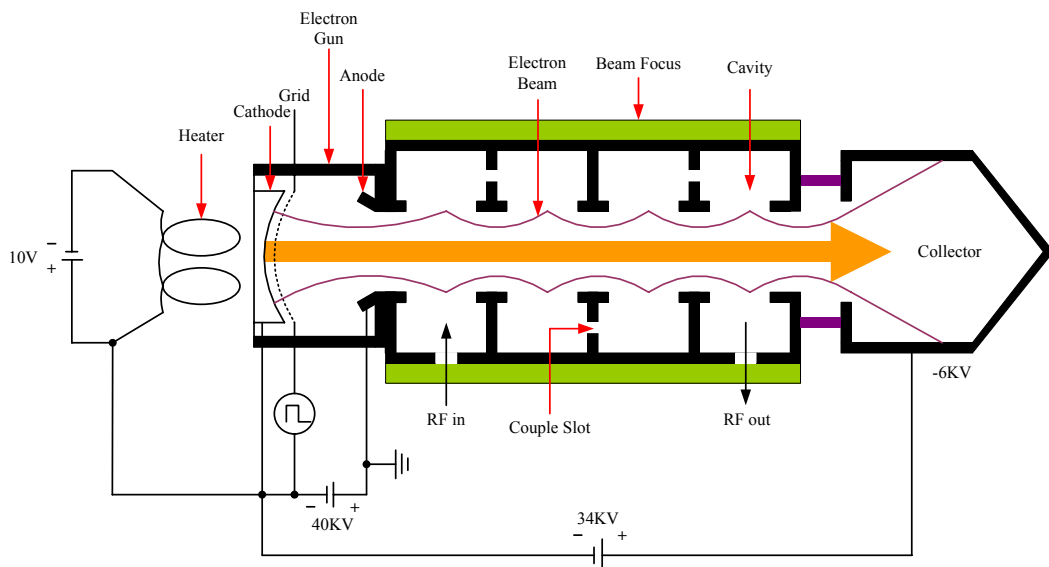


圖 2-1 行波管結構及電氣特性連接圖

行波管依製造結構不同可分為二類，耦合腔式(Coupled Cavity)及螺旋管式(Helix)，耦合腔式主要應用於窄頻(相對於 Helix)、高功率，如衛星通訊及雷達系統，螺旋管式因頻率高，除通訊傳輸用途外，最主要應用於雷達干擾。而依其應用領域，大略分為脈波(Pulse)型及連續(CW)型二種，脈波型常用於遠距離移動目標之搜索追蹤雷達，連續型則常用於電戰干擾。

本論文所探討的為耦合腔、脈波型之行波管，該類行波管於輻射工作時，將瞬間從高壓電源供應器汲取大量電流，由於輻射模式是多變且快速(1~6%，100Hz~5KHz PRF：Periodic Repeat Frequency)，因此高壓電源供應器必須能在此嚴苛的負載變化下維持輸出電壓的穩定，否則將嚴重影響行波管微波功率的輸出及穩定，降低雷達性能。如圖 2-2 所示，當陰極電壓偏離最佳工作電壓 $V_s \pm 2\%$ 時，將會使行波管微波輸出增益降低達 1dB 以上。另外圖 2-3 則說明在不同射頻頻率下，當陰極電壓偏離最佳工作電壓 $V_s \pm 2\%$ 時對輸出增益所產生之變化，其幅度可達 3dB 以上。

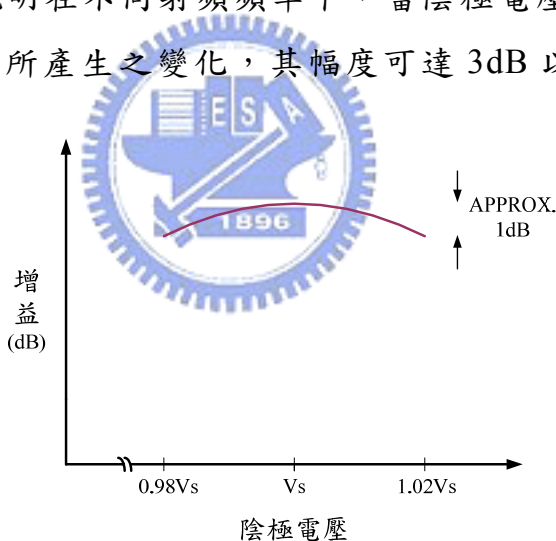


圖 2-2 同一射頻頻率下，陰極電壓變化對輸出增益的影響

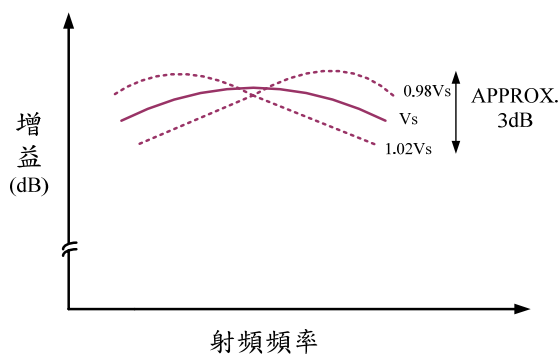


圖 2-3 不同射頻頻率下，陰極電壓變化對輸出增益的影響

2.2 行波管各部分功能介紹[1]

行波管結構類似陰極射線管裝置，主要用途為衛星通訊(Satellite Communication)、電子反制作戰(ECM/Electronic Countermeasure)、雷達(radar)、遙測(Telemetry)等，隨製造結構的不同，可適用於寬頻或窄頻應用，以下簡單介紹行波管各部分功能：

1. 電子槍(Electron Gun)：電子槍主要用來產生電子束，包含陰極、燈絲、聚焦電極、控制柵極與陽極等結構，如圖 2-4 所示。陰極由熱游離材質製成，藉由加熱後可產生電子游離，陰極的電位採用負電位。燈絲用來加熱陰極，以維持電子游離所需之高溫，陰極表面加熱達游離溫度時，可產生高密度之電子雲。當柵極加入相對於陰極之正電位時，電子束由電子槍射出然後進入到作用段，以便和微波訊號進行能量轉移。另外，聚焦電極可將電子聚焦成直徑甚小之電子束，避免電子束發散，而電子束加速所需之電場，則由跨接於陽極與陰極之間的電壓來提供，陽極通常為接地電位。

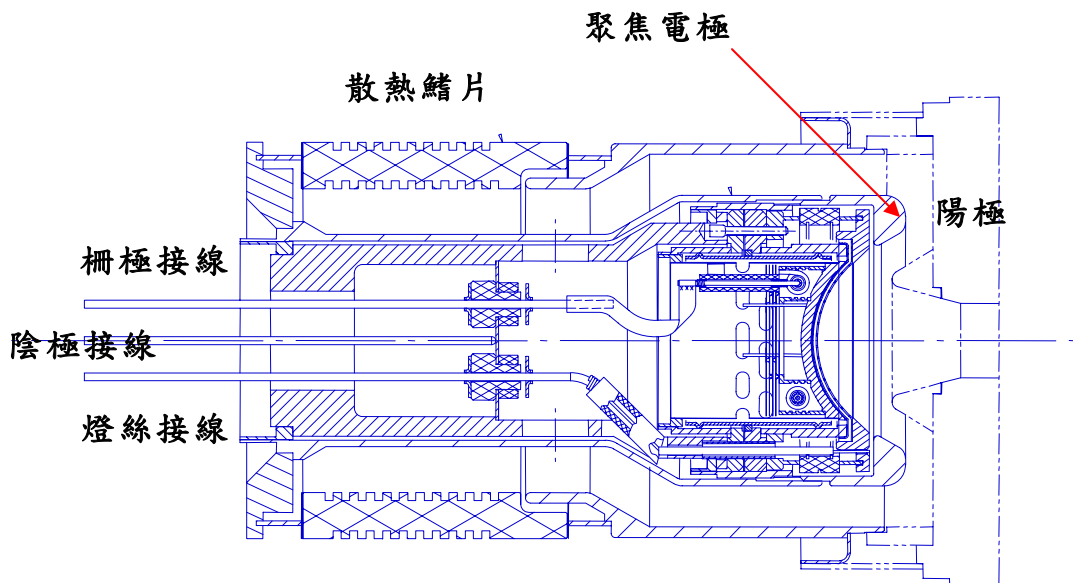


圖 2-4 電子槍結構圖

2. 慢波結構(Slow Wave Structure, SWS)：行波管與陰極射線管最大不同的地方在於其擁有慢波結構，提供電子束能量轉換為微波能量的媒介，隨應用的不同，有不同的慢波結構，典型的結構為螺旋管型及耦合腔型，圖 2-5 所示為螺旋管慢波結構圖，圖 2-6 所示為耦合腔慢波結構圖，耦合腔型因可利用水冷方式進行散熱，因此可適用於更高功率之應用場合。當微波進入作用段之後，受到慢波結構作用，其軸方向之速度會降低，電子束將因微波極化之影響，產生週期性的加速與減速現象，在加速場中的電子密度會變低，在減速場中的電子密度會增大。由於減速場中電子速度變慢而將能量轉移給微波，微波接收了電子束之動能，場強被放大後再回頭影響到電子束的加減速，因此能量交換作用將循序增強，最後得以將微波訊號放大，其機制可由圖 2-7 電子束群聚機制來表示。圖 2-8 則說明微波建立的特性。

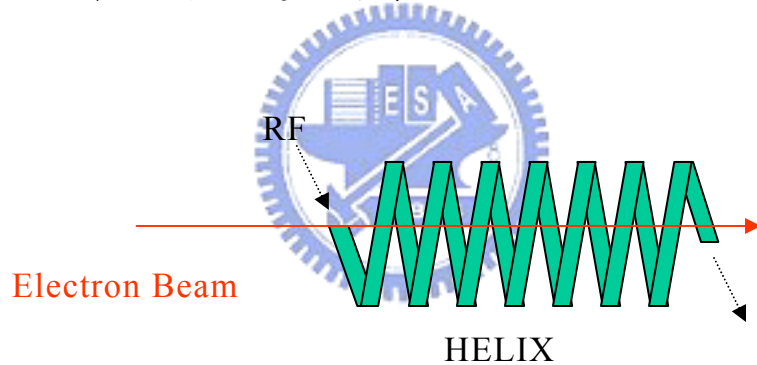


圖 2-5 螺旋管慢波結構圖

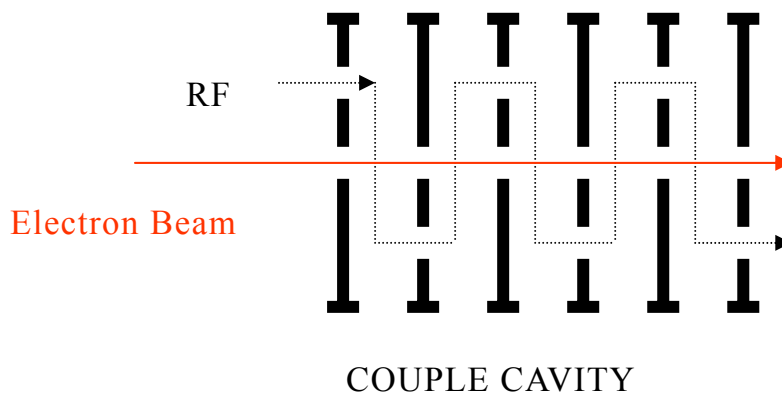


圖 2-6 耦合腔慢波結構圖

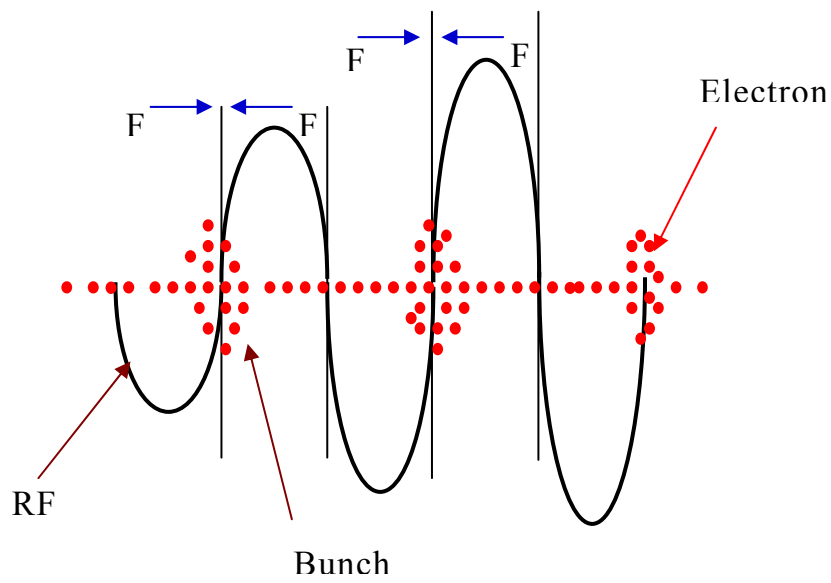


圖 2-7 電子束群聚機制

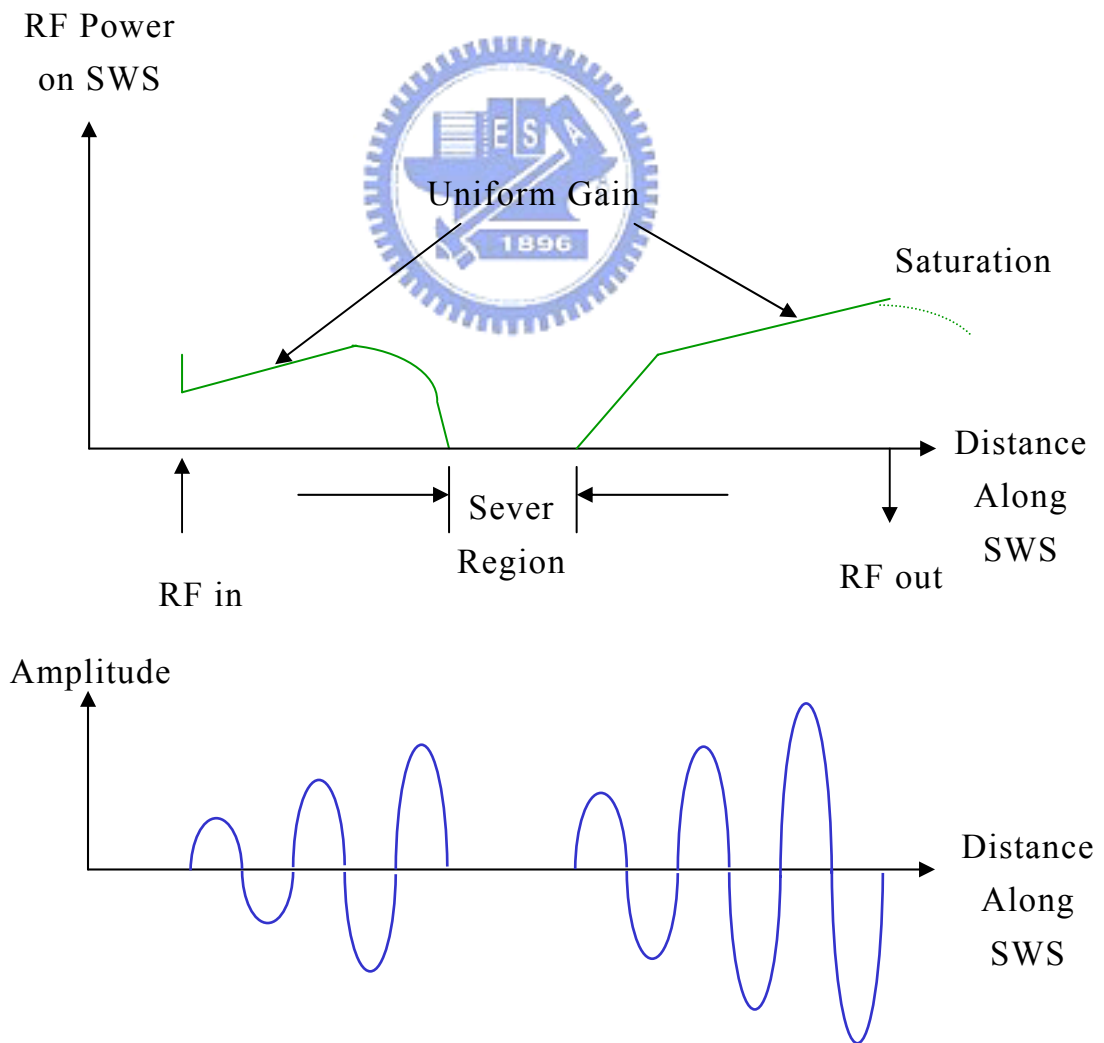


圖 2-8 微波建立特性

3. 集極(Collector)：主要的作用為收集完成能量轉換後的電子束，通常集極電位以陰極電位百分比表示，且級數愈多行波管效率愈高(但仍有其限制)，因行波管效率低(螺旋管型的 15~40%；耦合腔型的 40~50%)，大部份的能量均以熱能損耗於集極，所以集極必須要有良好的散熱。
4. 聚焦或柵極(Grid)：柵極的作用為控制陰極電子束發射與否。當柵極加入相對於陰極之正電位(400~650V)時，電子束流通(Beam ON)，而當柵極電位比陰極電位更負時(-500~-700V)，電子束截止(Beam OFF)。

2.3 行波管高壓電源與輻射相位之關係

由於射頻信號的波束速度($V=f\lambda$)與耦合腔內的電子波束行進速度近似，所以當行波管的陰極電壓不穩時，陰極電子波束在耦合腔內之行進速度將受到改變，因此射頻信號的波長(λ)亦將被改變，而使波形相位角偏移，其相位偏移角度 ϕ 為[2]

$$\phi \approx \frac{3179 \times f \times L}{C \times E_H^{1/2}} \quad (2-1)$$

其中， f 為射頻輻射頻率， L 為耦合腔內微波行進之總長度， E_H 為陰極電壓， C 為光速。

另外行波管陰極漣波電壓，於射頻輻射時，亦會使發射信號產生微小的相位偏移現象，其單位電壓所產生之相位角偏移量如下所示：

$$\frac{\Delta\phi}{\Delta E} \approx \frac{-\phi}{3E} \quad (2-2)$$

其中， $\Delta\phi$ 為陰極電壓變化所改變的相位偏移角度， ΔE 為陰極電壓變化量，“-”號表示陰極電壓愈負，相位偏移愈多。

若將(2-2)式取絕對值，則稱為推因數(Pushing Factor, PF)，亦即

$$PF = \left| \frac{\Delta\phi}{\Delta E} \right| \quad (2-3)$$

此式可做為量測 TWTA 在陰極電壓改變時相位偏移的靈敏度測試。根

據(2-2)及(2-3)式，假設陰極電壓變化為 100 伏特，PF 為 0.005，則會有 0.5 度之偏移誤差(0.005*100 =0.5 DEG)發生。

因為陰極電壓的微小變化所產生的偏移角度問題，若 TWTA 應用於相位調變(Phase Modulation, PM)下，將產生一對(f_c-f_m, f_c+f_m)假的 RF 旁波帶(Sideband)信號，如圖 2-9 所示，此旁波帶信號會導致輸出有效的功率值減少。若定義 $dB_{C(PM)}$ 為輻射之載波準位相對於主波之準位，即主波功率與旁波帶功率之比值，則一般要求 $dB_{C(PM)}$ 增益應在 -30dB~-60dB 間，由(2-4)式可知，若 $\Delta\phi$ 角度愈小則輸出功率衰減愈小。

$$dB_{C(PM)} = P_o / P_{isb(db)} \cong -20 \log(\Delta\phi/2) \quad (2-4)$$

上式中，其 P_o 為 PM 時之輸出功率， $P_{isb(db)}$ 為 PM 旁波帶調變信號之功率強度， $\Delta\phi$ 為 PM 輻射時之相位偏移角度。

若 TWTA 應用在振幅調變(Amplitude Modulation, AM)時，旁波帶功率值較 PM 約少 10dB，可見 AM 應用較不受陰極電壓改變而影響整個輸出功率，如下所示：

$$dB_{C(AM)} = P_o / P_{isb(db)} = 10 \log(\Delta P_o / 4P_o) \quad (2-5)$$

上式中， P_o 為 AM 時之輸出功率， $P_{isb(db)}$ 為 AM 旁波帶調變信號之功率強度， ΔP_o 為輸出功率之微小值變化。

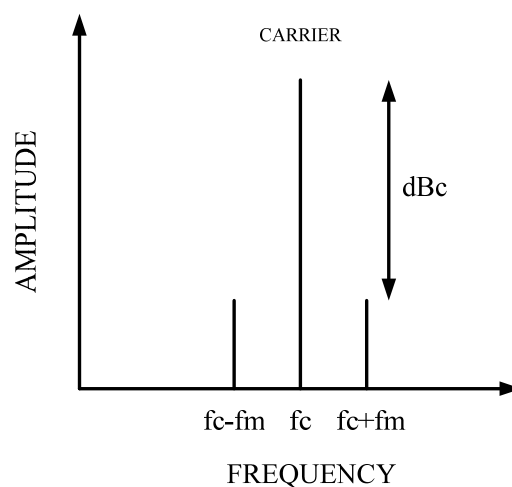


圖 2-9 相位偏移所產生的 RF 旁波帶

經由以上敘述得知，陰極電壓是否穩定，將會影響行波管放大器輻射波形角度，若應用於多個小功率行波管放大器陣列時，因為天線在空中輻射做電磁波合成，將導致輻射方向角偏差角度更為不穩定，而降低該角度之輻射功率值[9]；所以行波管放大器對陰極電壓的需求通常需穩壓在±1%內，以確保行波管放大器輻射相位正常。

另外，除了陰極電壓會使波形相位角產生偏移，集極及柵極之工作電壓亦會使波形相位角度產生不同程度的偏移，表 2-1 列出在各種工作電壓下之推因數，其中以柵極電壓及陰極電壓影響最大。

表 2-1 行波管工作電壓之推因數

<i>Electrode type</i>	<i>Phase pushing factor(°/V)</i>
Cathode	0.5—3
Grid	2—5
Focus electrode	1
Heater	0.03—0.1
Collector	0.005—0.05

2.4 行波管應用於脈波型雷達(pulse radar)之電氣規格簡述

暖機時間(Warm-Up Time)：	240 ~300 Sec
頻率(Frequency)：	2 ~ 4 GHz
輸出脈衝功率(Peak Output Power)：	150 KW
最大工作週期(Maximum Duty)：	6 %
輸出最大平均功率(Max. Average Output Power)：	9 KW
溫度範圍(Temperature Range)：	-40°C ~ 85°C

燈絲電壓(Heater Voltage) :	8.5 ~ 11.5 V
燈絲電流(Heater Current) :	8 ~ 12 A
陰極電壓(Cathode Voltage) :	-40 K ~ -42 KV
陰極電流(Cathode Current) :	10 ~ 16 A
集極電壓(Collector Voltage) :	-4K ~ -8 KV
相對於陰極之柵極電壓(Grid Voltage Relative to Cathode) :	$\pm 600V$

*若行波管效率以 25%計算，則高壓電源供應器需提供陰極電壓 -40KV，集極電壓 -6KV，最大峰值功率 600KW，平均功率 36KW。

2.5 本章結論

行波管放大器具有功率大、增益高、頻帶寬、雜訊小與構造簡單等優點，常見於高頻大功率發射機上。本論文所探討之行波管結構為耦合腔型，其輸出峰值功率為 150KW，用於脈波型搜索追蹤雷達上。因行波管工作時需要高電壓、高功率、高穩定性的電源供應器來驅動，否則相位調變時將衍生相位偏移及產生較多諧波(Harmonics)問題，造成主功率輸出減少而影響雷達性能。所以為了符合該行波管放大器之高穩定度之高壓電源要求，將於後續章節介紹行波管放大器之高壓電源電路，以及討論在行波管輻射時，高脈波負載電流所造成的陰極電壓及集極電壓偏動，及其對應的穩壓控制策略及電路設計。

第三章 行波管高壓電源系統及工作原理

3.1 高壓電源電路系統方塊圖描述

圖 3-1 所示為行波管高壓電源電路系統方塊圖，其主要是由三大部分組成，分別是功率級電路、高壓電路、控制電路。其中功率級電路包括 EMI 濾波、整流、降壓轉換電路和全橋轉換電路。高壓電路包括高壓變壓器、整流濾波、高壓取樣電路及一陰極、一集極電壓輸出。控制電路包括陰極電壓回授控制及集極/陰極電壓回授控制，圖 3-2(a),(b)為完整的高壓電源供應器電路。

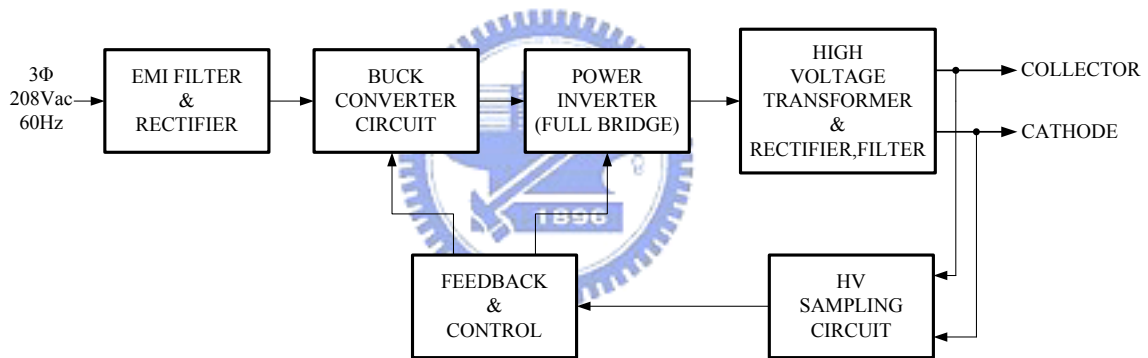


圖 3-1 高壓電源電路系統方塊圖

3.2 高壓電源電路工作原理

三相交流電壓(208Vac)經整流及 LC 濾波，在有載情況下，產生一約 280 伏直流電源，該直流電壓源經由降壓轉換器電路之晶體開關及大電感，以 PWM 方式將電壓源轉換成電流源(即降壓電流饋入電路)，饋入到單相全橋轉換器開關 S1~S4，轉換成正負之方波交流電源(峰值電壓 200 伏特)，送入至高壓變壓器一次側，由高壓變壓器耦合至高壓側，如圖 3-2(a)

所示之降壓電流饋入型全橋轉換器電路，其中降壓轉換器部分由 S_A 、 S_B 、 D_f 及 L 所構成，做為全橋轉換器與直流電壓源之間的緩衝器(Buffer)，有容易控制穩壓之特性，且大電感 L 所儲存之能量可視為一個大電流源，對負載短路具有短路保護之功能； D_f 為由 12 顆快速整流二極體 (40HFLR60S02，600V/40A) 並聯組成，其逆向恢復時間小於 200ns，可減低開關切換時，波形邊緣的振盪現象； R_1 、 C_1 、 D_1 ， R_2 、 C_2 、 D_2 ， R_3 、 C_3 、 D_3 ， R_4 、 C_4 、 D_4 分別為全橋轉換器晶體開關 S_1 ~ S_4 之 RCD 緩振電路，做為高壓變壓器 T2 一次側兩端因變壓器漏感或負載絕緣不良，所引起之高電壓突波，給予有效降低，以避免全橋轉換器晶體開關被打穿或嚴重破壞電路中其他元件； D_5 、 D_6 、 D_7 、 D_8 、 D_9 、 D_{12} 、 C_5 、 C_{12} 、 R_5 組成箝位電路，做為全橋轉換器開關切換時，於降壓轉換器之大電感 L 輸出端，所產生之突波高壓，箝位到接近輸入電壓源(V_i)，以保護晶體開關不致因過高電壓而燒毀； D_A 、 D_B 、 C_A 、 C_B 、 X_1 、 C_{13} 則做為降壓開關關閉 (Turn-OFF) 之再生式緩振電路，以降低開關切換時之電壓突波，保護晶體開關 S_A 、 S_B 不致因過高電壓而燒毀，同時具有能量回充之功用； L_f 、 C_{11} 之功用則做為直流電壓源之濾波及穩壓。

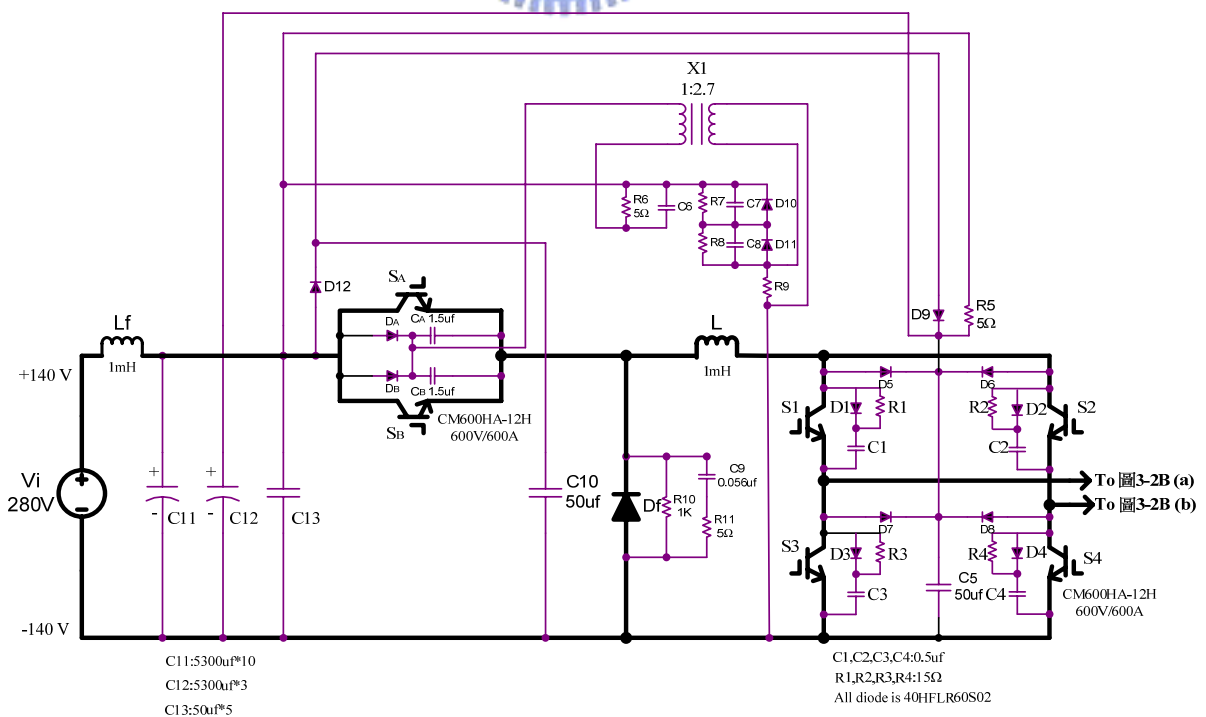


圖 3-2(a) 降壓電流饋入型全橋轉換器電路圖

3.3 降壓電流饋入型全橋轉換器工作模式分析[10]

電路依降壓開關 S_A, S_B 、全橋開關 $S_1 \sim S_4$ 及飛輪二極體 D_f 之導通/截止狀態，概分為五個工作模式，表 3-1 列出各模式下的開關狀態，而圖 3-3 至圖 3-6 為各模式之電路等效圖。分析時做了以下假設[11]，使分析簡單但大致保持其正確性。

1. 所有開關元件均為理想元件，僅考慮全橋開關 IGBT 的接面電容 C_p 。
2. 降壓開關與全橋開關工作於同步模式。
3. 降壓轉換器操作於連續電流導通模式，輸出功率為 P ，效率為 η 。
4. 高壓變壓器 T2 的漏感為 L_r ，且 $L_r \ll L$ ，忽略層間電容， n 為圈數比。
5. 定義各模式工作期間 $M1(T_{01})=T_0 \sim T_1$ ， $M2(T_{12})=T_1 \sim T_2$ ， $M3(T_{23})=T_2 \sim T_3$ ， $M4(T_{34})=T_3 \sim T_4$ ， $M5(T_{45})=T_4 \sim T_5$ ， $T=T_0 \sim T_5$ 。
6. 全橋開關 $S_1 \sim S_4$ 全部導通的時間 T_{01} 及模式 2 開關切換暫態 T_{12} 遠小於降壓轉換器的切換週期 T 。
7. V_i 為輸入電壓， $V_o/n = [(E_c - E_b)/n]$ 為換算至集極-陰極電壓換算至一次側之電壓，降壓轉換器穩態工作週期比可由(3-1)及(3-2)式求得。

表 3-1 降壓電流饋入型全橋轉換器各工作模式之開關狀態

工作模式	工作期間	降壓開關		全橋開關		飛輪二極體
		S_A	S_B	S_1, S_4	S_2, S_3	D_f
M1	$T_0 \sim T_1$	ON	OFF	ON	ON	OFF
M2	$T_1 \sim T_2$	ON	OFF	ON	OFF	OFF
M3	$T_2 \sim T_3$	ON	OFF	ON	OFF	OFF
M4	$T_3 \sim T_4$	ON	OFF	ON	OFF	OFF
M5	$T_4 \sim T_5$	OFF	OFF	ON	OFF	ON
M6	$T_5 \sim T_6$	OFF	ON	ON	ON	OFF

*M6 模式同 M1 模式，為下一個週期開始

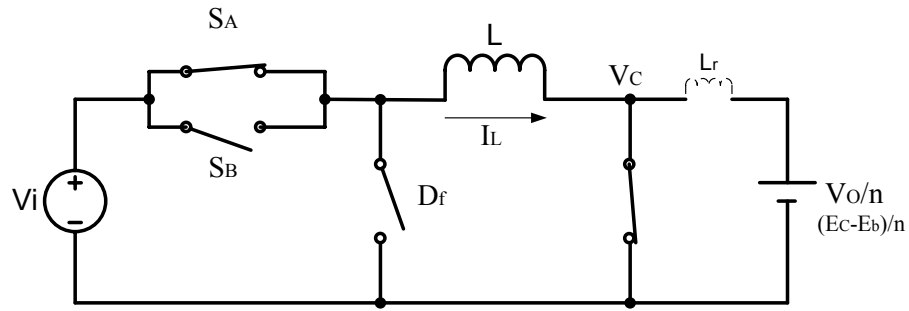


圖 3-3 降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 1 等效圖

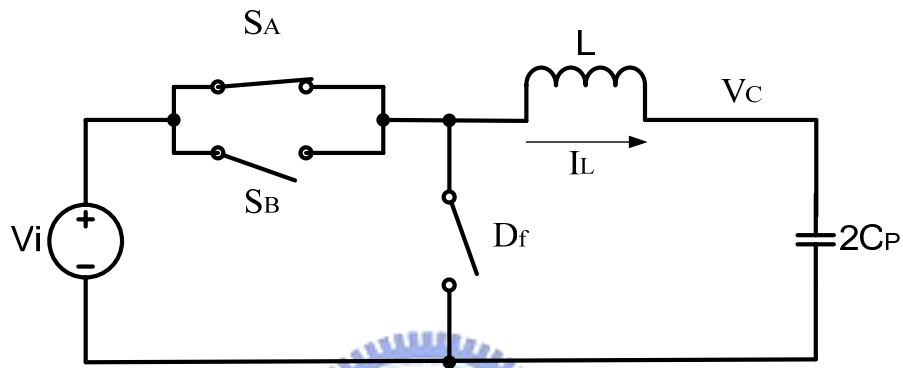


圖 3-4 降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 2 等效圖

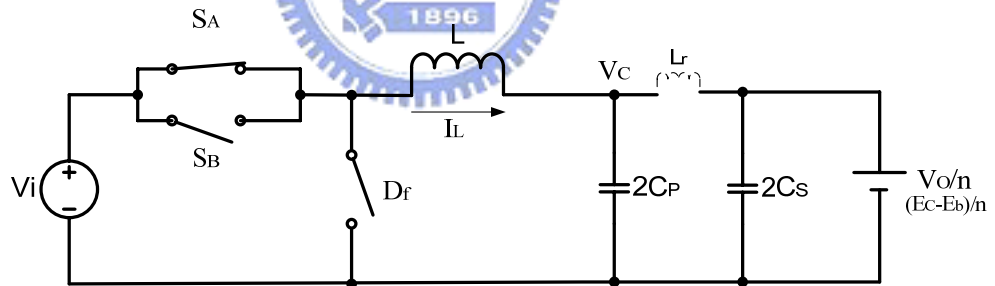


圖 3-5 降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 3、4 等效圖

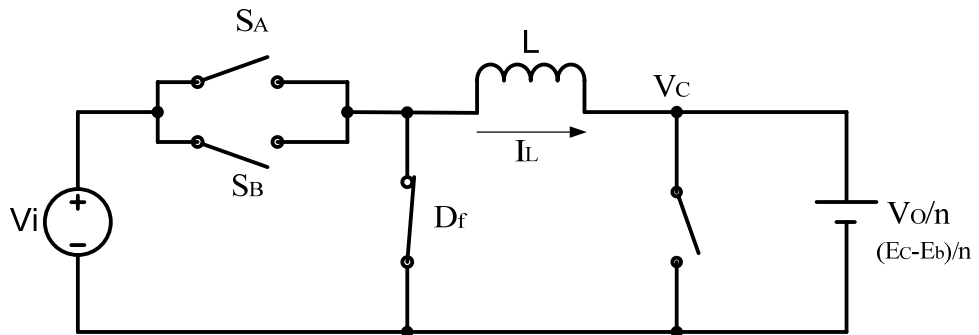


圖 3-6 降壓電流饋入型全橋轉換器與高壓電路之模式 5 等效圖

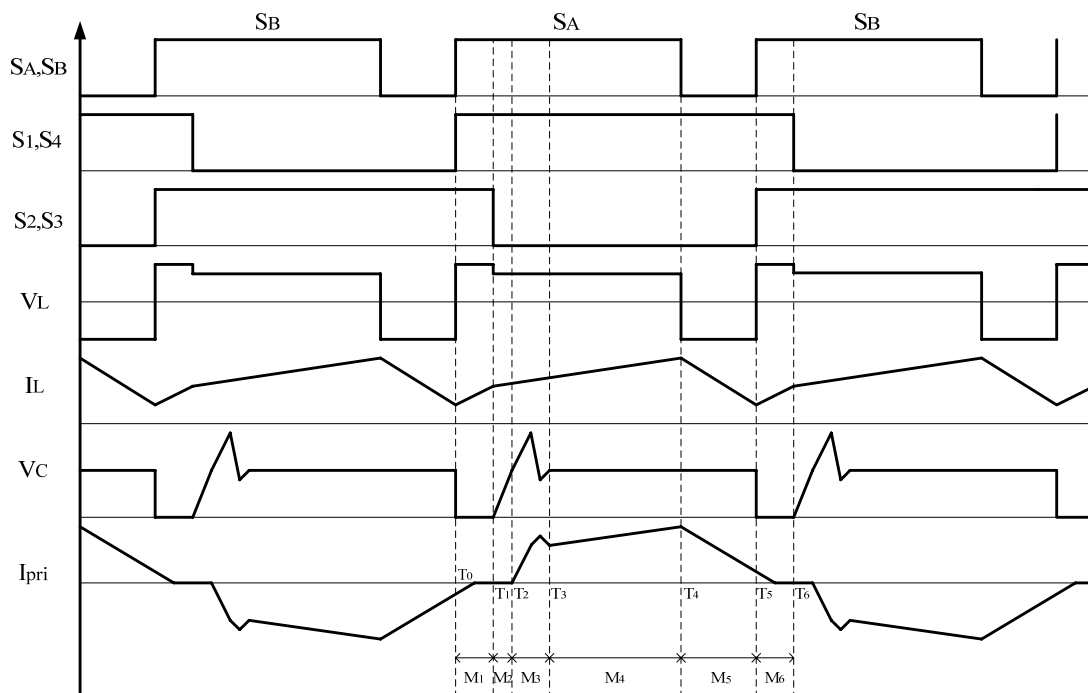


圖 3-7 降壓電流饋入型全橋轉換器相關的電壓電流波形

1. 降壓開關 S_A 、 S_B 驅動信號
2. 全橋開關 S_1 、 S_4 驅動信號
3. 全橋開關 S_2 、 S_3 驅動信號
4. 電感器(L)之電感電壓(V_L)
5. 電感器(L)之電感電流(I_L)
6. V_C 電壓波形
7. 變壓器 T2 一次側電流(I_{pri})波形

$$V_C = V_i \cdot D = \frac{V_o}{n} \quad (3-1)$$

$$D \approx \frac{V_o}{n \cdot V_i} \approx \frac{T_{23} + T_{34}}{T} \quad (3-2)$$

圖 3-7 為電路中相關的電壓電流波形，各模式工作情形說明分別如下：

模式 1：該期間電感電流線性增加，其上升斜率如(3-3)式所示，電感儲存能量。高壓變壓器一次側因全橋開關 $S_1 \sim S_4$ 全部導通而形成短路，儲

存於變壓器漏感 L_r 的能量此時傳送至負載端，若能完全傳送，則可降低在模式 3 時之電壓突波，以降低加在全橋開關 $S_1 \sim S_4$ 上之應力，若要完全傳送，則需要足夠的開關導通重疊時間(overlap time) T_{01} ，推導過程如(3-3)至(3-12)式。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (3-3)$$

$$V_C = \frac{V_o}{n} = L_r \cdot \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (3-4)$$

$$dt = \frac{di_{Lr}}{(V_o/n)} \cdot L_r = \left(\frac{L_r \cdot n}{V_o} \right) \cdot di_{Lr} = \left(\frac{L_r}{D \cdot V_i} \right) \cdot di_{Lr} = \left(\frac{L_r}{D \cdot V_i} \right) \cdot \Delta i_{Lr} \quad (3-5)$$

假設電感(L)電流交流部分為 ΔI_L ， $\Delta I_L' = (1/2) \cdot \Delta I_L$

$$L \cdot \Delta I_L = L \cdot 2 \cdot \Delta I_L' = V_i \cdot D \cdot T = V_C \cdot (1-D) \cdot T \quad (3-6)$$

$$\Delta I_L' = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} = \frac{V_C \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} \quad (3-7)$$

$$\Delta i_{Lr} = I_L - \Delta I_L' = I_L - \frac{V_C \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} \quad (3-8)$$

I_L 為 M1($T_0 \sim T_1$)電感電流，做為 M2($T_1 \sim T_2$)的電流源

$$P = (\eta \cdot P_i) = (\eta \cdot V_C \cdot I_L) = \eta \cdot \frac{V_o}{n} \cdot I_L \quad (3-9)$$

$$I_L = \frac{P}{\eta \cdot V_i \cdot D} \quad (3-10)$$

將(3-8)與(3-10)式代入(3-5)式，得到(3-11)式

$$\begin{aligned} dt &= \frac{L_r}{D \cdot V_i} \cdot \left(I_L - \frac{V_C \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} \right) = \frac{L_r}{D \cdot V_i} \left(\frac{P}{\eta \cdot V_i \cdot D} - \frac{V_C \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} \right) \\ &= \frac{P \cdot L_r}{\eta \cdot V_g^2 \cdot D^2} - \frac{L_r \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} \end{aligned} \quad (3-11)$$

$$\therefore T_{01} \geq \frac{P \cdot L_r}{\eta \cdot V_g^2 \cdot D^2} - \frac{L_r \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} \quad (3-12)$$

模式 2：模式 1 進入模式 2 時， S_2 、 S_3 由導通轉為關閉狀態，此時電感電流對 S_2 、 S_3 的接面輸出電容充電，其電容電流如(3-14)式所示。當 V_c 等於 $D \cdot V_i$ 時進入模式 3。該階段時間 T_{12} 推導過程如(3-13)至(3-16)式。

$$T = \frac{V_c}{I} \cdot C = \frac{(V_o/n) \cdot C}{I} = \frac{D \cdot V_i \cdot C}{I} \quad (3-13)$$

$$I = I_L - \Delta I'_L + \frac{T_{01} \cdot V_i}{L} = \frac{P}{\eta \cdot V_i \cdot D} - \frac{V_c \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} + \frac{T_{01} \cdot V_i}{L} \quad (3-14)$$

$$T = \frac{D \cdot V_i \cdot C}{\frac{P}{\eta \cdot V_i \cdot D} - \frac{V_c \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} + \frac{T_{01} \cdot V_i}{L}} = \frac{2C_p}{\frac{P}{\eta \cdot V_g^2 \cdot D^2} - \frac{(1-D) \cdot T}{2 \cdot L} + \frac{T_{01}}{L \cdot D}} \quad (3-15)$$

$$\therefore T_{12} = \frac{2C_p}{\left(\frac{P}{\eta \cdot V_g^2 \cdot D^2} - \frac{(1-D) \cdot T}{2 \cdot L} + \frac{T_{01}}{L \cdot D} \right)} \quad (3-16)$$

模式 3：在此期間， V_c 及 I_{pri} 將呈現弦波振盪，這是由於高壓變壓器的漏感及分布電容所引起的諧振現象，振盪峰值隨負載變化而改變，為降低振盪峰值必須加入緩振電路，其阻尼大小與所能容許振盪峰值及緩振電路損失有關，因吸收振盪峰值的能量均由 RCD 緩振電路中的電阻 R 轉為熱能消耗掉，消耗能量愈高，則電路整體效率降低。 V_c 振盪峰值如(3-17)式所示，其中 C_s 為緩振電路的電容

$$V_{C,peak} = \left(\frac{P}{\eta \cdot V_i \cdot D} - \frac{V_c \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} + \frac{V_i \cdot T_{01}}{L} \right) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{2 \cdot (C_p + C_s)}} + D \cdot V_i \quad (3-17)$$

模式 4：電感電流線性增加，其上升斜率如(3-18)式所示，此時電感儲存能量，且電源能量直接傳送至負載，此階段是提供負載能量的主要來源。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{n} \right)}{L} \quad (3-18)$$

模式 5：為電路飛輪作用時間，電感 L 於模式 4 所儲存的能量，在此期間透過飛輪二極體將能量傳送至負載端，電感電流線性降低，其下降斜率如(3-19)式所示。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{n \cdot L} \quad (3-19)$$

模式 6：與模式 1 相同，為另一個工作週期開始，差別是降壓開關 S_A 關閉，改由 S_B 導通，而在全橋開關也將由 S_1 、 S_4 轉換為 S_2 、 S_3 導通，藉由全橋開關的交換導通，使得在高壓變壓器一次側可獲得正負之高頻交流電壓。

3.4 高壓電源穩壓控制架構

為符合雷達系統要求的微波品質及保護行波管的原則下，行波管高壓電源須有下列穩壓控制目標。

1. 高壓啟動時，電壓不能上下擺盪過大，須以平緩的方式到達設定值，以避免觸發高壓過高保護而停止升高壓動作，但仍須在 5 秒內完成。依此訂定控制系統的時間響應規格；最大超越量(Maximum overshoot, Mo)須小於 1 個百分比，上升時間(rise time, tr)須小於 3 秒，安定時間(settling time, ts)須小於 5 秒。
2. 於行波管脈波輻射時，陰極電壓壓降須小於 500V，集極電壓偏動須小於 $\pm 1K$
3. V。
4. 行波管操作在隨機脈波幅射時，其高壓電源必須能穩定控制，且符合行波管高壓電源規格。

高壓電源穩壓控制包含二部分，陰極電壓控制迴路及集極/陰極電壓控制迴路，如圖 3-8 所示；陰極電壓控制迴路主要是利用四極管輸出阻抗可變的特性來穩定行波管陰極電壓，由於四極管有快速響應的優點，因此對

於陰極電壓穩定具有良好的效果。集極/陰極電壓控制迴路則是以控制降壓開關的責任週期 D 來穩定集極電壓，以下分別說明陰極電壓、集極/陰極電壓穩定控制之工作原理。

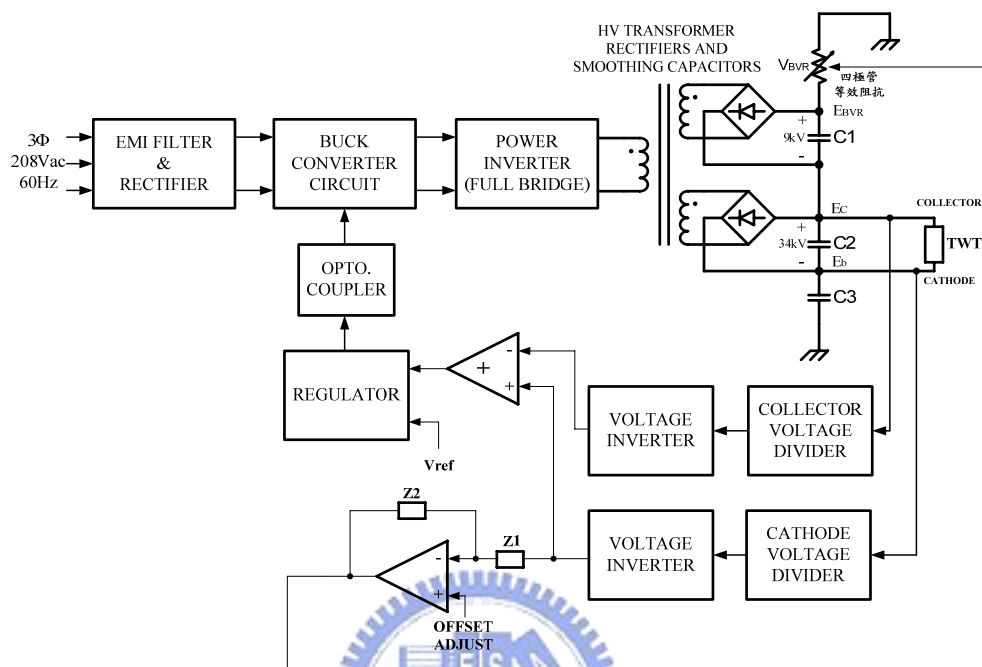


圖 3-8 高壓電源供應器控制架構圖

3.5 陰極電壓穩壓控制[1]

陰極電壓為提供行波管電子束的加速電場，電壓是否穩定與微波幅射品質有直接的關係，理論上可提高陰極電壓穩壓電容(C3)之電容量，使電容電壓如同一穩壓直流電壓源，不過在實際應用中，電容量須受到限制，這是由於要保護行波管在輻射工作中若發生異常狀況(如行波管內發生電弧打火)，須在短時間內將高壓電容儲存的能量迅速洩放掉，以免行波管遭到破壞。

所以在電容選用受限下，而又要有穩定的陰極電壓以及有良好的電壓調整率，通常使用後級調整器(Post Regulator)的方法，此方法乃是利用線性穩壓元件快速響應的特性，來達到陰極電壓準位快速調整的目的。線性穩壓元件依其應用場合有三極管(Triode)、四極管(Tetrode)、高電壓規格的

場效電晶體(MOSFET)、雙載子電晶體(BJT)、隔離閘雙載子電晶體(IGBT)等元件。本研究則使用四極管做為線性穩壓元件，最佳可調整範圍為2K~4KV，將其串接於高壓電源輸出正端，如圖 3-9、3-10 所示，穩壓控制流程如下；由高壓取樣電路將行波管陰極電壓取樣訊號送回回授控制部分，經由誤差放大器將誤差信號放大(取樣電壓與設定電壓差值)，再送至驅動電路以調整四極管陰極電壓，進而改變四極管的陰極電流，如此便可改變四極管輸出阻抗而改變四極管上之電壓，完成行波管陰極電壓準位的調整。舉例說明，當行波管脈波輻射時，行波管陰極電壓 E_b 下降(負較少)，取樣電壓回授後經四極管驅動電路使得四極管陰極電壓上升，四極管陰極電流上升，四極管輸出阻抗變小，四極管上電壓(E_{BVR})下降，然後將行波管陰極電壓調整回設定值。

綜合以上說明，行波管陰極電壓穩壓控制即在藉由四極管輸出阻抗隨其陰極電流改變的特性來達到穩壓的目的。圖 3-11~3-13 為模擬行波管陰極電壓與四極管輸出阻抗之關係，圖中方框內之電阻即為四極管之等效阻抗，在圖 3-11 中，四極管等效阻抗設為 $2M\Omega$ ，可得行波管陰極電壓-42.6KV；在圖 3-12 中，四極管等效阻抗設為 $7.5M\Omega$ ，可得行波管陰極電壓-40KV；在圖 3-13 中，四極管等效阻抗設為 $11M\Omega$ ，可得行波管陰極電壓-38.9KV。由模擬結果將行波管陰極電壓與四極管等效阻抗之關係繪成如圖 3-14，可以發現四極管等效阻抗之操作點落在 $7.5M\Omega$ ，而從實際的操作觀察，利用四極管做為行波管陰極電壓的穩壓控制的確有不錯的效果，不過當行波管操作在長脈波以及高責任週期的脈波(重載)，其穩壓效果則顯得不足，這是由於集極與陰極之間的儲能電容 C2 瞬間被行波管負載汲取太多能量，致使 C2 電容電壓陡降過大，超出四極管可穩壓的工作範圍而無法控制陰極電壓穩定。因此如何減少 C2 電容電壓的壓降，以避免陰極電壓變動過大而降低微波品質，為一重要控制課題，下一節將詳細說明控制的目的與方法。

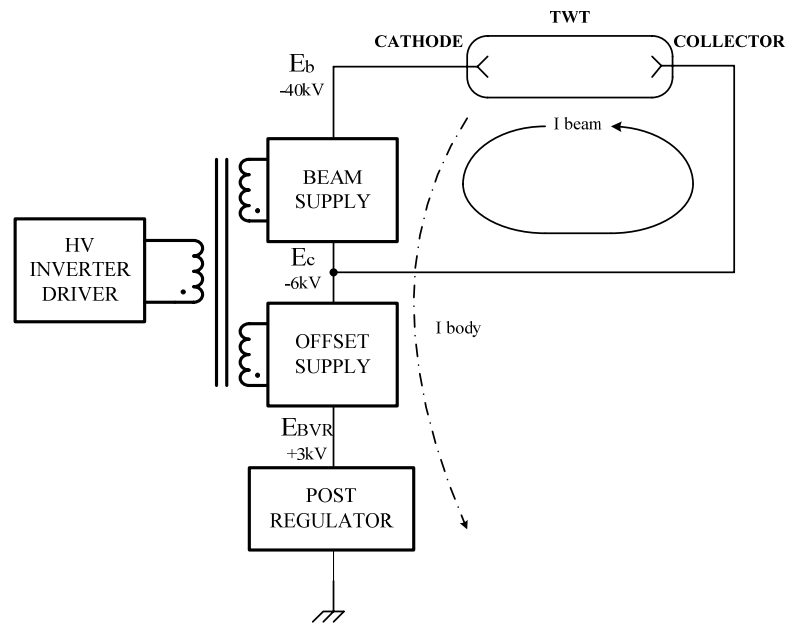


圖 3-9 後級調整器(Post Regulator)電路架構圖

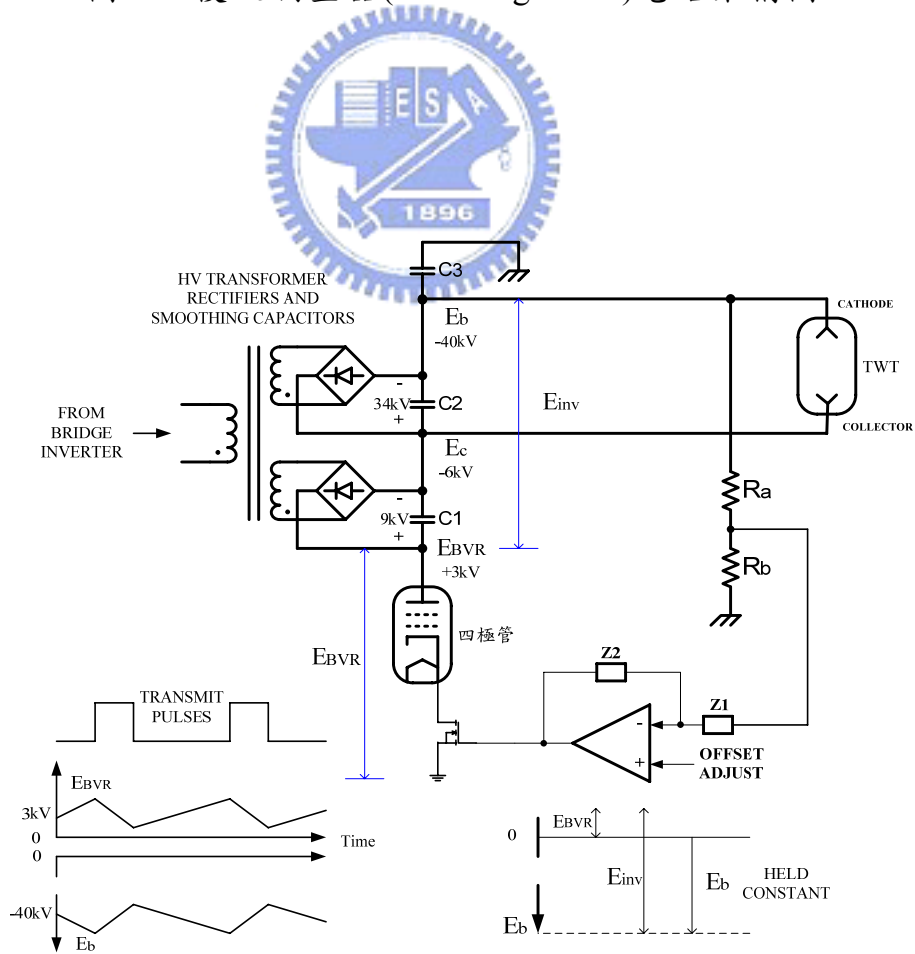


圖 3-10 行波管陰極電壓回授控制電路圖

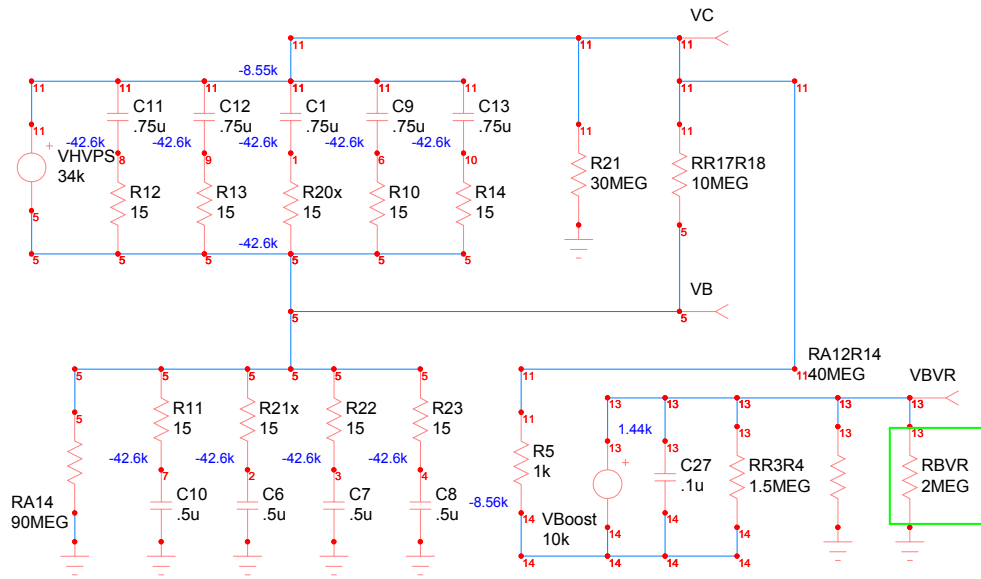


圖 3-11 四極管等效阻抗設為 $2M\Omega$

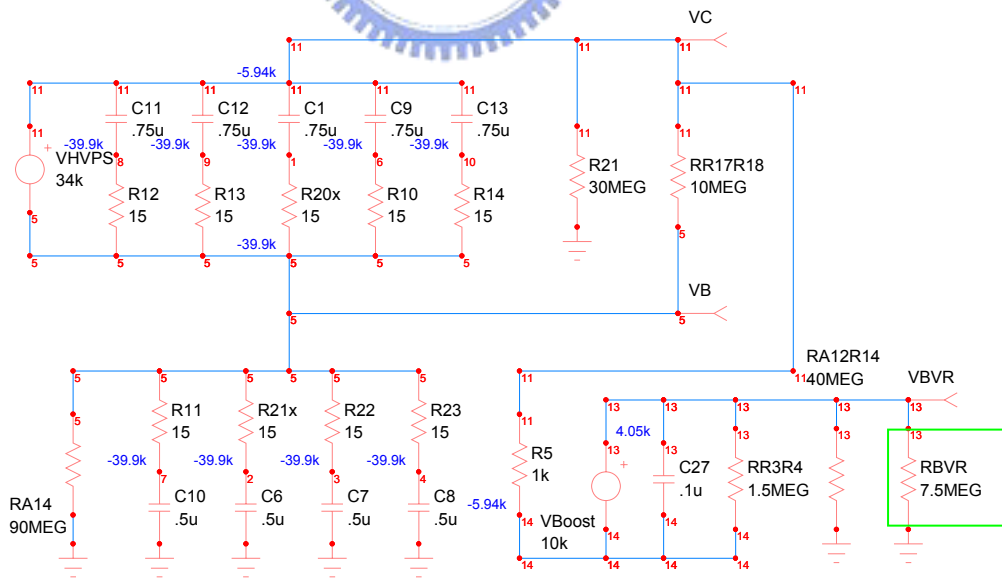


圖 3-12 四極管等效阻抗設為 $7.5M\Omega$

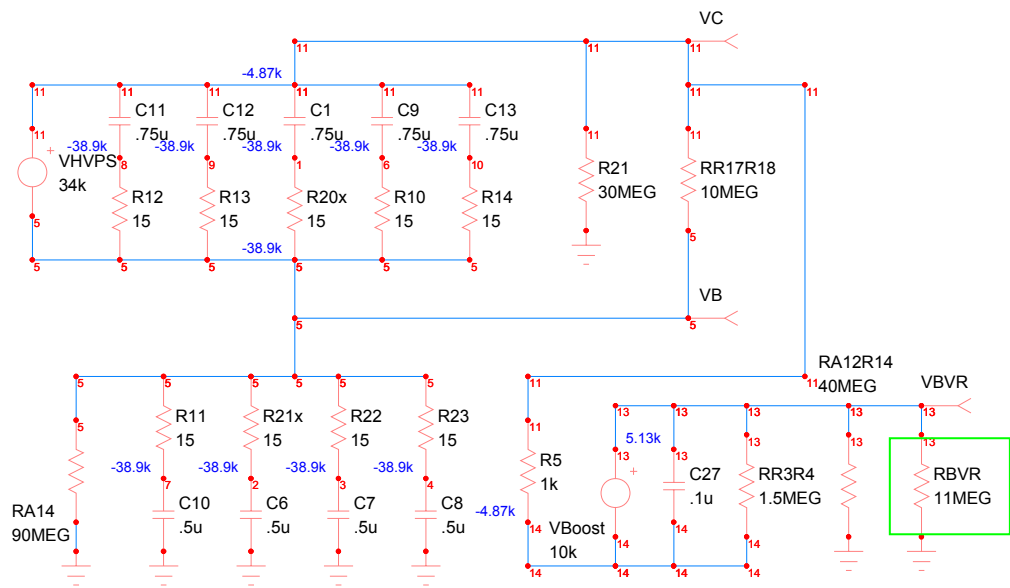


圖 3-13 四極管等效阻抗設為 11MΩ

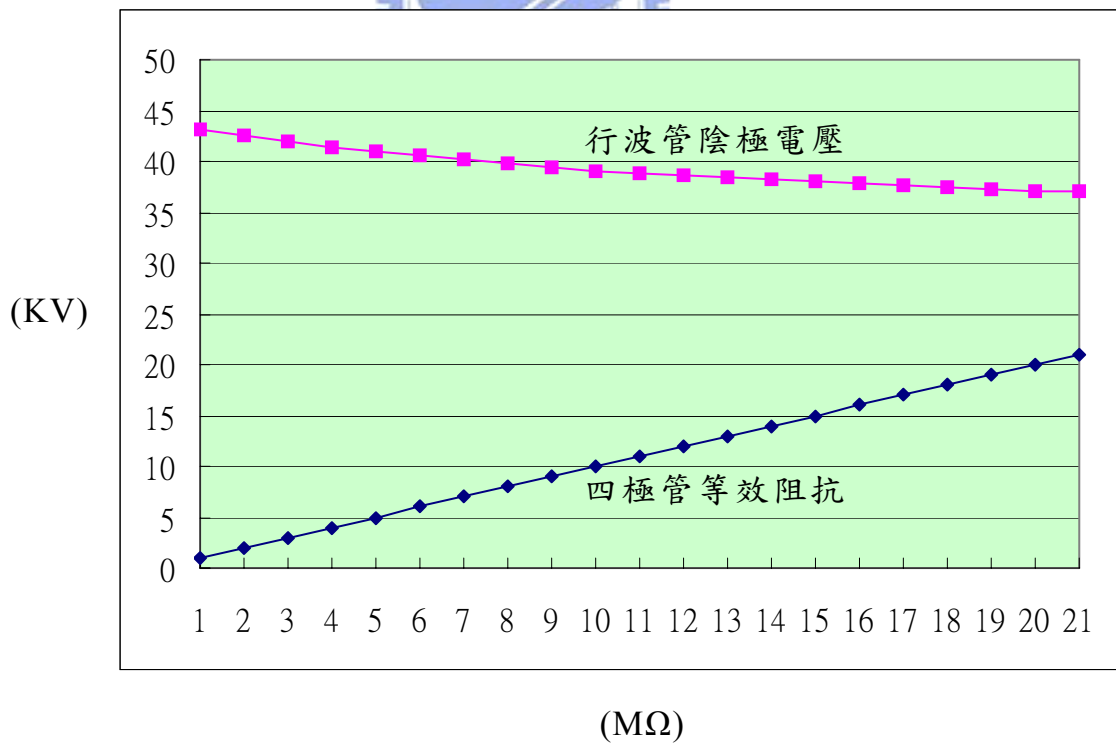


圖 3-14 陰極電壓與四極管阻抗關係

3.6 集極/陰極電壓穩壓控制

集/陰極電源為提供行波管微波放大的能量來源，雖然該行波管允許集極電壓可以有些許偏移量($\pm 1\text{kV}$)，但是若偏移過大，仍會使微波輻射品質下降，且有可能超出四極管的調制範圍，而使陰極電壓跟著變動，甚至超出行波管輻射工作時之陰極電壓保護設定準位，而停止高壓。以下說明集/陰極電壓控制方法及其工作原理，最後建立電路小信號模型，以頻率響應與時域響應來分析控制器的性能。

圖 3-15 為集/陰極電壓控制電路，回授信號由高壓分壓器分別取樣行波管集極電壓與陰極電壓，經降壓合成運算處理後，得到集極電壓與陰極電壓的電壓差值訊號 $V_{o'}$ ，送入誤差放大器將誤差信號作比例/積分(PI)控制補償，再經一低通濾波器後送入 PWM 控制 IC(UC1524A)，以得到降壓開關所需之 PWM 控制信號，來進行集極電壓之穩壓控制，此控制架構為典型的電壓模式(Voltage Mode)之 PWM 控制，其中全橋開關切換頻率為 10KHz ，降壓開關為 20KHz (兩組 10KHz 交錯組成)。

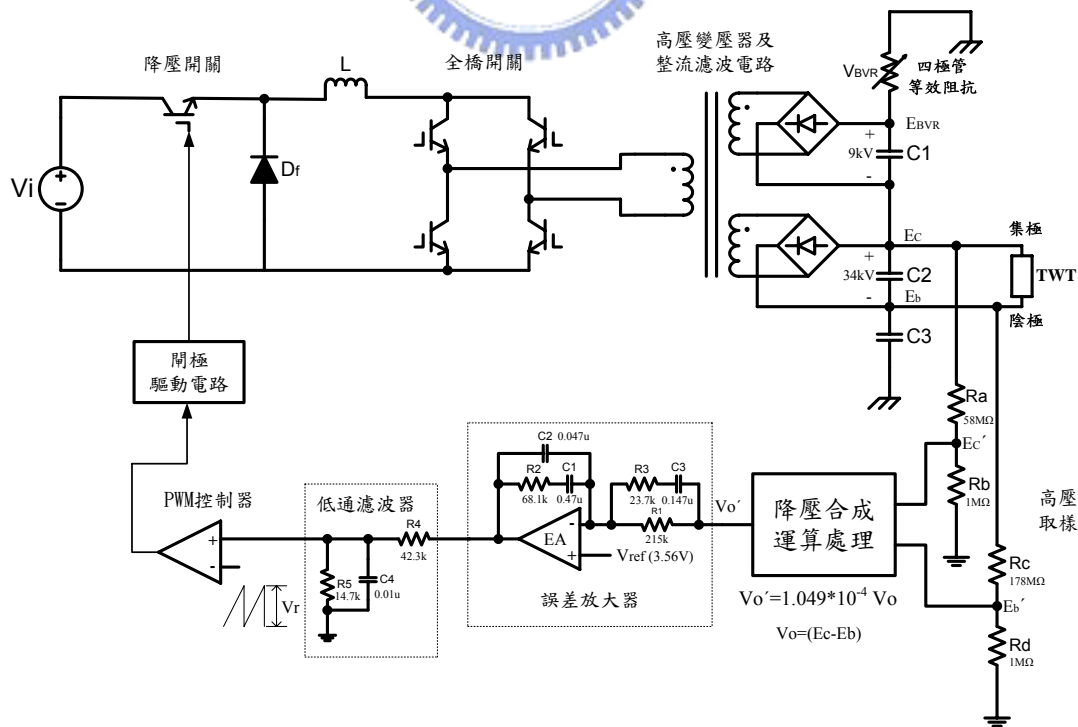


圖 3-15 集極/陰極電壓控制電路圖

接下來進行電路穩定度分析及性能評估，將圖 3-15 等效成為圖 3-16(a) 迴授控制系統方塊圖，圖 3-16(b) 為其線性化迴授控制系統方塊圖，其中受控體為功率轉換器及輸出濾波器，控制器即誤差放大器與 PWM 控制器，降壓迴授即高壓取樣電路，以下分別求出圖 3-16 各方塊之轉移函數。

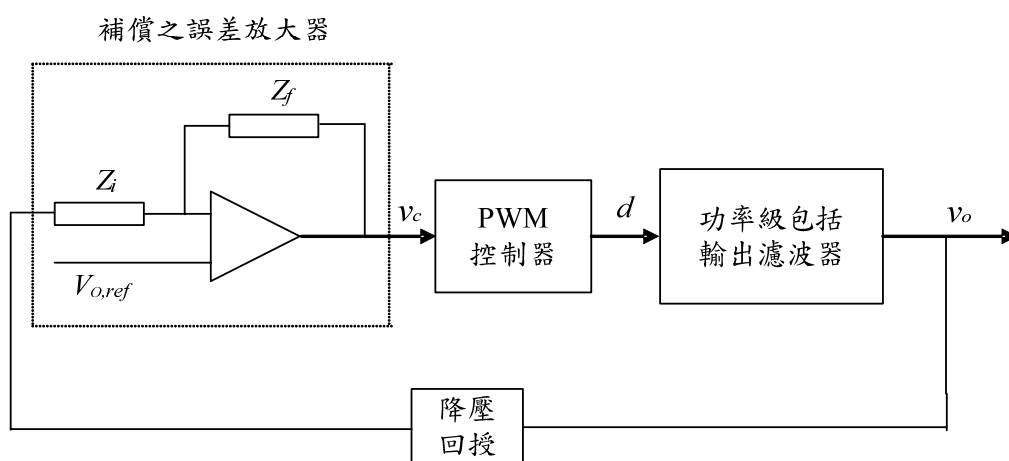


圖 3-16(a) 迴授控制系統方塊圖

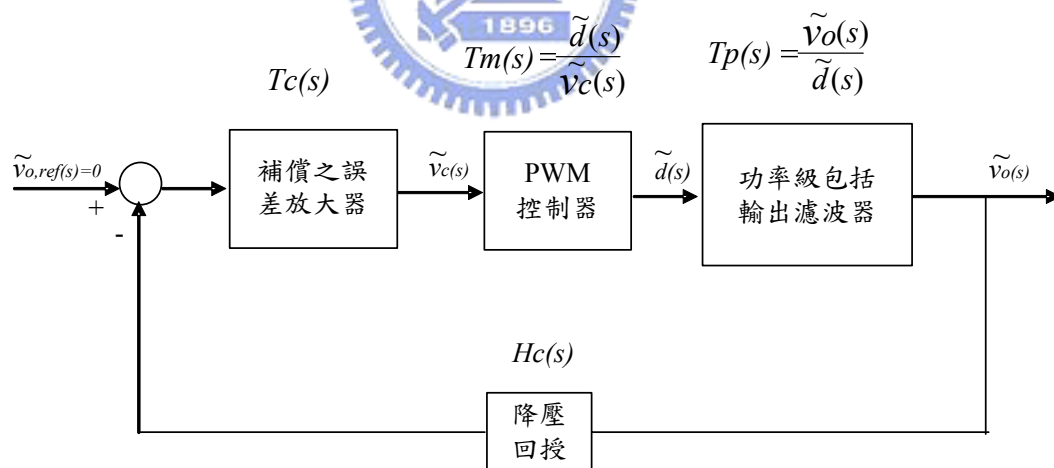


圖 3-16(b) 線性化迴授控制系統方塊圖

受控體(功率級含輸出濾波器電路)轉移函數 $T_P(s)$ ：

使用狀態平均法(state-space averaging technique)[12]來求得轉移函數，狀態平均法乃是根據降壓開關的導通及關閉二種開關狀態，如圖 3-17(a),(b) 所示，對其穩態操作點作線性化，以求得線性之小信號模型。由於全橋開

關及高壓變壓器並未負擔脈波寬調變的功能，故可視為一增益固定的直流變壓器，增益即為變壓器 T2 圈數比($n1 : n2 = 1 : 170$)，電感 L_2 是由高壓變壓器一次側電感 L 換算至二次側之等效電感，約 28.9H，如(3-20)式，二次側電壓 V_d 為輸入電壓乘上變壓器圈數比，如(3-21)式，電容 C 為高壓電容 $C2$ ，電容量 3.75uF，電阻 R 為行波管未輻射時之等效阻抗，約 1.445M Ω ，推導過程如(3-22)至(3-33)式。

$$L_2 = \left(\frac{n2}{n1}\right)^2 \cdot L \quad (3-20)$$

$$V_d = \left(\frac{n2}{n1}\right) \cdot V_i \quad (3-21)$$

$$r_{L2} = \left(\frac{n2}{n1}\right)^2 \cdot r_L \quad (3-22)$$

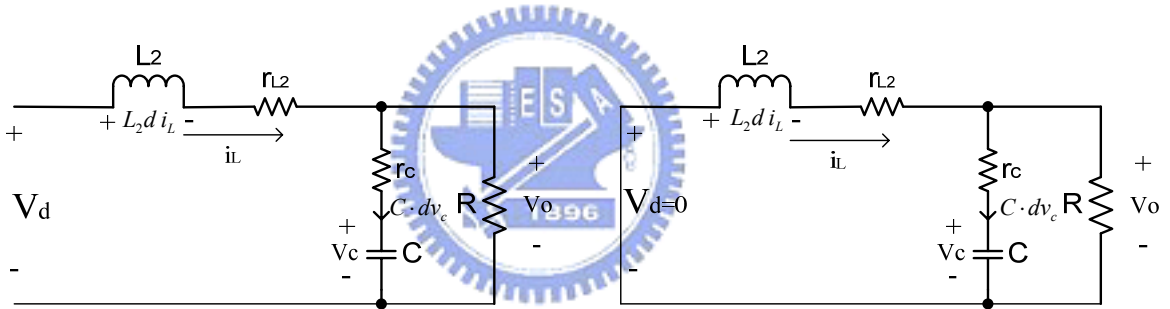


圖 3-17(a) 開關導通狀態

圖 3-17(b) 開關關閉狀態

由圖 3-17(a) 開關導通時之電路狀態可得：

$$-V_d + L_2 \cdot \dot{i}_L + r_{L2} \cdot i_L + R(i_L - C \cdot \dot{v}_C) = 0 \quad (3-23)$$

$$\text{且 } -v_C - C \cdot r_C \cdot \dot{v}_C + R(i_L - C \cdot \dot{v}_C) = 0 \quad (3-24)$$

將以上二式表示成矩陣形式

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot r_C + R \cdot r_{L2} + r_C \cdot L_2}{L_2(R + r_C)} & -\frac{R}{L_2(R + r_C)} \\ \frac{R}{C(R + r_C)} & -\frac{1}{C(R + r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (3-25)$$

$$\text{令 } \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot r_c + R \cdot r_{L2} + r_c \cdot r_{L2}}{L_2(R+r_c)} & -\frac{R}{L_2(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

由圖 3-17(b) 開關關閉時之電路狀態可得：

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \quad (3-28)$$

$$\mathbf{B}_2 = 0 \quad (3-29)$$

以上二電路狀態之輸出電壓均為

$$v_o = R \left(i_L - C \cdot \dot{v}_c \right) = \frac{R \cdot r_c}{R+r_c} i_L + \frac{R}{R+r_c} v_c = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot r_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

$$\text{令 } \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot r_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

利用狀態平均法，最後求得

$$T_p(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = C[sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d] + (C_1 - C_2)X \quad (3-32)$$

將 \mathbf{A}_1 、 \mathbf{A}_2 、 \mathbf{B}_1 、 \mathbf{B}_2 、 \mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 代入(3-32)式可得

$$T_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \cong V_d \frac{1 + sr_c C}{L_2 C \{s^2 + s[1/RC + (r_c + r_L)/L_2] + 1/L_2 C\}} \quad (3-33)$$

PWM 控制器轉移函數 $T_m(s)$ ：

PWM 乃由控制電壓 $v_c(t)$ 與一切換頻率為 f_s 之鋸齒波 $v_r(t)$ 做比較，以調整責任週期 d ，如圖 3-18 所示，推導過程如(3-34)至(3-41)式。

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \quad (3-34)$$

$\tilde{v}_c(t)$ 為一頻率為 ω 之正弦小擾動，且 ω 遠小於 $\omega_s (2 * \pi * f_s)$

$v_c(t)$ 可以表示為：

$$\tilde{v}_c(t) = a * \sin(\omega t - \phi) \quad (3-35)$$

$d(t)$ 可亦表示為：

$$d(t) = \begin{cases} 1 & v_c(t) \geq v_r(t) \\ 0 & v_c(t) < v_r(t) \end{cases} \quad (3-36)$$

$d(t)$ 可以傅立葉級數表示為：

$$d(t) = \frac{v_c}{\hat{V}_r} + \frac{a * \sin(\omega t - \phi)}{\hat{V}_r} + \text{其他高頻成分} \quad (3-37)$$

$d(t)$ 之高頻成分所造成輸出電壓之高頻成分擾動可由輸出之低通濾波器加以消除，所以 $d(t)$ 可以表示為

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (3-38)$$

其中

$$D = \frac{v_c}{\hat{V}_r} \quad (3-39)$$

$$\tilde{d}(t) = \frac{a * \sin(\omega t - \phi)}{\hat{V}_r} \quad (3-40)$$

所以 PWM 控制器之轉移函數為：

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{\hat{V}_r} \quad (3-41)$$

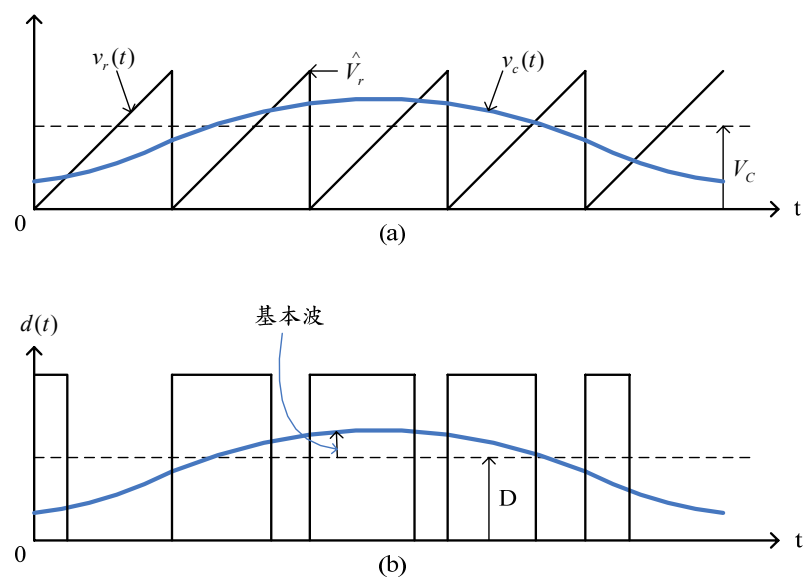


圖 3-18 脈波寬度調變(PWM)

控制器轉移函數 $T_C(s)$ ：控制器電路包含誤差放大器及低通濾波器，如圖 3-19 所示，轉移函數如(3-42)式。

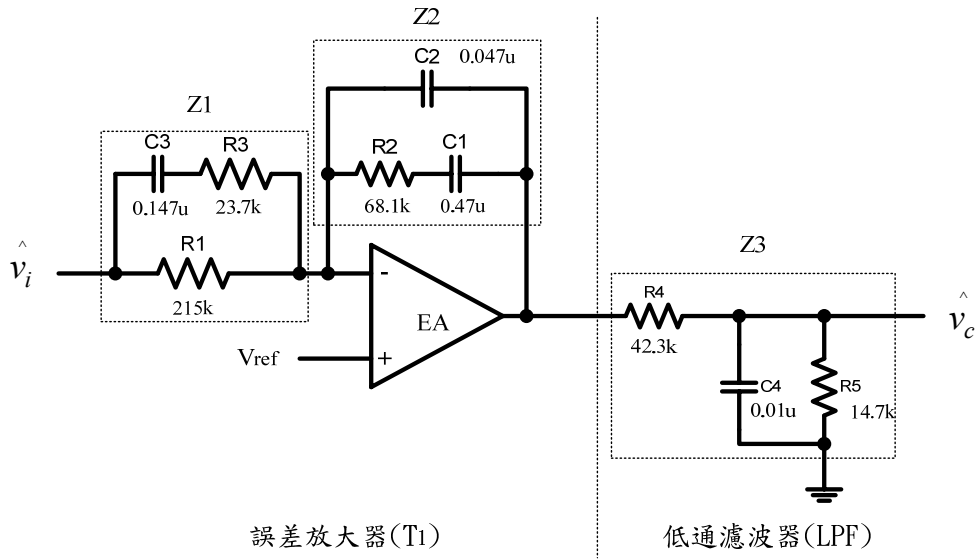


圖 3-19 控制器電路圖

$$\begin{aligned}
 T_C(s) &= \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_i(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \times Z_3 = \frac{\left(\frac{1}{sC_2}\right) // \left(R_2 + \frac{1}{sC_1}\right)}{\left(R_1\right) // \left(R_3 + \frac{1}{sC_3}\right)} \times \frac{1}{s + \frac{C_4 R_4}{R_4 + R_5}} \\
 &= \frac{(1 + sR_2 C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{[sR_1(C_1 + C_2)] \left(1 + s \frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right) (1 + sR_3 C_3)} \times \frac{1}{s + \frac{C_4 R_4}{R_4 + R_5}} \quad (3-42)
 \end{aligned}$$

降壓回授轉移函數 $H_C(s)$ ：

輸出電壓 V_o 為集極電壓與陰極電壓之電壓差 $34KV(E_c - E_b)$ ，回授參考電壓 $V_{ref}(3.5666V)$ ，所以回授比例即為參考電壓除以輸出電壓。

$$H_C(s) = 1.049 \times 10^{-4} \quad (3-43)$$

重新將回授控制系統之轉移函數整理如下，並代入元件數值，求得各方塊之轉移函數。

受控體元件值： $V_d = 47600V$ ， $L = 1mH$ ， $C = 3.75uF$ ， $R = 1.445M\Omega$ ，

$$r_C = 3\Omega, r_L = 0.8\Omega$$

$$T_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \cong V_d \frac{1 + sr_c C}{L_2 C \{s^2 + s[1/RC + (r_c + r_{L2})/L_2] + 1/L_2 C\}}$$

$$= 280 \frac{17.64s + 1568300}{s^2 + 0.2883s + 9225}$$

控制器元件值： $R1=215k\Omega$ ， $R2=68.1k\Omega$ ， $R3=23.7k\Omega$ ， $R4=42.3k\Omega$ ，
 $R5=14.7k\Omega$ ， $C1=0.47\mu F$ ， $C2=0.047\mu F$ ， $C3=0.147\mu F$ ，
 $C4=0.01\mu F$

$$T_c(s) = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{[sR_1(C_1 + C_2)] \left(1 + s \frac{R_2C_1C_2}{C_1 + C_2}\right) (1 + sR_3C_3)} \times \frac{1}{s + \frac{C_4R_4}{R_4 + R_5}}$$

$$= -996.7 \frac{s^2 + 59.74s + 890}{s(s^2 + 630.71s + 98647)} \times \frac{2364}{s + 9167}$$

PWM 控制器： $\hat{V}_r = 2.5$

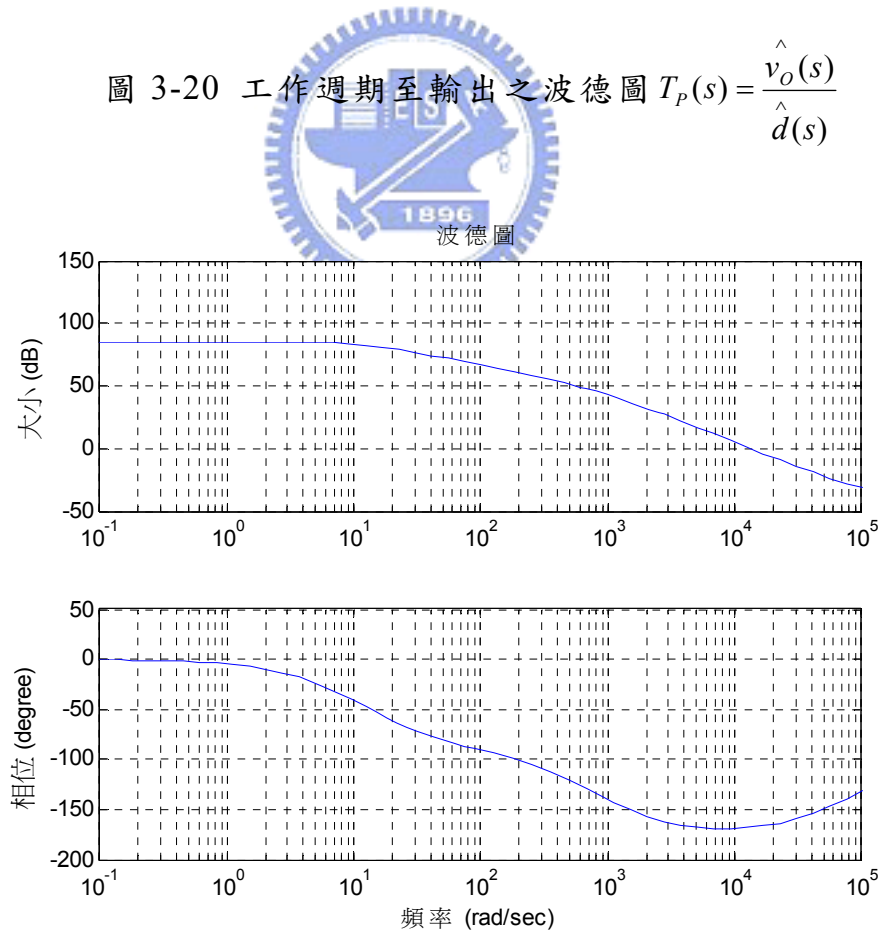
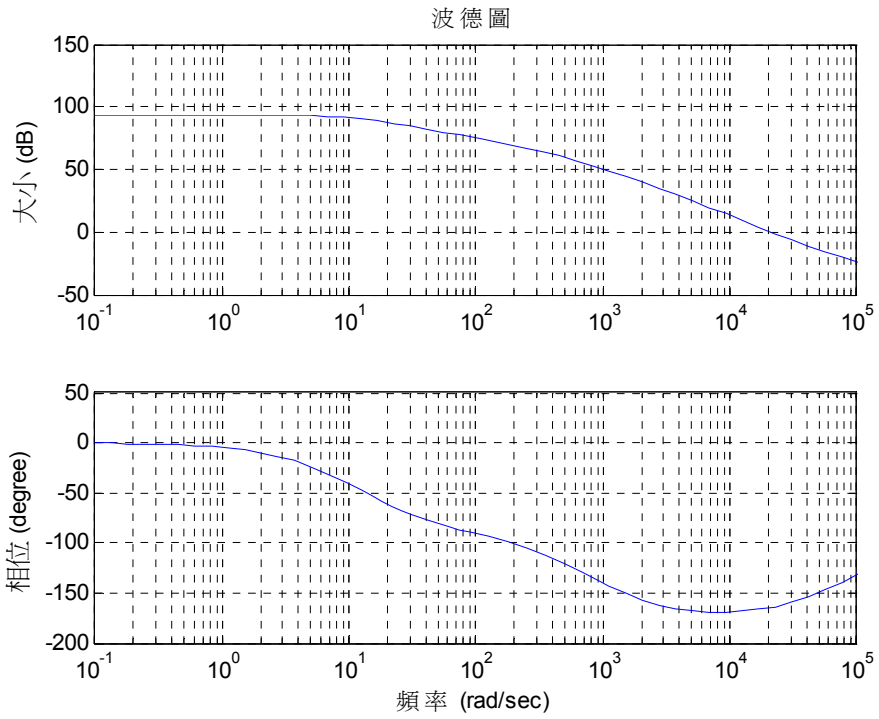
$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{\hat{V}_r} = \frac{1}{2.5} = 0.4$$

降壓回授：

$$H_c(s) = 1.049 \times 10^{-4}$$



為驗證控制器能否符合行波管高壓穩壓規格，本文使用 Matlab 軟體模擬閉迴路控制系統之波德圖及步級響應圖，來驗證控制器之頻率響應及時域響應性能。圖 3-20 為工作週期至輸出之波德圖，圖 3-21 為控制至輸出之波德圖，圖 3-22 低通濾波器之波德圖，圖 3-23 為誤差放大器之波德圖，圖 3-24 為控制器之波德圖，圖 3-25 為系統迴路增益之波德圖，圖上顯示增益邊限為 33.2dB，相位邊限為 85.2 度，圖 3-26 為步級響應之 Matlab/simulink 模型，圖 3-27 為步級輸出響應結果，從圖上看出上升時間約 1 秒，安定時間約 1.5 秒，最大超越量甚小，從以上的模擬結果，初步驗證控制器可以符合高壓啟動的規格要求。至於行波管輻射工作的性能驗證，則在 3.6.1 節中說明討論。



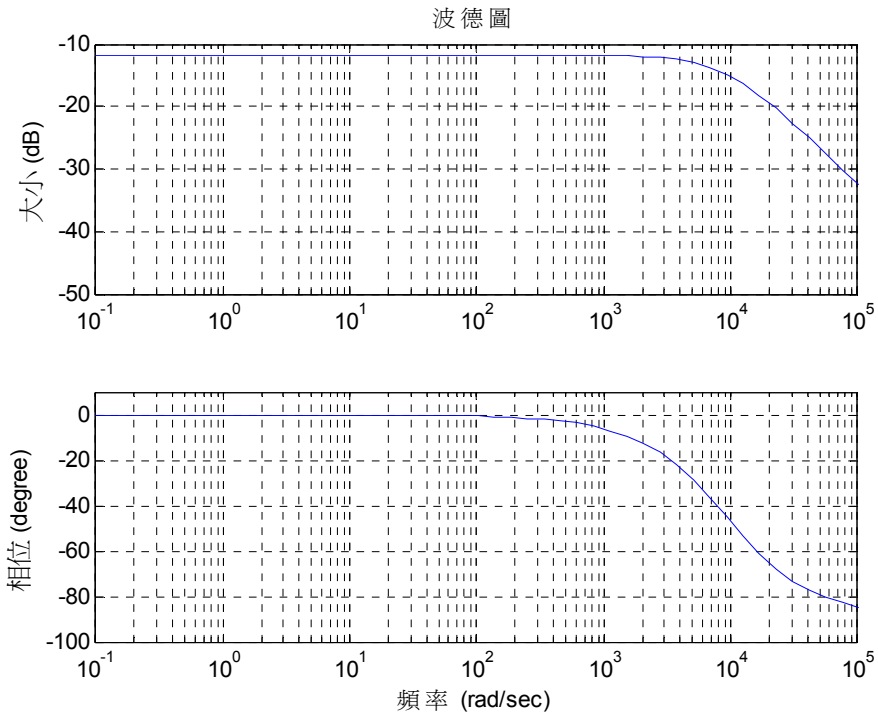


圖 3-22 低通濾波器之波德圖 $LPF(s)$

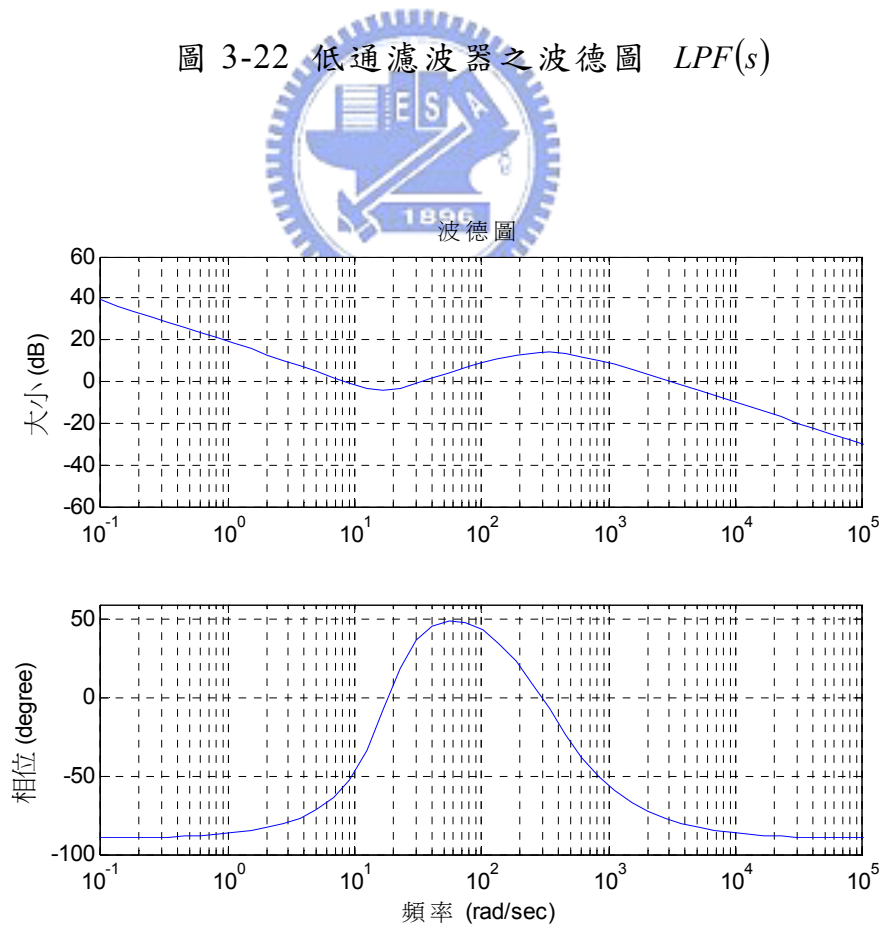


圖 3-23 誤差放大器之波德圖 $T_1(s)$

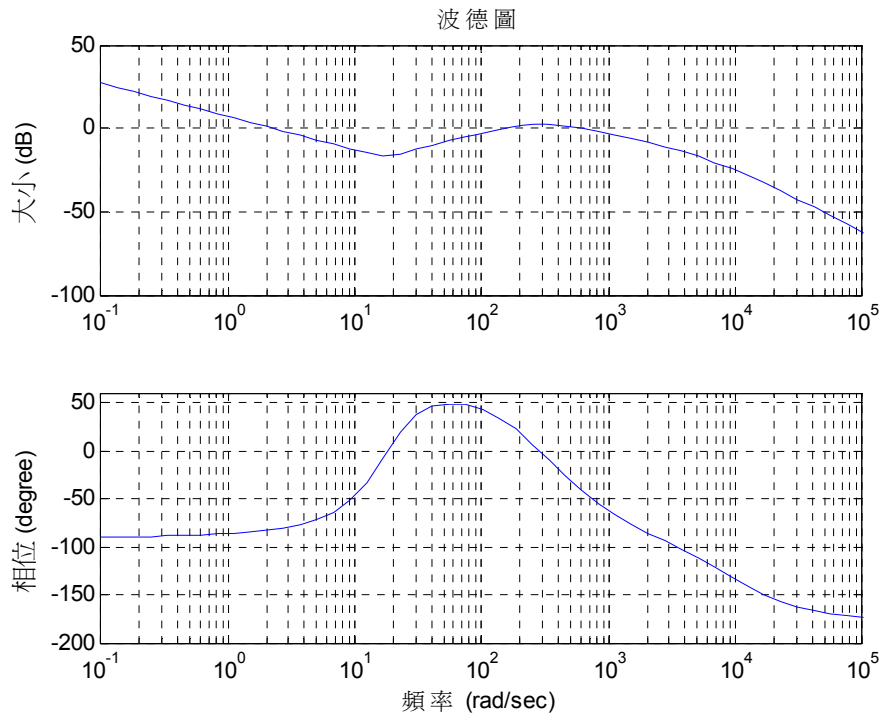


圖 3-24 控制器之波德圖 $T_C(s) = T_1(s) \cdot LPF(s)$

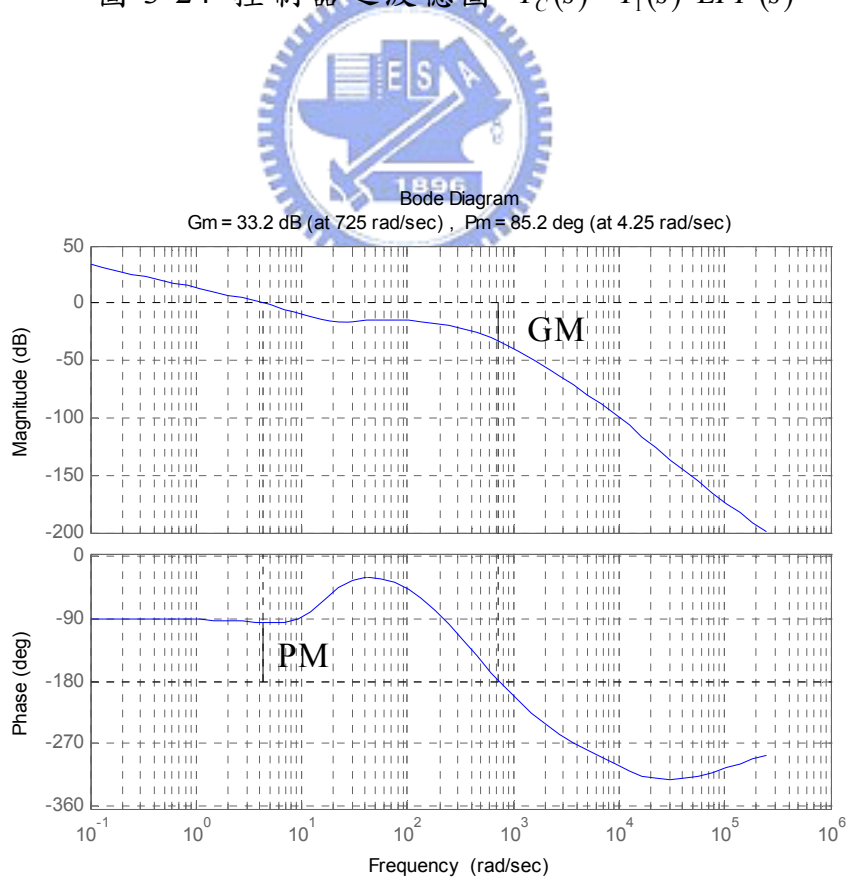


圖 3-25 系統迴路增益之波德圖 $T(s) = T_C(s) \cdot T_m(s) \cdot T_P(s) \cdot H_C$

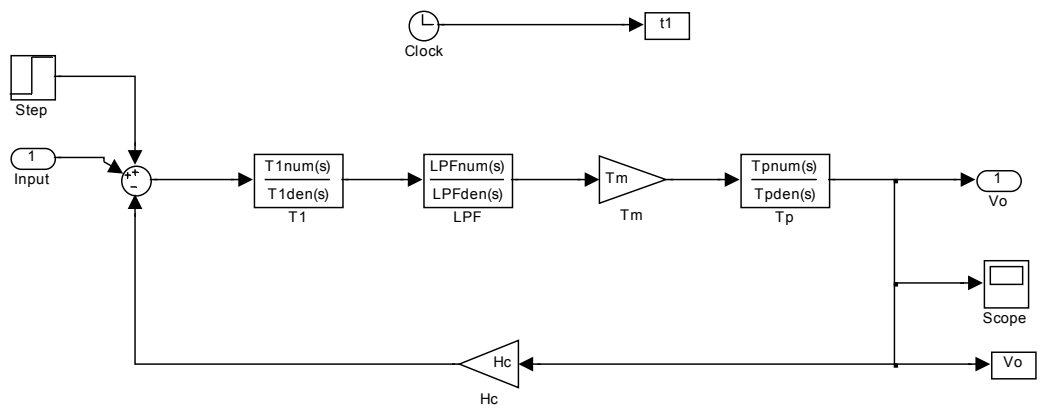


圖 3-26 步級輸出響應 Matlab/Simulink 模型

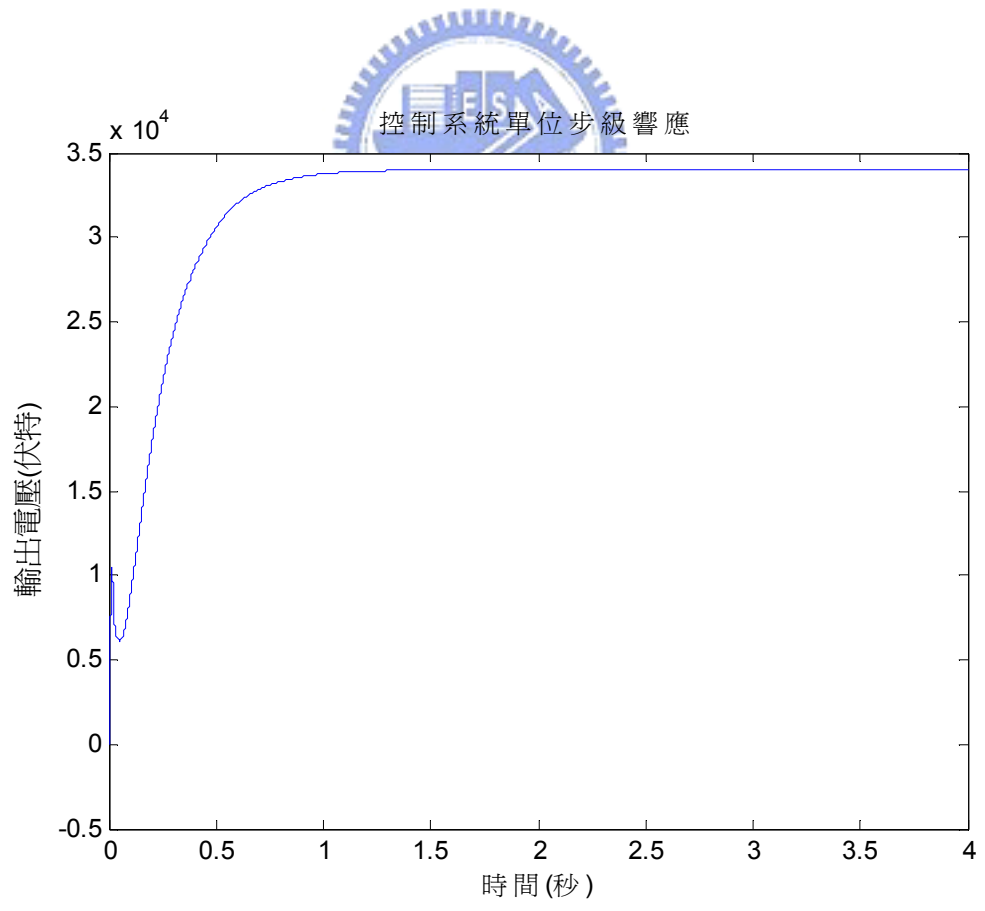


圖 3-27 步級輸出響應結果

3.6.1 行波管脈波輻射對輸出電壓的影響

行波管脈波輻射時，將瞬間對高壓儲能電容 C2 汲取大量電流，而使電容電壓瞬間下降，且隨輻射工作比(脈波寬/來復週期)的提高，電流需求愈大，電壓下降愈多，行波管脈波平均電流為脈波峰值電流乘上輻射脈波工作比，如(3-44)式，電容電壓壓降為行波管脈波平均電流除以電容容值，如(3-45)式。一般而言，提高電容量即可減少電壓壓降，不過實際應用中，電容量必須限制，其理由同陰極穩壓電容 C3 一樣，目的是為行波管發生異常狀況時的保護。

$$I_{avg} = \frac{I_{pulse} \times \Delta t_{pulse}}{T_{pulse}} = I_{pulse} \times D_d \quad (3-44)$$

$$\Delta V = \frac{(I_{pulse} \times \Delta t_{pulse}) / T_{pulse}}{C} = \frac{I_{avg}}{C} \quad (3-45)$$

其中， I_{pulse} 為脈波峰值電流， Δt_{pulse} 為脈波電流持續時間， T_{pulse} 為脈波序列週期， D_d 為輻射工作比， C 為高壓儲能電容 C2。

圖 3-28 為以 Matlab/Simulink 建構的高壓電源控制系統模型，模型中除了受控體方塊(TWT HVPS block)之外，其他各方塊之轉移函數均與先前推導的結果相同，受控體(TWT HVPS)之等效電路[13]如圖 3-29(a)，圖 3-29(b)為 Matlab/Simulink 模型。

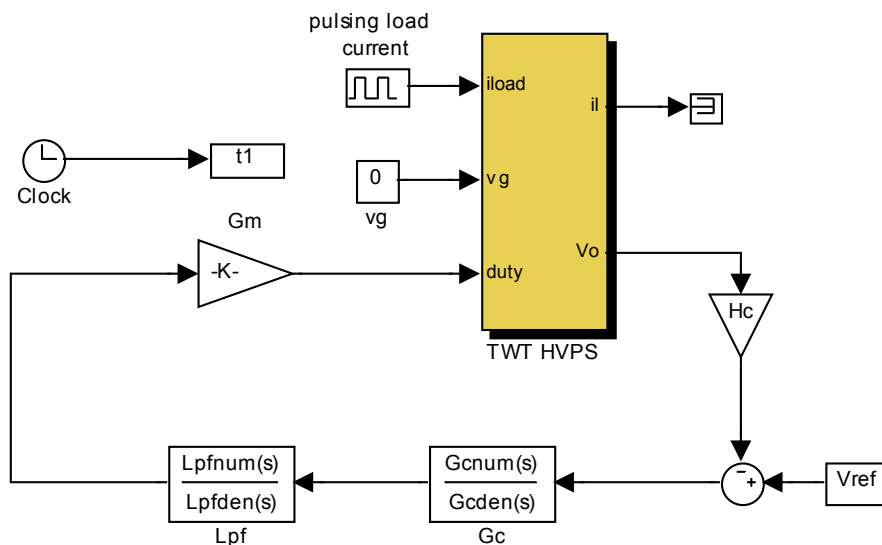


圖 3-28 高壓電源控制系統 Matlab/Simulink 模型

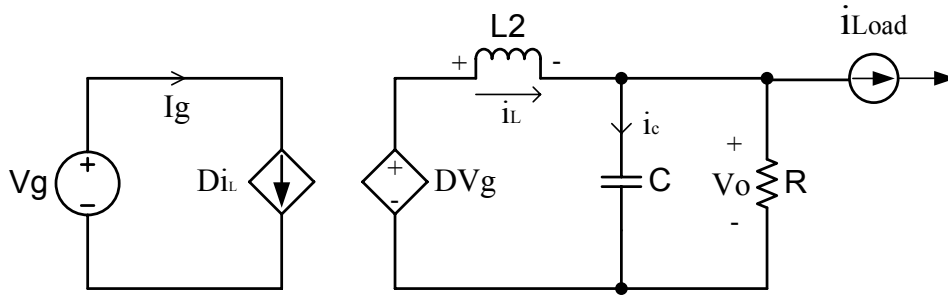


圖 3-29(a) 受控體等效電路

其中， V_g 為輸入電壓 V_i 乘上變壓器圈數比 N ， DV_g 為經 duty 控制後的二次側電壓， L_2 、 C 、 R 同 3.6 節定義的數值， i_{LOAD} 為行波管脈波電流。依克希荷夫電壓電流定律導出 i_L 、 V_o 的關係式，推導過程如下：

$$V_{L2} = L_2 \frac{di_L}{dt} = D \cdot V_g - V_o \quad \rightarrow \quad L_2 \cdot S \cdot i_L = D \cdot V_g - V_o$$

$$\therefore i_L = \frac{1}{S} \times \frac{1}{L_2} \times (D \cdot V_g - V_o) \quad (3-46)$$

$$i_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt} = C \cdot \frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} - i_{LOAD} \quad \rightarrow \quad C \cdot S \cdot V_o = i_L - \frac{V_o}{R} - i_{LOAD}$$

$$\therefore V_o = \frac{1}{S} \times \frac{1}{C} \times \left(i_L - \frac{V_o}{R} - i_{LOAD} \right) \quad (3-47)$$

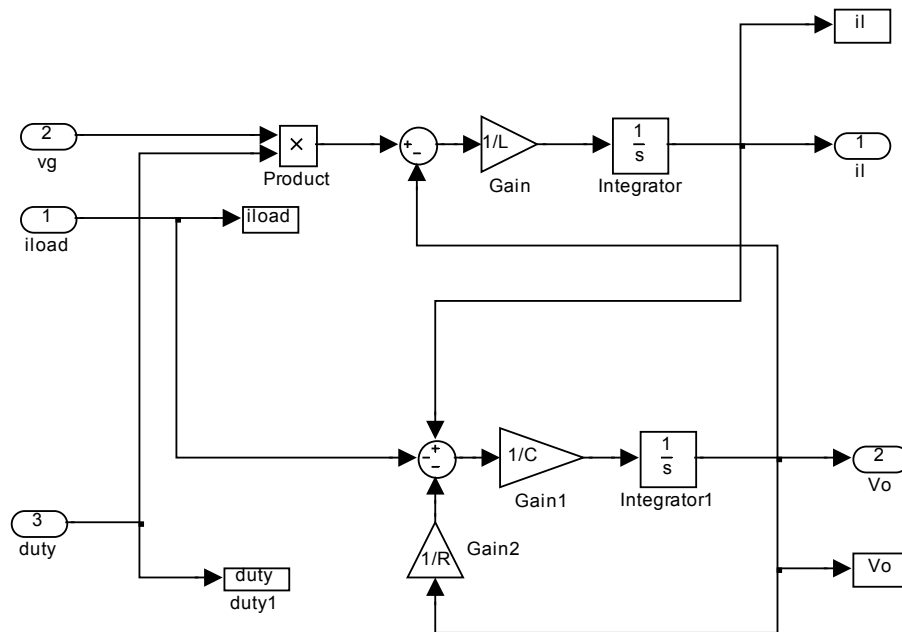


圖 3-29(b) 受控體 Matlab/Simulink 模型

由於雷達輻射脈波波形屬於系統機密，基於保密原則，測試的脈波波形與真實波形略有差異，僅選擇部分代表性波形，並稍作修改，評估對測試結果僅有些許差異，但不致影響測試正確性，表 3-1 為測試的脈波波形。

表 3-1 行波管輻射脈波波形

工作比	脈波寬度	脈波週期	脈波頻率	備註
1%	2 us	200 us	5 KHz	高頻率
2%	30 us	1500 us	667 Hz	
3%	30 us	1000 us	1 KHz	
4%	250 us	6250 us	160 Hz	長脈波
5%	150 us	3000 us	333 Hz	
6%	150 us	2500 us	400 Hz	重載

脈波輻射加載的輸出電壓響應，如圖 3-30 所示，其中 1%(2us/200us)輻射約造成 350V 壓降，而 6%(150us/2500us)輻射則高達 1800V，遠超過集極電壓穩壓規格，且需要經過幾次振盪後，約 0.15 秒才回復至穩態值，另外在脈波輻射結束時，輸出電壓反向升高，振幅達 1500V，如圖 3-31 所示，這種電壓振幅上下擺盪在愈重載時，情況愈嚴重，圖 3-32 則是模擬變動負載下輸出電壓的變化，從圖中可以看到當 3%脈波輻射加入輸出電壓往下掉，在電壓尚未回到穩態時，輻射模式切換為 6%，此時輸出電壓往下掉更多，而且穩態回復時間拉長，漣波更大。從以上的模擬結果，可以發現當行波管工作在重載以及變動負載的模式下，集極/陰極電壓控制器並無法滿足電源穩壓的要求，因為控制器的設計為使系統成為低頻寬的系統，如此在上高壓的暫態過程中不會有過電壓的情形發生，但對於負載瞬間的變化則無法應付。

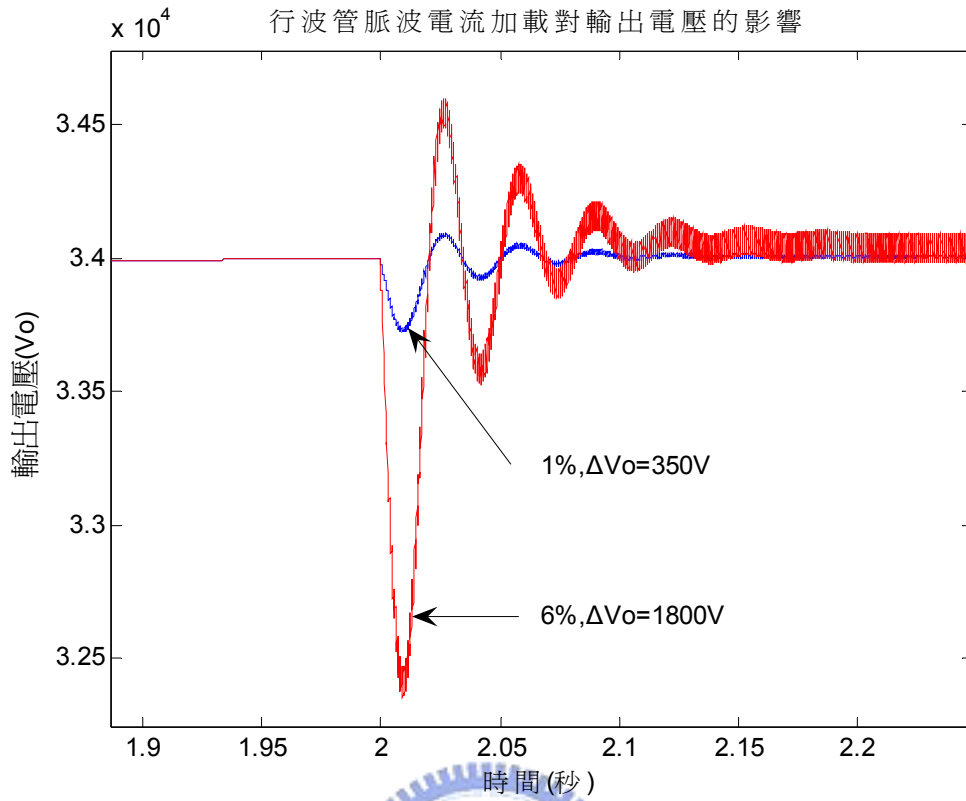


圖 3-30 行波管脈波輻射之輸出電壓響應

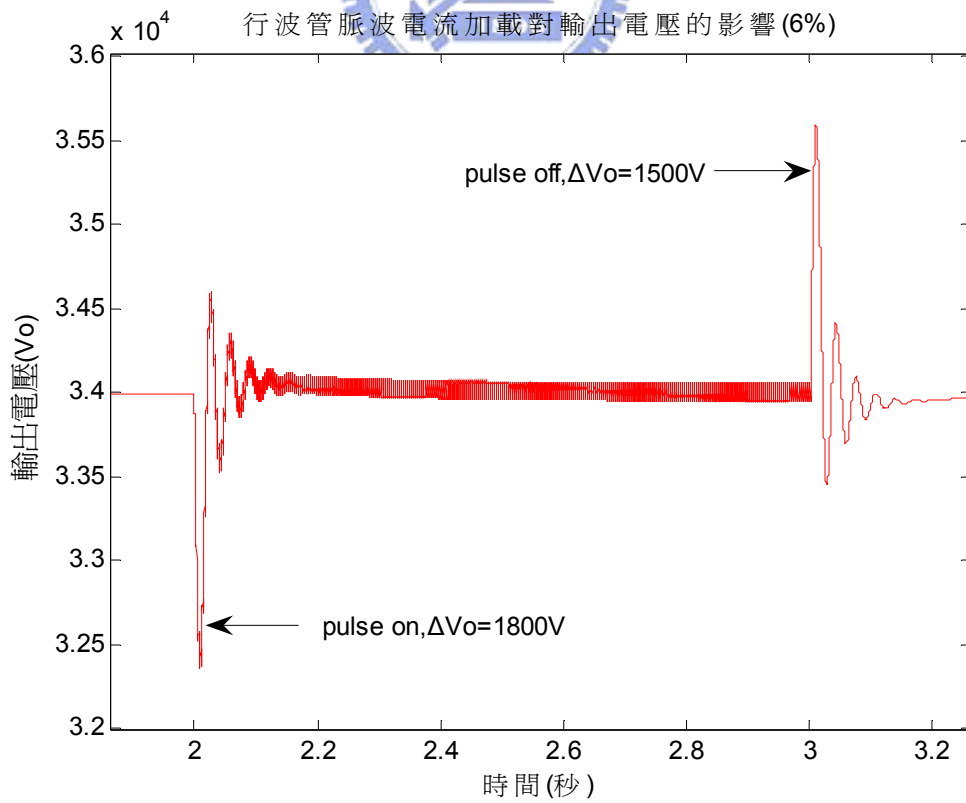


圖 3-31 行波管脈波輻射開始與結束之輸出電壓響應

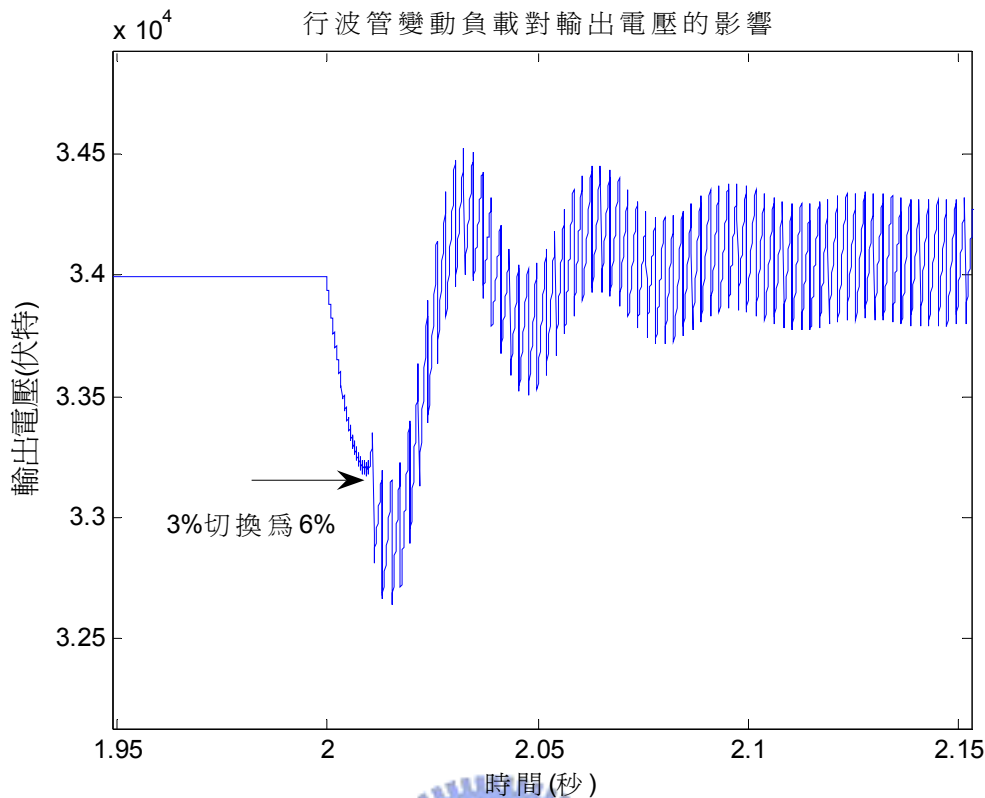


圖 3-32 行波管隨機脈波輻射之輸出電壓響應

3.6.2 增加系統頻寬之模擬測試

針對輻射瞬間電壓陡降問題，試著改變控制器參數，增加系統頻寬 [14]，以測試對暫態響應的改善的程度，圖 3-33 為修改控制器參數，增加頻寬後的頻率響應波德圖，圖 3-34 為增加頻寬後的步級響應圖，圖 3-35 為增加頻寬後之輻射加載測試，圖 3-36 為圖 3-35 的局部放大圖，從以上圖中可以看出增加系統頻寬後非但對輻射加載的電壓陡降問題沒有改善效果，甚至使得在上高壓時之暫態響應過快，而且有過大的超越量，恐有觸發系統設定的高壓過高保護之虞。

從以上的模擬分析，說明高壓電源控制器必須設計使系統成為一個頻寬低的系統，使得系統暫態響應不會太快，而產生過大的超越量，觸發系統保護，至於行波管脈波輻射時的電壓陡降問題，則必須以另一套控制機制來解決，在下一章之前饋補償器將說明這個問題的解決方法。

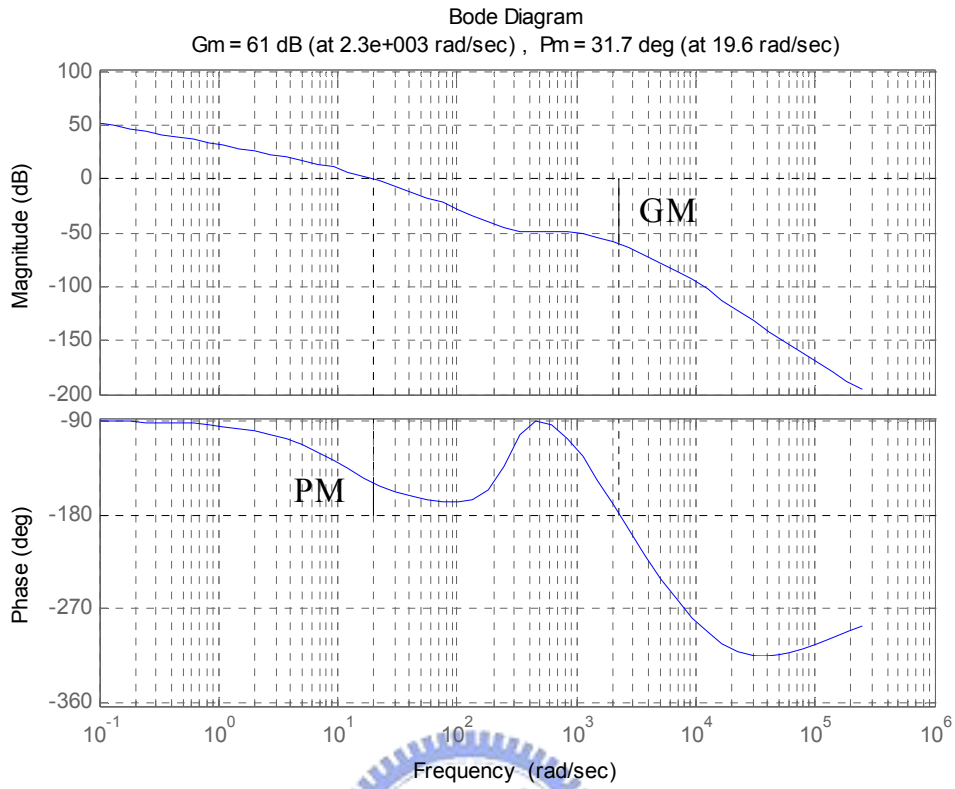


圖 3-33 改變控制器參數後之系統迴路增益波德圖

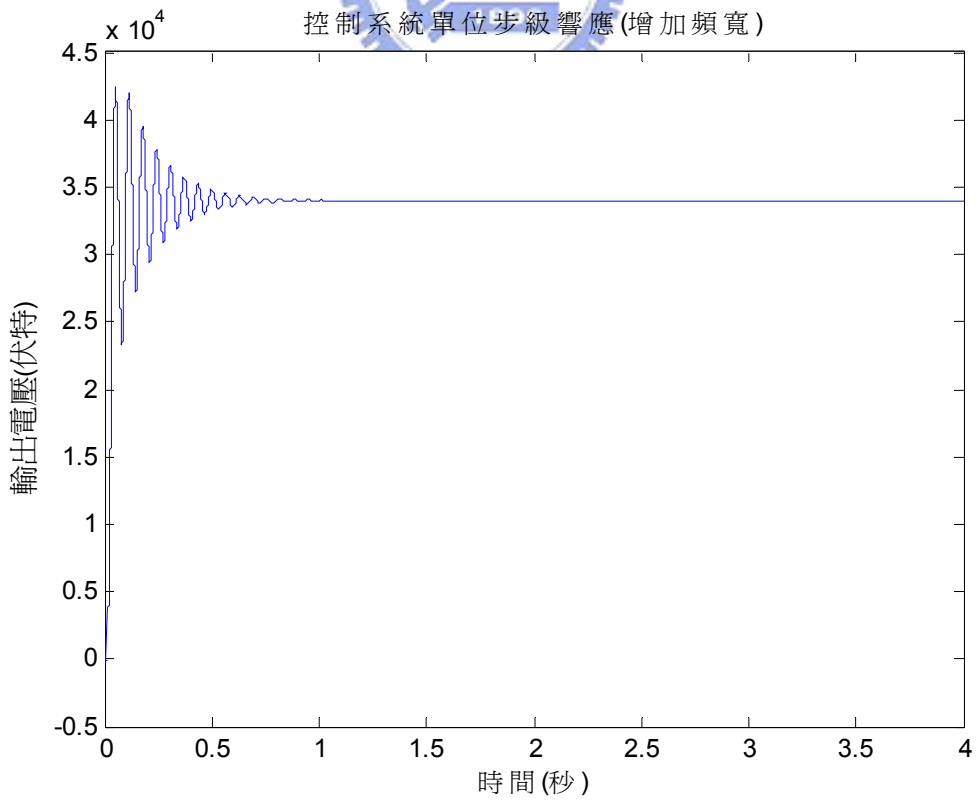


圖 3-34 增加頻寬後之步級輸出響應

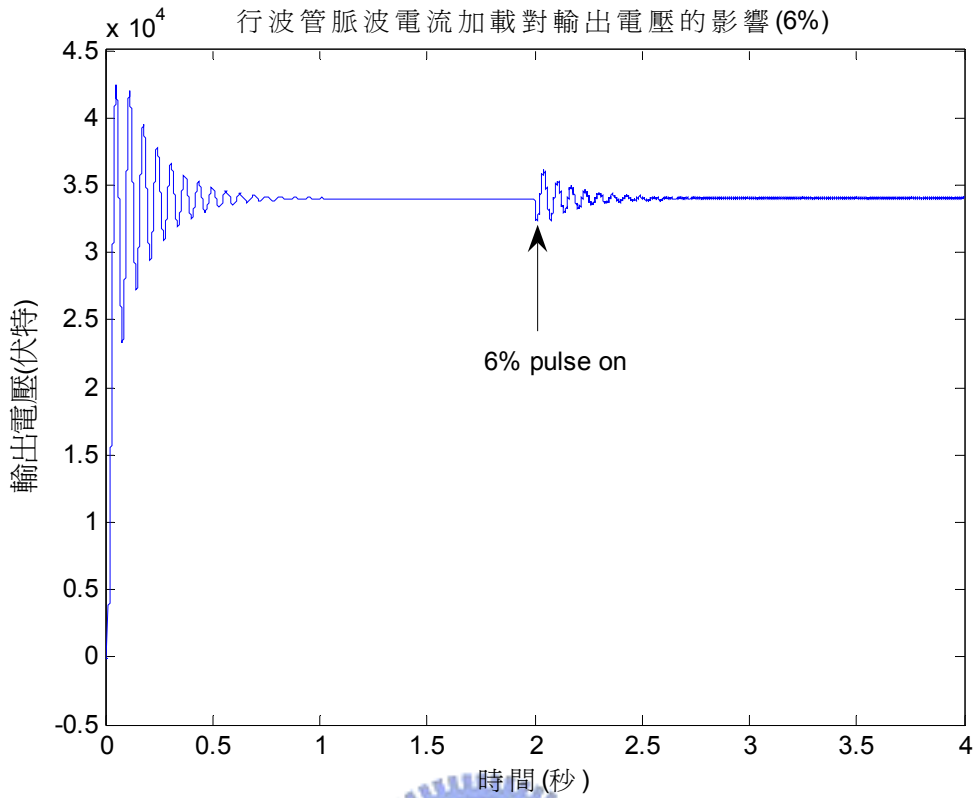


圖 3-35 增加頻寬後之行波管加載測試

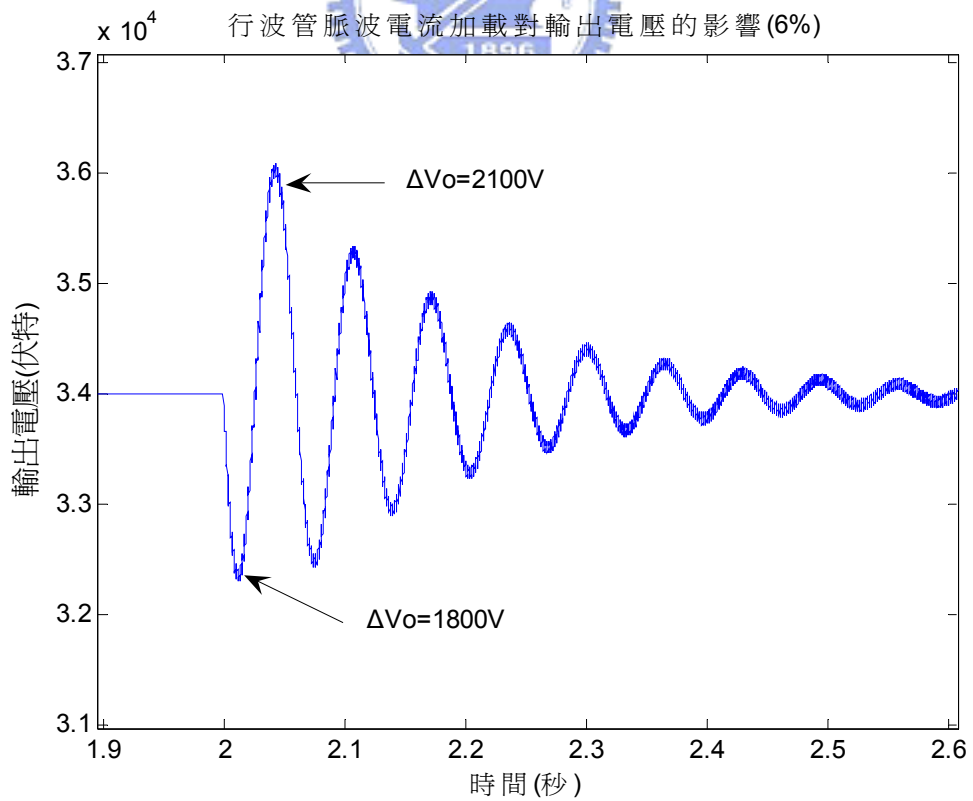


圖 3-36 增加頻寬後之行波管加載測試(圖 3-35 局部放大圖)

3.7 本章結論

本章主要說明行波管高壓電路的工作原理，並討論高壓電源輸出電壓的穩定控制，陰極電壓使用四極管線性穩壓元件來調制其電壓準位，具有良好的效果，而集極電壓則以 PWM 方式來穩定電壓。從模擬結果驗證集極電壓控制器並無法同時兼顧高壓啟動與行波管輻射時的電壓規格，尤其操作在高工作比的輻射模式，電壓陡降甚大，遠遠超過行波管的集極電壓規格，甚至超出四極管的調制範圍，而使陰極電壓跟著變動。輻射瞬間電壓壓降大主要與集極陰極間的儲能電容有關，另外切換式電源供應器的工作特性、降壓開關的切換頻率、系統的頻寬、PI 控制器的積分時間、LC 儲能元件的充電時間也都是影響集極電壓穩壓調制的速度，因此本文即在討論以上電路條件皆不變更的情形下，尋找另一個解決方法，即前饋補償器的控制方法，在下一章將討論這個方法的控制架構及設計構想。



第四章 前饋補償器之設計

4.1 控制系統架構[15]

大部分常用的控制系統架構，不外乎串聯補償(Series Compensation)，回授補償(Feedback Compensation)，狀態回授補償(State-feedback Compensation)，串聯回授補償(Series-feedback Compensation)等控制架構，如圖 4-1 所示，在控制系統內均只有一個控制器，為一個自由度的控制系統，可滿足一般性的控制目標，但是針對某些特定的控制目標，如本文行波管高壓電源規格，則無法同時兼顧暫態響應及穩態性能的要求，有時為了滿足某項規格，反而會犧牲掉其他性能。

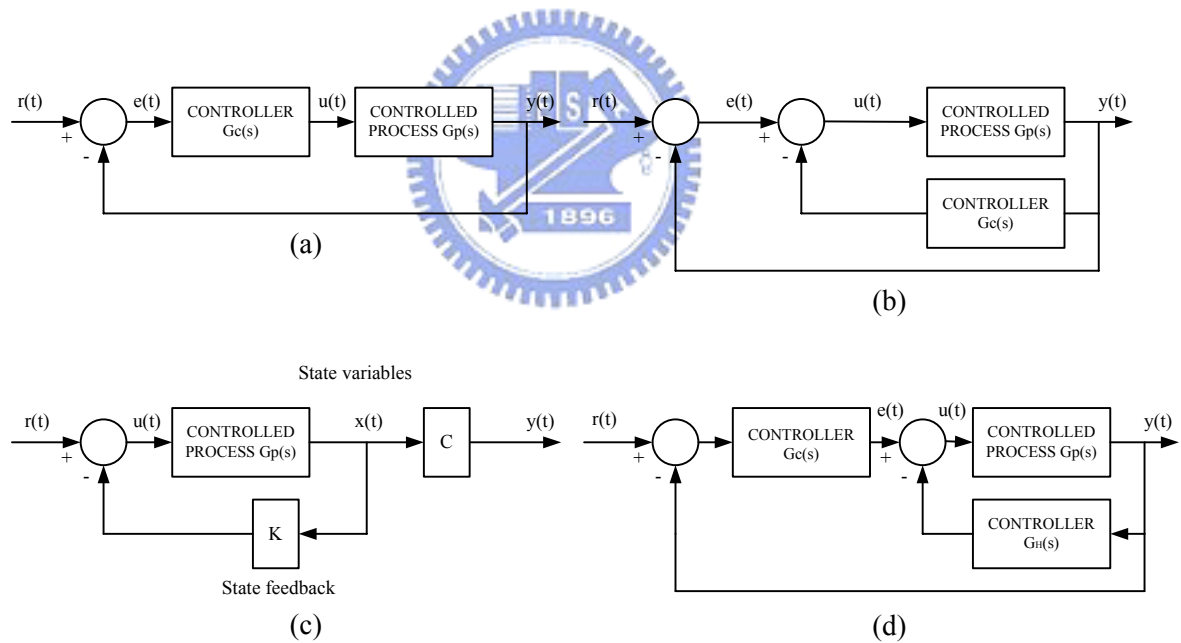


圖 4-1 一個自由度的控制系統架構

(a)串聯補償；(b)回授補償；(c)狀態回授補償；(d)串聯回授補償

圖 4.2 為二個自由度的控制系統，4.2(a)為順向式補償控制(Forward Compensation)，其方法為在串聯路徑上，再增加一個控制器，4.2(b)為前饋補償控制(Feedforward Compensation)，則是以並聯方式外加一個控制

器，後者為本文參考選用之控制架構，做為行波管脈波輻射時之高壓電源穩定控制。前饋補償器之特色及優點為[16]：

1. 補償器不是置放於控制迴路中，因此不會改變系統的特性根，也就不會影響系統原來的特性行為。
2. 可改善一個自由度的控制系統，有時無法同時滿足各項性能規格的問題。例如要改善系統暫態響應速度，卻反而使得最大超越量增加。
3. 當一個系統必須同時滿足多項設計目標時，可提供更多的設計彈性。
4. 結合原控制系統控制器，兼顧暫態與穩態性能規格要求。前饋補償器 $G_{cf}(s)$ 針對輸入命令造成輸出的變動，提供相對應的補償量，來達到想要的暫態性能， $G_c(s)$ 則仍以誤差修正方式，修正輸出的微小變動，以降低穩態誤差。

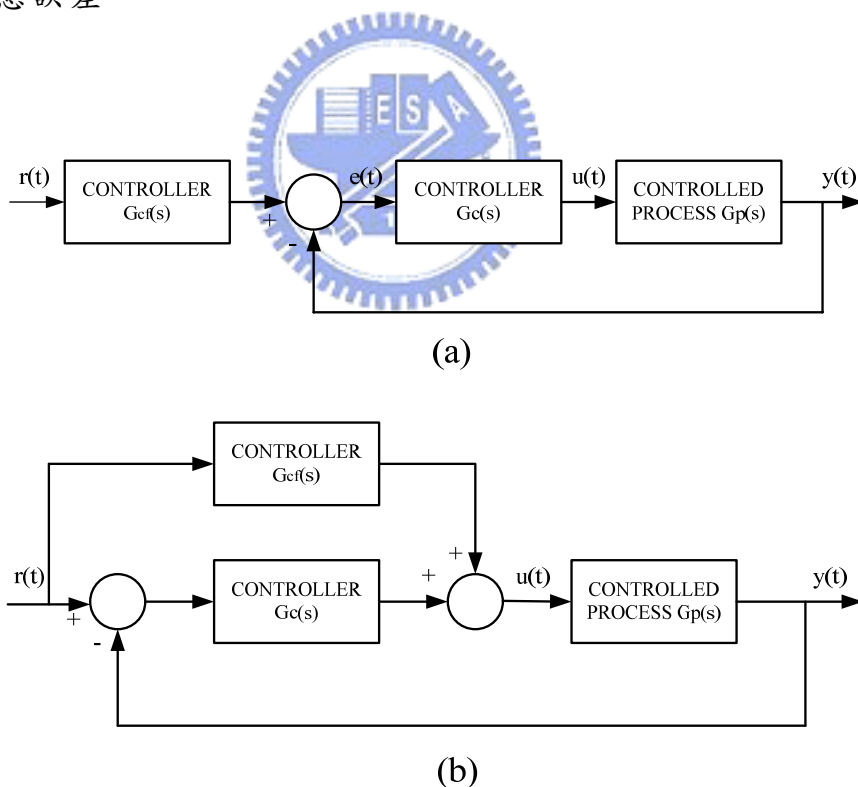


圖 4-2 二個自由度的控制系統架構
(a)順向式補償控制；(b)前饋補償控制

4.2 前饋補償器設計構想

在上一章已清楚說明集極電壓控制迴路的設計目的，是在縮小系統頻寬，以抑制高壓啟動瞬間的暫態反應，使高壓不會有過高電壓及振盪的情形發生，但當系統操作在輻射模式時，則產生高壓修正速度太慢的問題。另外由於切換式轉換器的開關切換特性，以及誤差信號經 PI 控制器的積分時間延遲，使得該行波管輻射工作比所須的降壓開關 PWM 寬度，需經非常多個切換週期才能到達穩態值，如圖 4-3 所示，雖然 PWM 漸開的調變方式，可避免較大的突波電壓以及 EMI 的問題，但對於需要快速電壓修正的穩壓要求則無法應付，這是由於高壓儲能電容瞬間被行波管抽走能量，而前級功率轉換器又無法即時補足損失能量所致。

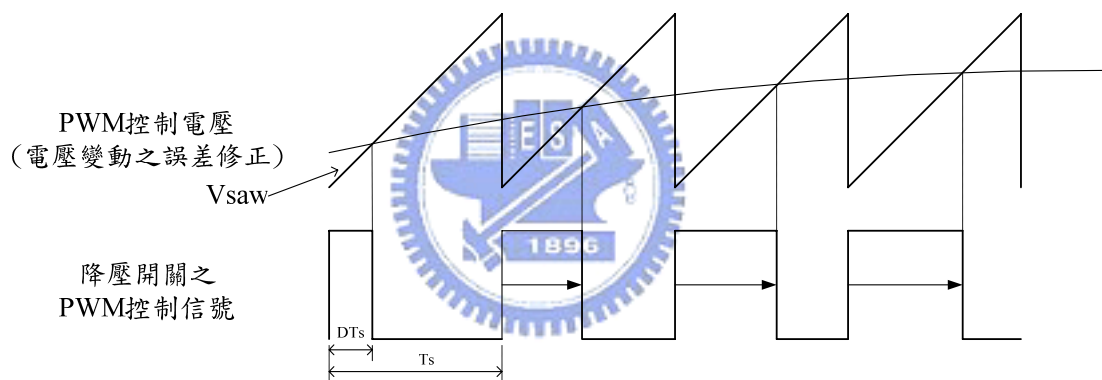


圖 4-3 輸出電壓變動之 PWM 信號調變

因此基於上述原因，參考上節所提之前饋補償控制方法，於控制迴路外面加入一個前饋補償器，輔助原系統控制器，做為行波管輻射工作時之穩壓控制，圖 4-4 為加入前饋補償器的控制系統架構。前饋補償器實現有以下二點設計構想：

1. 前饋補償器使用比例控制器(Proportional controller)型式，與 PI 控制器並聯組成，於輻射時即時提供電壓補償，以增加系統頻寬。
2. 雷達系統下達輻射命令前，提前一段時間先行傳送輻射模式(行波管輻射工作比)至前饋補償器，使前饋補償器預先知曉負載之變化，當行波管脈波輻射啟動同時，送出補償電壓至 PWM 控制 IC，然後送出該脈波

輻射模式所需之降壓開關 PWM 寬度，以快速提升一次側電感電流，然後提高電容電壓，降低行波管輻射時之電容電壓壓降。圖 4-5 為加入前饋補償後的 PWM 脈波寬調變示意圖，希望透過前饋補償的補償電壓，使得該輻射模式之穩態降壓開關 PWM 寬度快速到達，以改善原系統控制器誤差修正過慢的問題。圖 4-6、圖 4-7 分別為輻射加載及離載之前饋補償工作時序圖，虛線部分為前饋補償想要達到的設計目標

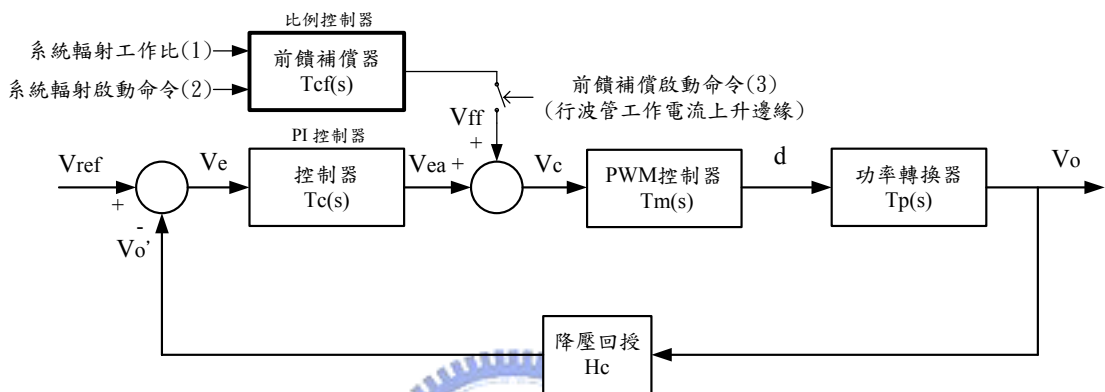


圖 4-4 含前饋補償器的控制系統方塊圖

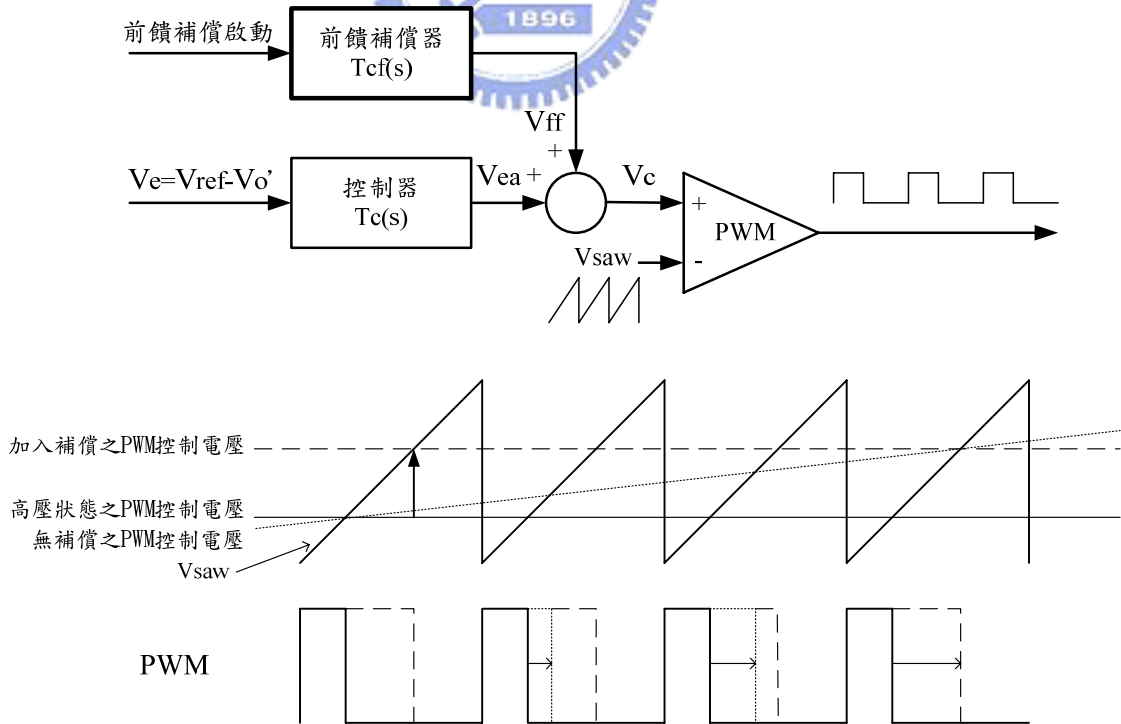


圖 4-5 加入前饋補償後之 PWM 脈波寬調變

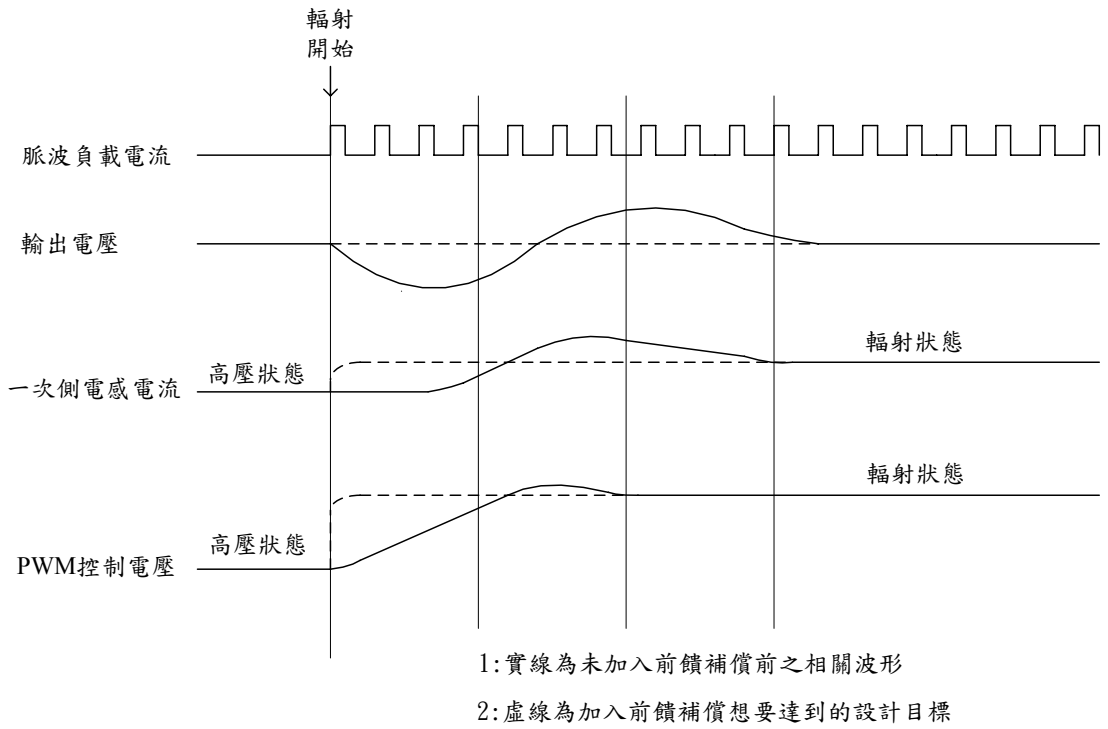


圖 4-6 前饋補償工作時序圖(加載)

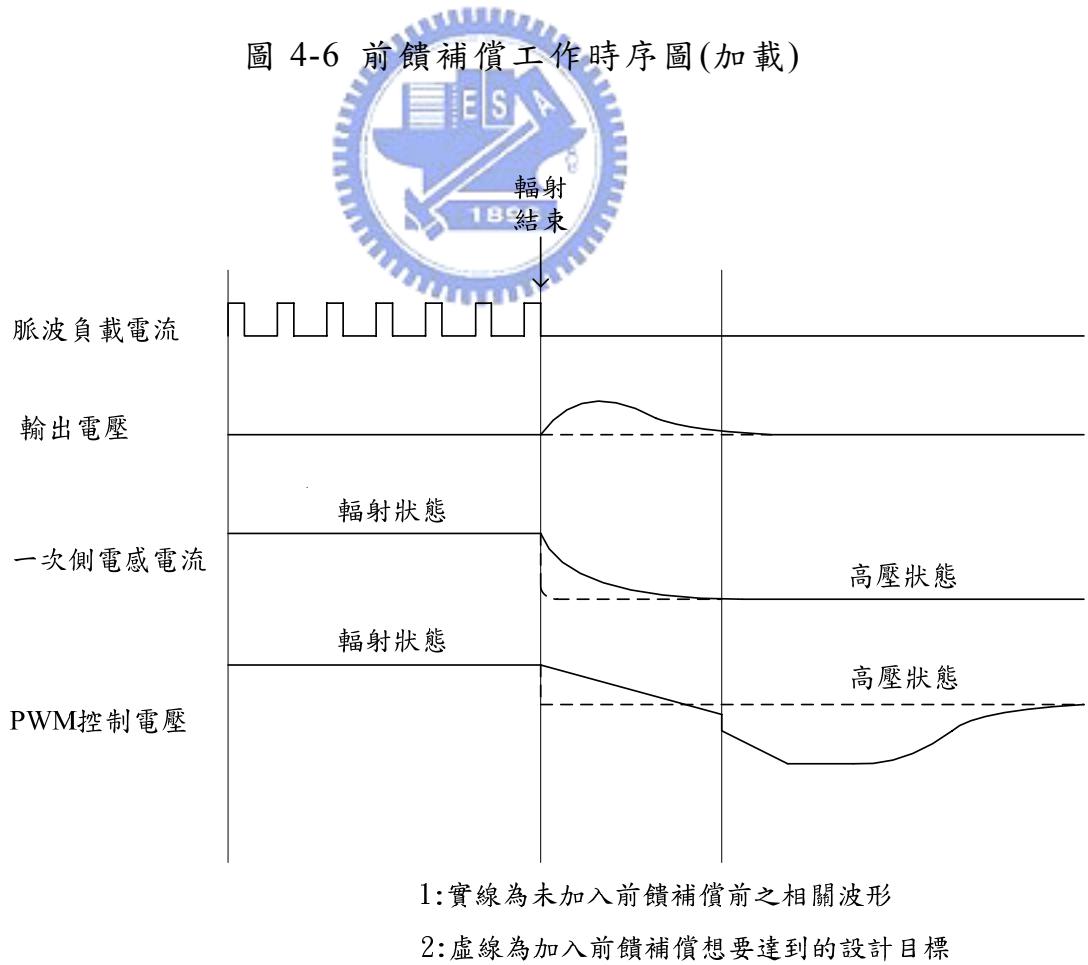


圖 4-7 前饋補償工作時序圖(離載)

4.3 前饋補償量的設計依據[17]

圖 4-8 為 PWM IC 周邊電路示意圖，若無前饋補償輸出，PWM 控制電壓 V_c 完全由原系統控制器決定，其值為輸出回授信號與設定電壓比較經比例積分後得出，其穩態狀態下之關係式如(4-1)所示，當脈波輻射工作比增加，誤差信號 V_{ea} 隨之增加，此時 PWM 控制電壓 V_c 亦隨 V_{ea} 增加而增加，而使輸出之 PWM 寬度增加，圖 4-9 為 PWM 控制電壓 V_c 與控制器輸出誤差信號 V_{ea} 之關係圖。而新增之前饋補償器的設計目的即是提供當輻射工作比增加時所需增加之 PWM 控制量 $(\beta V_{ff} = \alpha V_{ea}' - \alpha V_{ea})$ ，由(4-2)式可反推前饋補償的輸出電壓，而原系統控制器則仍提供高壓狀態下之 PWM 控制電壓，以及輸出電壓微小變動之調整，圖 4-10 為加入前饋補償輸出後之 PWM 控制電壓示意圖。

$$V_c = \alpha \cdot V_{ea} = \frac{(R3 // R_y)}{R2 + (R3 // R_y)} \times V_{ea} = 0.208 V_{ea} \quad (4-1)$$

$$V_c = \alpha \cdot V_{ea} + \beta \cdot V_{ff} = 0.208 V_{ea} + \frac{(R3 // R_x)}{R4 + (R3 // R_x)} \times V_{ff} = 0.208 V_{ea} + 0.186 V_{ff} \quad (4-2)$$

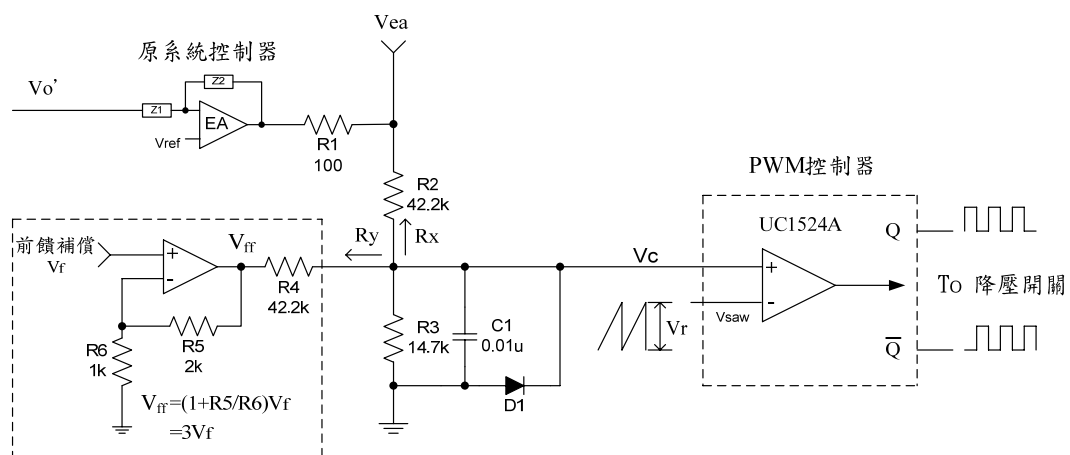


圖 4-8 PWM IC 周邊電路示意圖

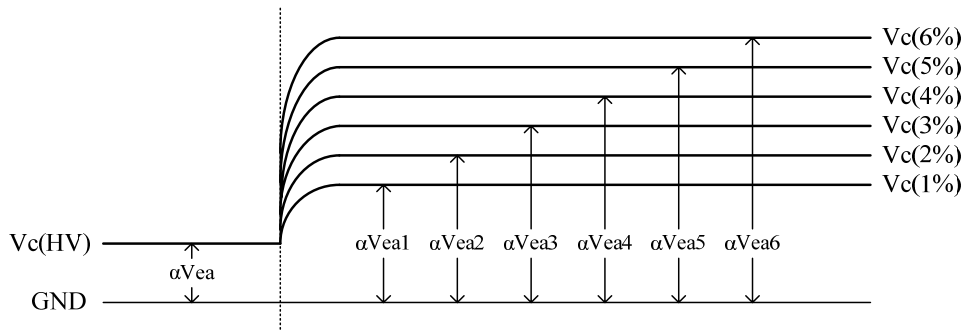


圖 4-9 PWM 控制電壓示意圖(未加入前饋補償電路)

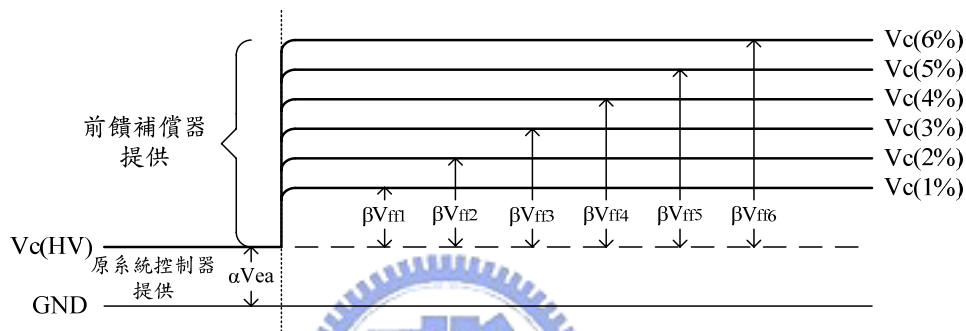


圖 4-10 PWM 控制電壓示意圖(加入前饋補償電路)

實測之 PWM 控制電壓 V_c 與各輻射工作比應加入之前饋補償電壓 V_{ff} ，整理於表 4-1，前饋補償硬體電路實現後將以此計算之補償電壓做為初始參考設定值，之後再依補償效果(輸出電壓偏動程度)進行線上微調。

表 4-1 前饋補償電壓設定參考值

	Vea	$V_c(\alpha V_{ea})$	V_c 電壓增幅	前饋補償 輸出電壓 V_{ff}	前饋補償 輸入電壓 V_f
HV	4.134V	0.86V			
1%	8.07V	1.68V	0.82V	4.4V	1.47V
2%	8.56V	1.78V	0.92V	4.94V	1.65V
3%	9.03V	1.88V	1.02V	5.48V	1.83V
4%	9.33V	1.94V	1.08V	5.8V	1.93V
5%	9.61V	2.01V	1.14V	6.13V	2.04V
6%	9.91V	2.06V	1.2V	6.45V	2.15V

4.4 本章結論

本章主要在探討常見之控制系統架構的特色以及合適的應用場合，前饋控制方法可快速調整因輸入命令所造成的輸出變動，因此非常適合本文行波管所要求之快速暫態響應的高壓電源規格。輸入命令(輻射模式)則利用系統下達輻射命令前一段時間，事先傳送輻射工作比編碼資訊，在行波管輻射啟動同時，送入預先設定之前饋補償電壓至 PWM 控制 IC，以快速獲得該輻射模式所須之降壓開關 PWM 寬度，以迅速補償輻射瞬間儲能電容所損失的能量。下一章將依此設計概念，實現硬體電路，並實際測試前饋補償器的性能。



第五章 前饋補償電路設計與實驗驗證

5.1 前饋補償電路之系統說明

5.1.1 加入前饋補償器之集極電壓回授控制

圖 5-1 為加入前饋補償器後的集極電壓穩壓控制電路圖，其中加粗方框部分即為前饋補償器，與原系統控制器並聯組成，以開迴路的方式，依據行波管的輻射工作比，送入相對應的補償電壓至 PWM 控制器，以快速獲得所須之 PWM 寬度，增加降壓開關導通時間，迅速對高壓儲能電容 C2 充電，以穩定集極電壓準位，因此該前饋補償器可稱為以負載為導向的穩壓控制器。

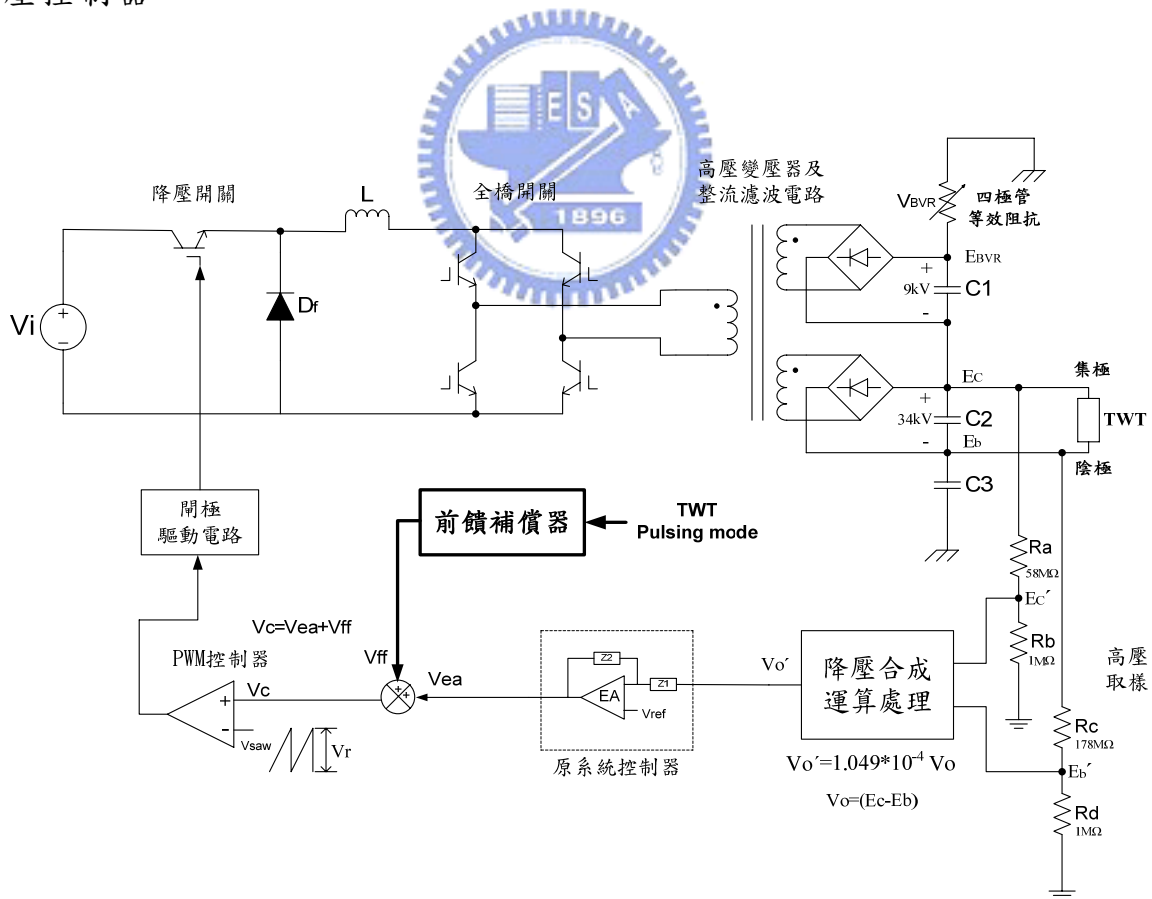


圖 5-1 加入前饋補償器之集極電壓回授控制

5.1.2 電路設計規劃

本文使用 FPGA 實驗發展板來做為整個電路的控制中心，其使用了一顆 Altera 公司所生產的晶片，該晶片編號為 FLEX PF10KA10LC 84-4，是由 SRAM-Based FPGA 所組成，意思為該晶片有 10000 個 Gate Count，84 根輸入/輸出腳位，延遲時間 4ns，電路架構如圖 5-2 所示，輸入信號有 1~6% 之類比電壓補償值(V_r)、高壓啟動完成信號(HV ON)、輻射啟動信號(Pulsing ON)、系統送來的輻射工作比編碼資料(Duty Address)以及行波管脈波工作電流(Radial_PW)，輸出信號為經過運算處理後的前饋補償電壓值輸出(Feedforward_out)，工作波形如圖 5-3 所示，工作流程說明如下：

- 1、HV_ON 觸發信號輸入：抓取 1~6% 6 個 V_r 補償電壓設定值，然後經 A/D 轉換成數位信號存於 FPGA 晶片中。
- 2、Duty_Address 信號輸入：依 Address 內容去 FPGA 抓取對應之補償電壓值。
- 3、Pulsing_ON 觸發信號輸入：做清除舊資料動作，預備送出新的補償電壓值。
- 4、Radial_PW 觸發信號輸入：行波管輻射工作開始，送出對應的補償電壓值至 PWM 控制器。

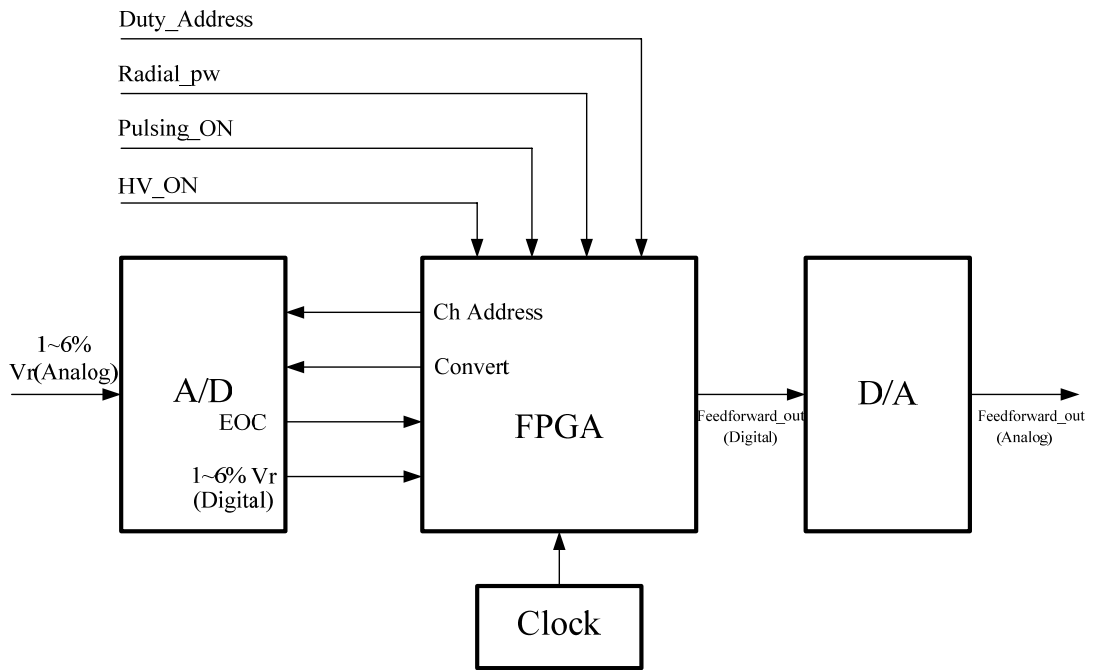


圖 5-2 前饋補償器電路架構

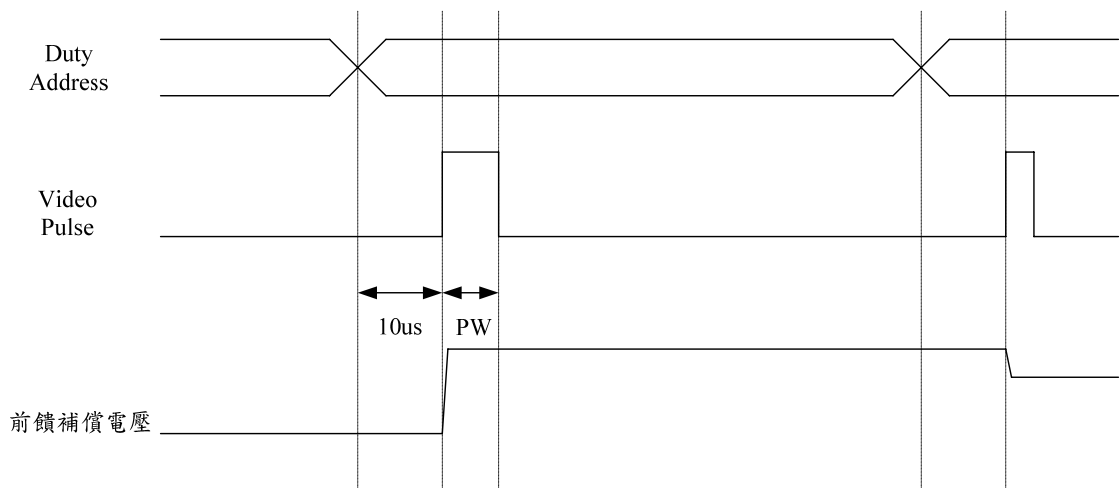


圖 5-3 前饋補償工作波形示意圖

5.2 前饋補償器之軟/硬體電路

5.2.1 電路架構及工作原理

前饋補償電路架構如圖 5-4 所示，共分為四個程式模組，第一部分為 FeedCtrl 模組，內含 FeedForward 和 Vrstep 電路；第二部分為 RamAccess 模組，內含 AccessCtrl 和 Ram8x10 電路；第三部分為 Radial_trigger 模組，此為觸發電路；第四部分為 ClkGen 模組，用來產生 0.5uS 的時間步階 clock，上述功能電路均以硬體描述語言 VHDL 來實現[18,19]，程式撰寫、功能模擬及電路合成則是建構於 Altera 公司的 Quartus II 套裝軟體上 [20]，圖 5-5 為電路合成結果，圖 5-6 為程式的控制流程，下面則分別說明四個程式模組之作用：

1、FeedCtrl 程式模組：

此部分接收到觸發信號後開始執行清除動作，並接受由 RAM 中所讀取出來之補償電壓值，且決定是遞增補償或是遞減補償，而後開始做電壓補償之動作。

- (1) Vrstep 電路：此程式在接受由 RAM 中所讀取出來之補償電壓值，並決定是遞增補償或是遞減補償，且將補償電壓值送給 FeedForward 程式。
- (2) FeedForward 電路：此程式在收到觸發信號後先執行清除動作，然後每隔一個時間步階大小，累加或遞減一個電壓步階大小值，直到額定值（補償電壓值）為止。

2、RamAccess 程式模組：

此部分於接受到 HV_ON 之訊號時，便啟動 Multiplexer 時序訊號去抓取 6 個 V_r 之類比電壓值，然後再經 A/D 轉成數位訊號後存於 RAM8x10 中。當接受到 Duty_address 時便依 Address 內容去 RAM 中抓取所對應之電壓訊號，然後送至 FeedCtrl。

- (1) AccessCtrl 電路：此程式乃當接受到 HV_ON 之訊號時，便啟動

Multiplexer 時序訊號，依序去抓取 6 種 Duty 之 V_r 值，然後再經由 A/D 轉成數位訊號後寫入 RAM8x10 中。每經 512 us（此數值可調）之時間便可完成一次之資料寫入，所以只要在高壓狀態，此 6 種 Duty 之補償電壓終值便會持續更新。此作法可達到動態即時更新調整之目的。

(2) Ram8x10 電路：此 RAM 之大小為 8x10 之二維陣列，存放 6 種 Duty 所對應之補償電壓值，每個補償電壓值以 8 位元存放。而欲讀取 RAM 中之資料時，需要 Duty_address 及 Read_enable 兩個訊號。

3、Radial_trigger 程式模組：

當接收到 Radial_pw（行波管工作電流）時會產生三個 Trigger 信號，一個為讀取 RAM 中資料之 Enable 信號、另一個為 Vrstep 電路之啟動信號、最後的為重置 FeedForward 中使用之變數值為 0，及啟動補償機制之信號。

4、ClkGen 程式模組：

此模組乃在產生 0.5us 之時間步階 Clock 信號。



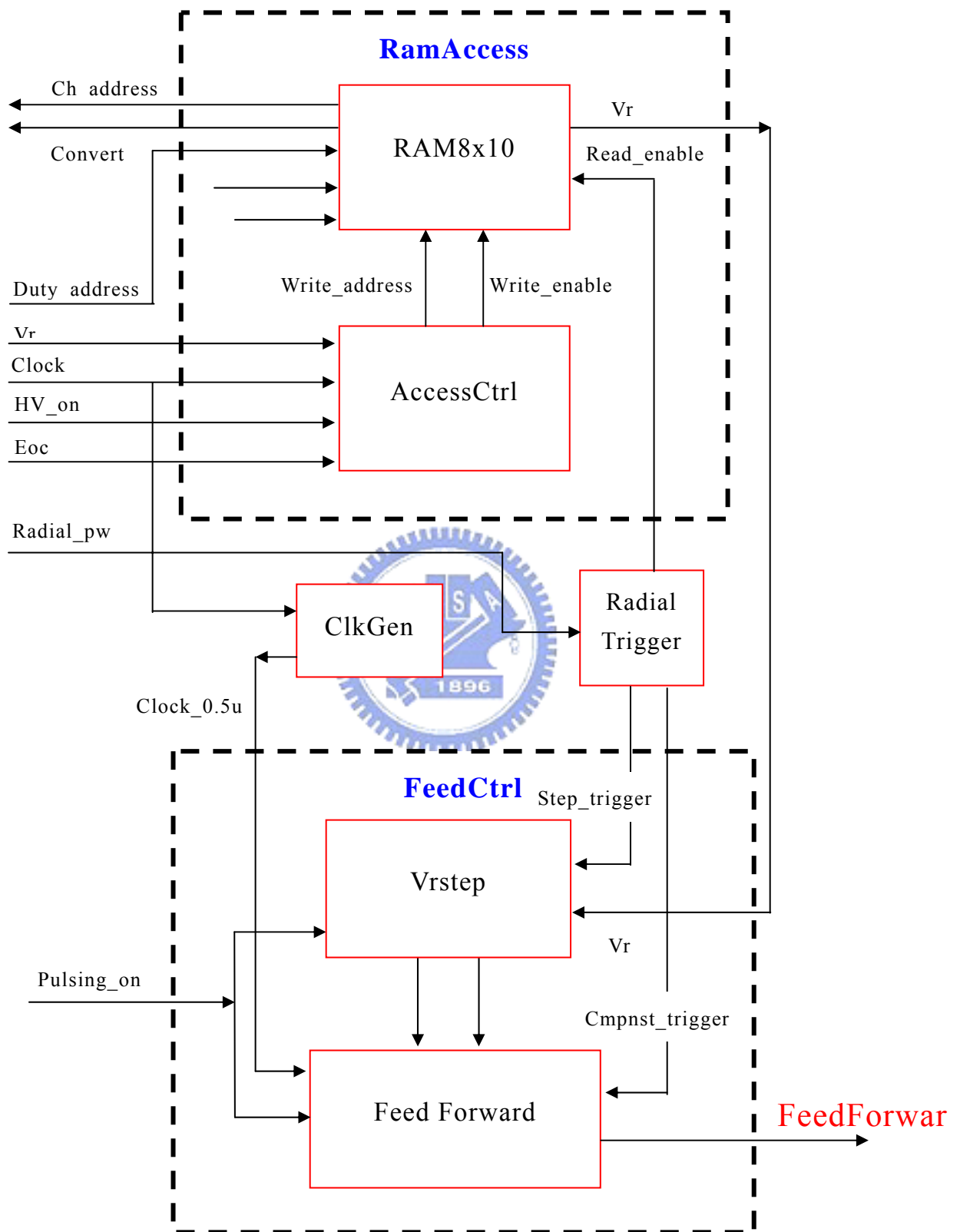


圖 5-4 前饋補償電路架構圖

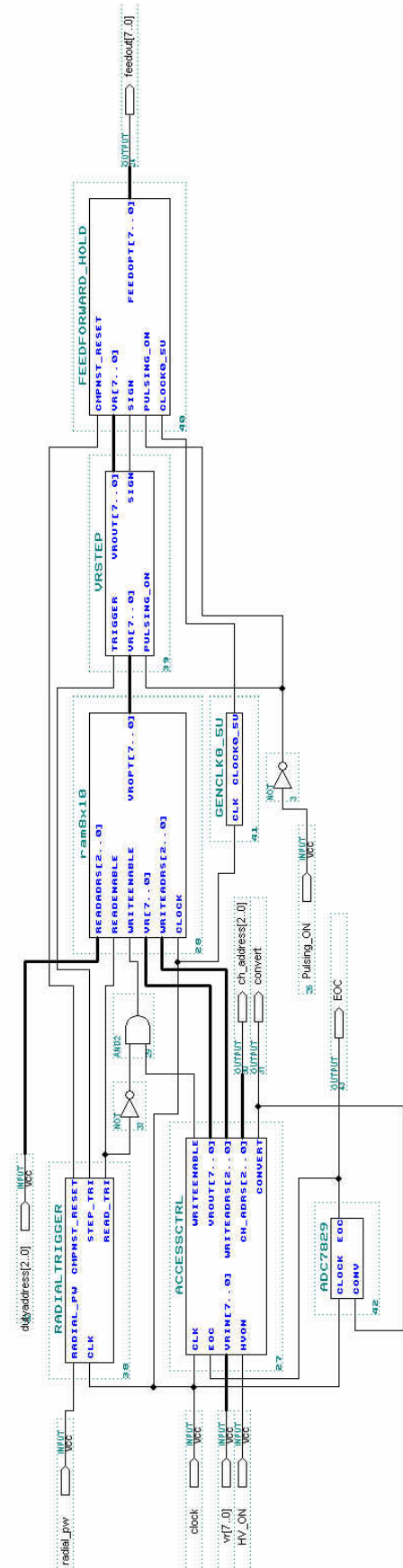


圖 5-5 前饋補償器電路合成圖

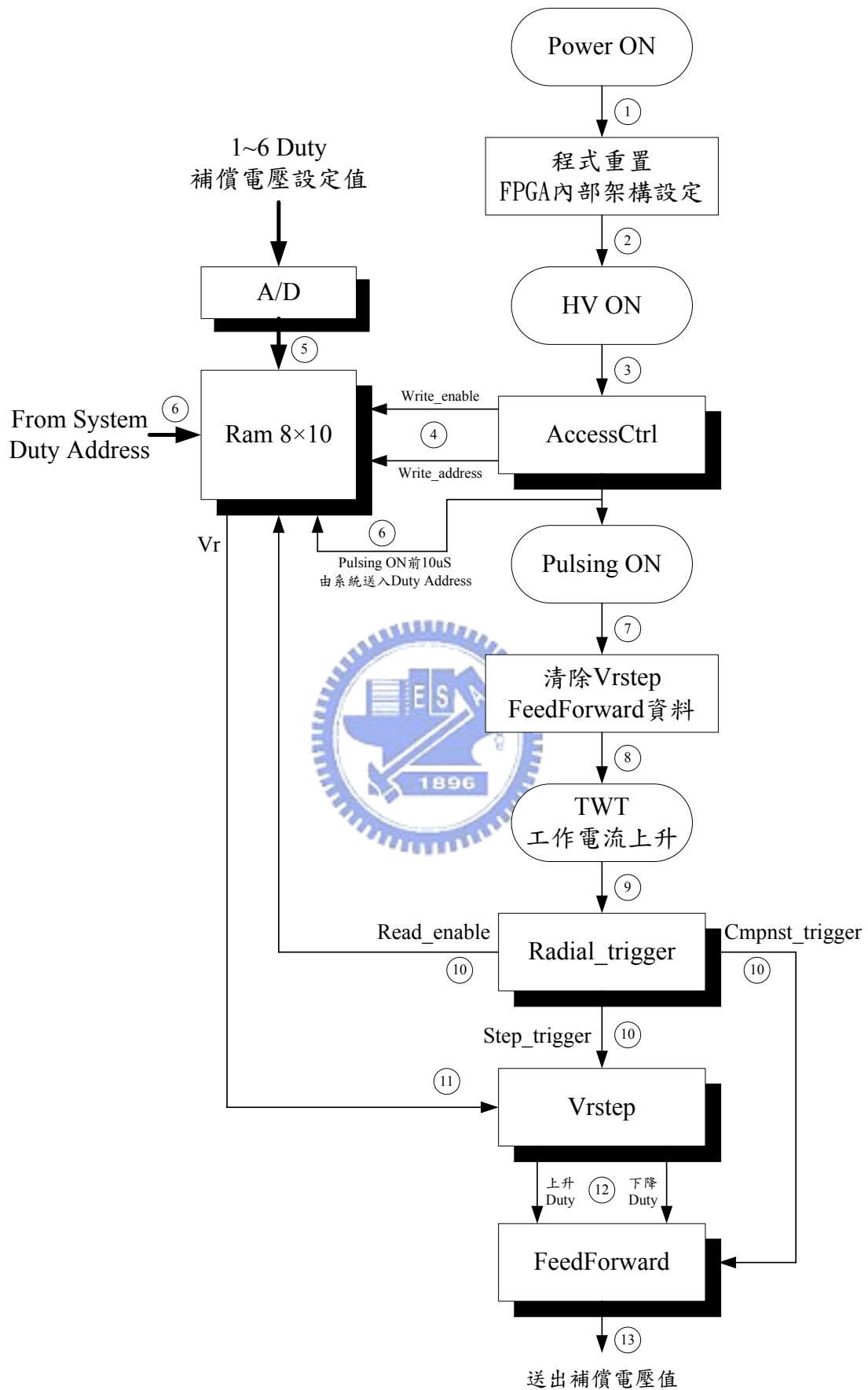


圖 5-6 前饋電路程式控制流程圖

5.2.2 補償值設定

1~6 Duty，6 個 V_r 電壓補償的初始設定值，乃是以高壓狀態下的誤差信號 V_{ea} 電壓值做為基準值，然後隨行波管輻射工作比增加， V_{ea} 電壓將隨之上升，而此增加的電壓即為前饋補償電路所應送出的電壓補償值 V_{ff} 。因此，在進行線上調整工作之時，先從啟動高壓，記錄高壓誤差信號，然後設定較低的輻射工作比進行加載輻射。因為負載較低，集極電壓雖有晃動，但不至於發生當機。接著調整前饋補償電路相對應之 V_r 補償電壓設定，使得高壓誤差信號回到高壓啟動時所記錄之值，同時觀察集極電壓晃動程度以為配合。再來便增加工作比，依上述方法進行調整，直到高壓啟動與加載輻射之高壓誤差維持相同之值，或是使集極電壓晃動量維持最小，即完成整個前饋補償電路的線上調整工作。

5.2.3 時序模擬分析



前饋電路模擬結果如圖 5-7，圖 5-8 為其局部放大，從圖中可以看出當有脈波輻射時才啟動前饋補償電路，僅有高壓時則利用原有控制電路進行穩壓，符合系統設計規格。

在設計時必須能讓前饋補償電路在啟動或關閉時，並不會影響原有高壓控制電路，也就是說要保持原有控制電路之誤差訊號不變，就可以不影響到原有之控制方式，因此完成設計後需要再進行線上微調，以達到補償之功能。

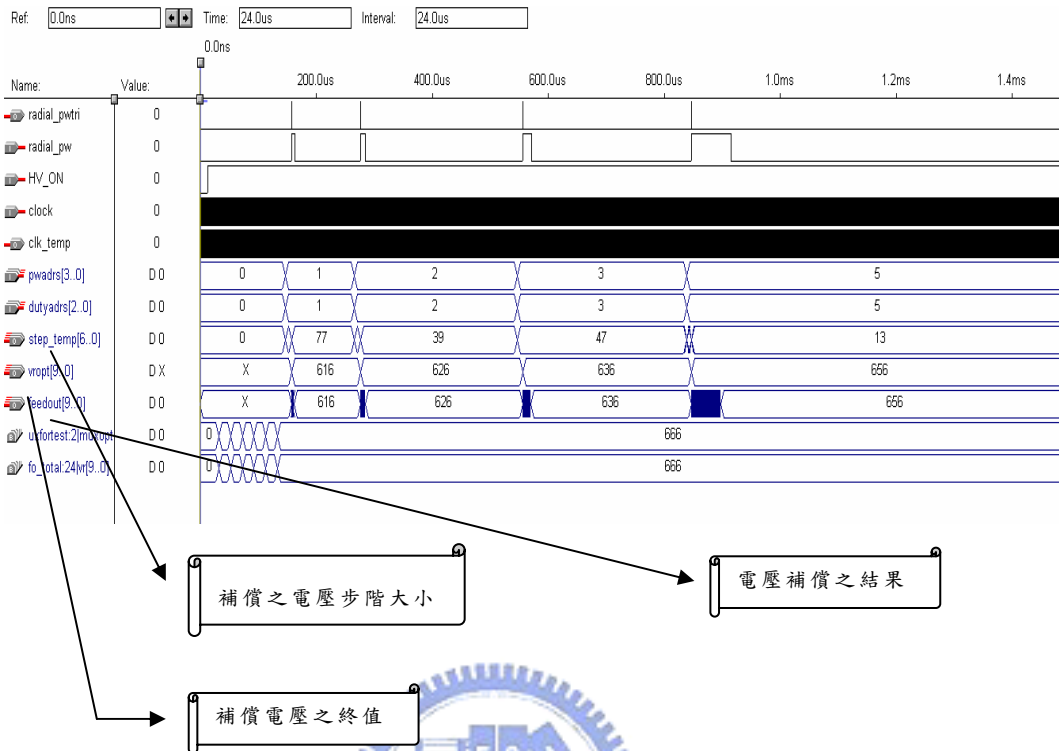


圖 5-7 前饋補償電路模擬結果

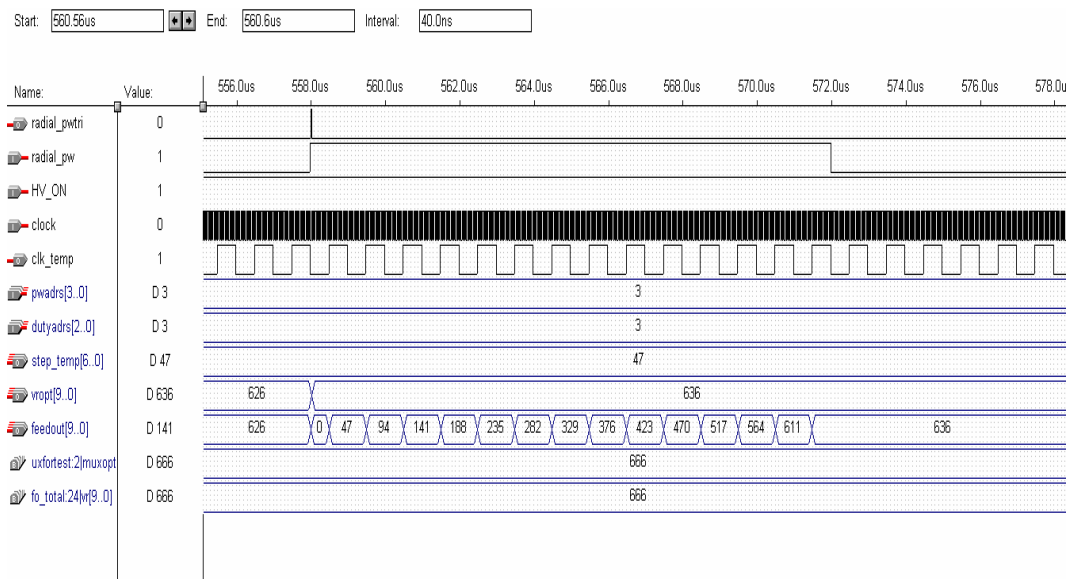


圖 5-8 前饋補償電路時序模擬

5.3 實測波形分析

實測部分所加入的輻射脈波波形，仍以第三章中表 3-1 所列舉的波形來進行脈波輻射加載及離載測試，以觀察前饋補償器的穩壓效果，圖 5-9 為前饋補償輸出電路示意圖， V_{ff} 為前饋補償器的比例輸出補償電壓， V_{ea} 為原高壓回授控制器之誤差電壓信號，而 V_c 則是 V_{ff} 與 V_{ea} 比例加總後送入 PWM 控制 IC 的控制電壓，與鋸齒波比較後得出 PWM 信號，控制降壓開關之導通與關閉時間。

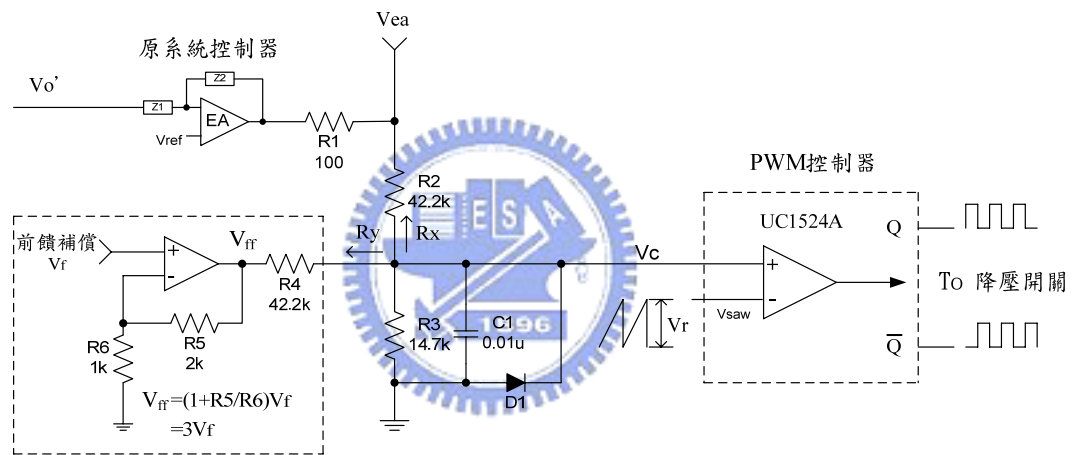


圖 5-9 前饋補償輸出電路示意圖

測試脈波波形如下：

1. 1%：PW 2u，PRI 200us，PRF 5kHz，高頻率
2. 2%：PW 30u，PRI 1500us，667HZ
3. 3%：PW 30u，PRI 1000us，1kHz
4. 4%：PW 250u，PRI 6250us，160HZ，長脈波
5. 5%：PW 150u，PRI 3000us，333HZ
6. 6%：PW 150u，PRI 2500us，400HZ，最重載

測試項目如下：

- 一、測試行波管輻射啟動，有/無前饋補償時之 PWM 控制電壓的差異，以驗證前饋補償電路於輻射啟動瞬間之 PWM 控制電壓工作情形。
- 二、測試行波管輻射結束，有/無前饋補償時之 PWM 控制電壓的差異，以驗證前饋補償電路於輻射結束瞬間之 PWM 控制電壓工作情形。
- 三、測試行波管輻射啟動，有/無前饋補償時之輸出電壓變動情形，以驗證前饋補償電路於輻射啟動瞬間之穩壓性能。
- 四、測試行波管輻射結束，有/無前饋補償時之輸出電壓變動情形，以驗證前饋補償電路於輻射結束瞬間之穩壓性能。

測試結果如下：

■ 測試項目一：PWM 控制電壓比較(行波管輻射啟動)

圖 5-10 至 5-22 為測試 1~6%行波管輻射啟動時之 PWM 控制電壓(V_c)的變動情形，從測試波形觀察可以發現當加入前饋補償器後，其 PWM 控制電壓很快到達該脈波負載所需之準位(小於 200us，此延遲時間主要來自 PWM IC 前之 R_3 、 C_1 濾波電路的 RC 時間，參考圖 5-9)，而無前饋補償器時，則 PWM 控制電壓至穩態值時間至少需要 72ms，這延遲時間主要來自於高壓回授控制器之積分時間。此測試結果符合先前之設計構想，乃藉由前饋補償器提供補償電壓至 PWM IC 輸入端，以快速得到該脈波負載所需之 PWM 寬度，控制降壓開關的導通來對高壓儲能電容儲能。相關測試結果整理於表 5-1，高壓回授誤差信號 V_{ea} 保持於高壓無載狀態下電壓準位，而前饋補償電壓隨脈波工作比增大而逐步增加。

表 5-1 PWM 控制電壓比較(行波管輻射啟動)

工作比	無前饋補償			有前饋補償			
	V _{ea}	V _c 上升時間	波形圖	V _{ea}	V _{ff}	V _c 上升時間	波形圖
高壓	4.9V	0.86V	圖 5-10	4.9V	0V	0.860V	圖 5-10
1%	7.7V	1.68V (146ms)	圖 5-11	4.9V	4.4V	1.6V (200us)	圖 5-12
2%	8.3V	1.78V (100ms)	圖 5-13	5V	5.1V	1.78V (200us)	圖 5-14
3%	8.7V	1.88V (84ms)	圖 5-15	5.6V	5.5V	1.82V (200us)	圖 5-16
4%	9.1V	1.94V (72ms)	圖 5-17	5V	5.9V	1.96V (200us)	圖 5-18
5%	9.2V	2V (150ms)	圖 5-19	5V	6.2V	2V (200us)	圖 5-20
6%	9.5V	2.06V (240ms)	圖 5-21	5.7V	6.2V	2.06V (200us)	圖 5-22

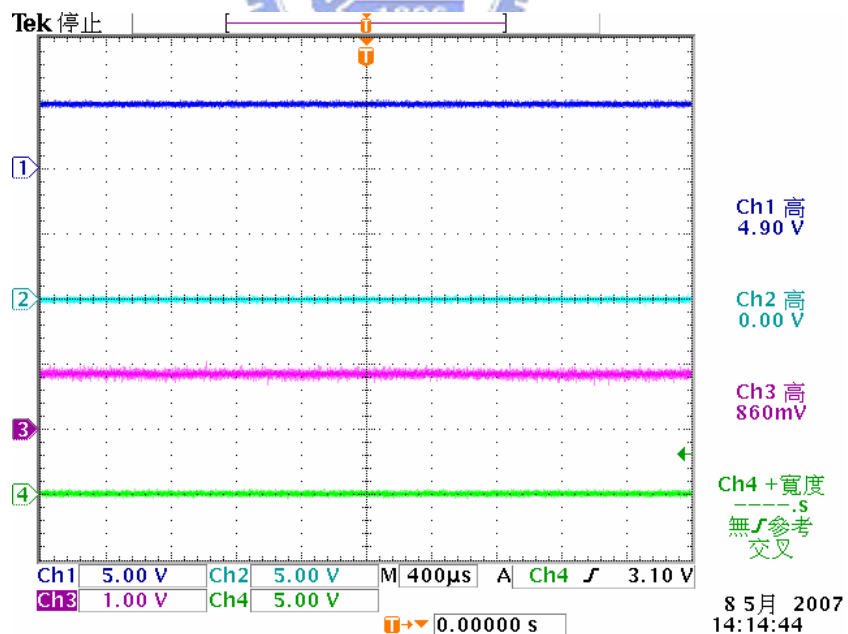


圖 5-10 PWM 控制電壓觀察(高壓無載)

CH1 : 高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2 : 前饋補償輸出電壓 V_{ff}
 CH3 : PWM 控制電壓 V_c CH4 : 行波管輻射啟動

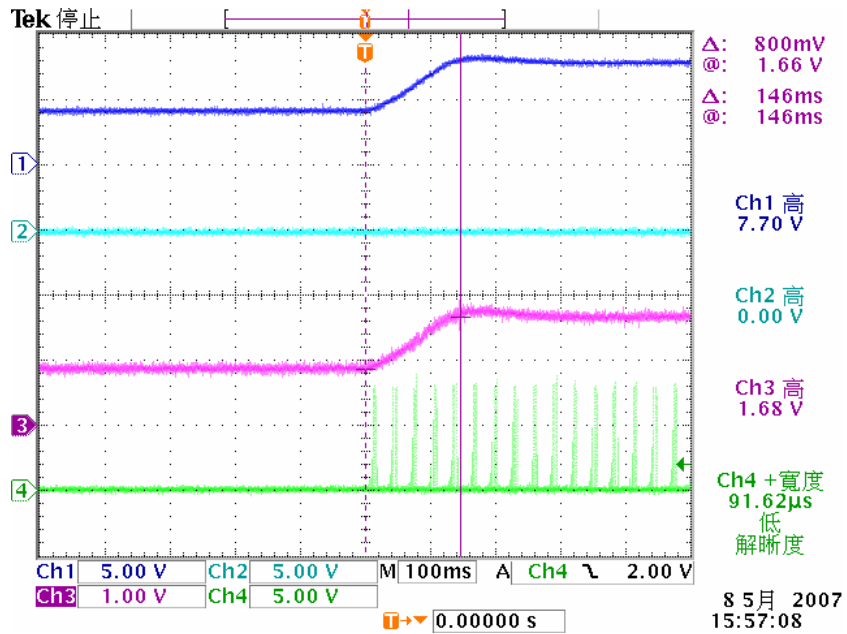


圖 5-11 PWM 控制電壓觀察；1%脈波加載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

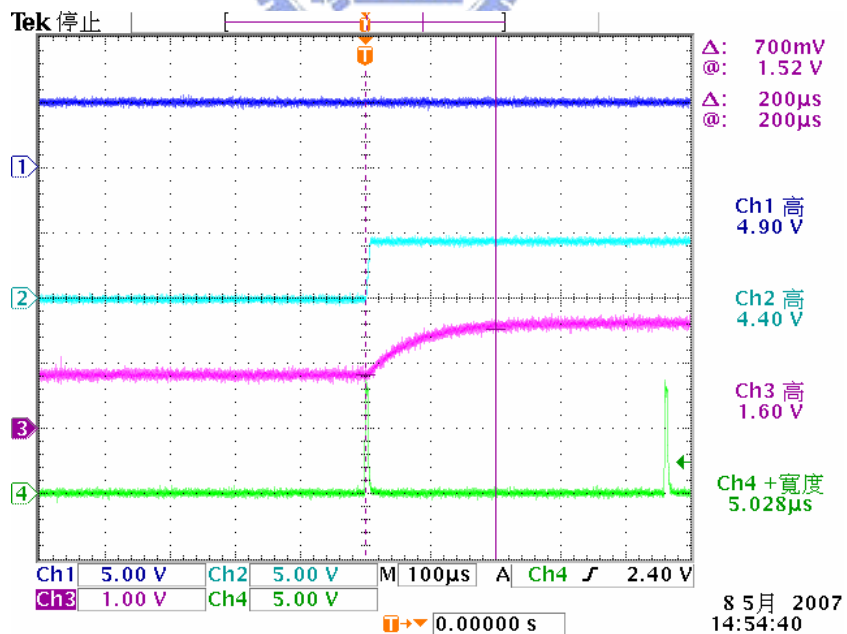


圖 5-12 PWM 控制電壓觀察；1%脈波加載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

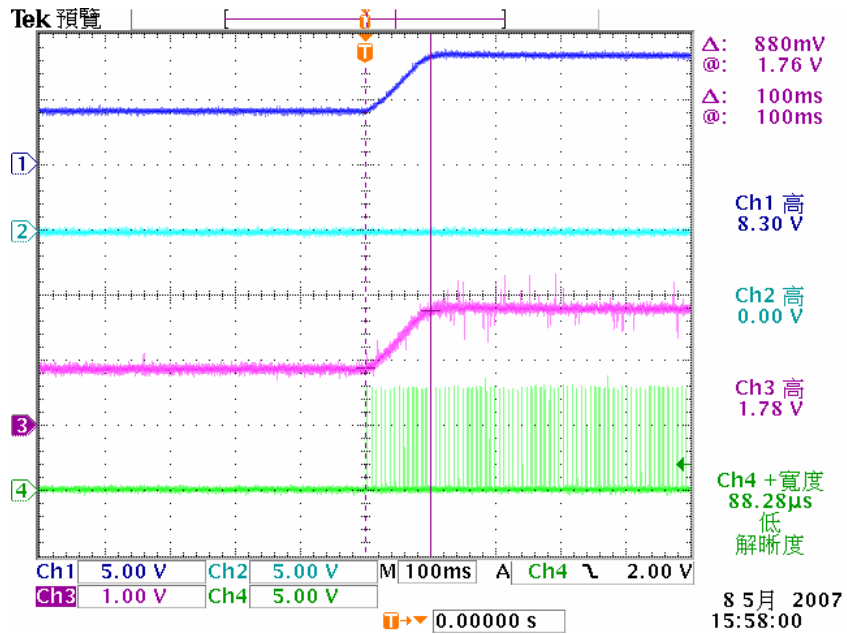


圖 5-13 PWM 控制電壓觀察；2%脈波加載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

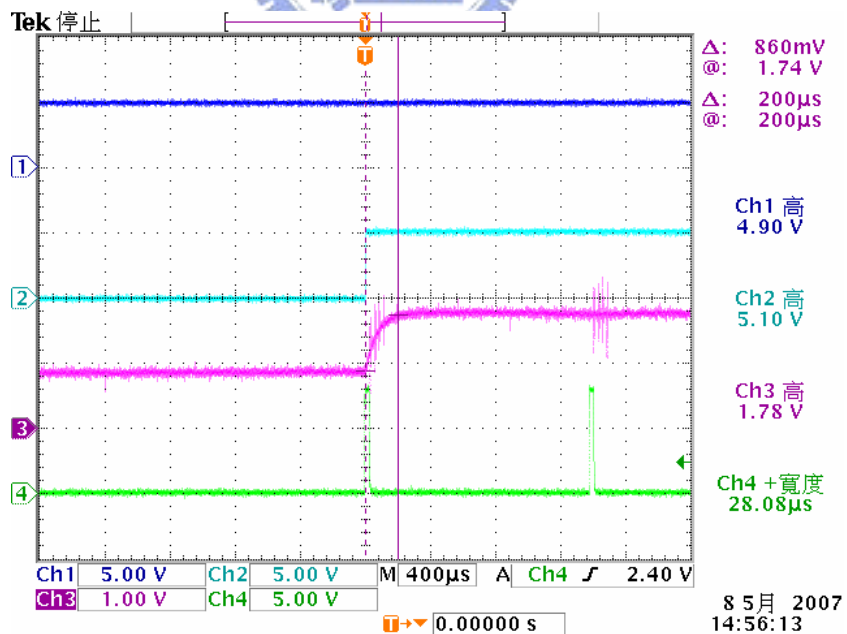


圖 5-14 PWM 控制電壓觀察；2%脈波加載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

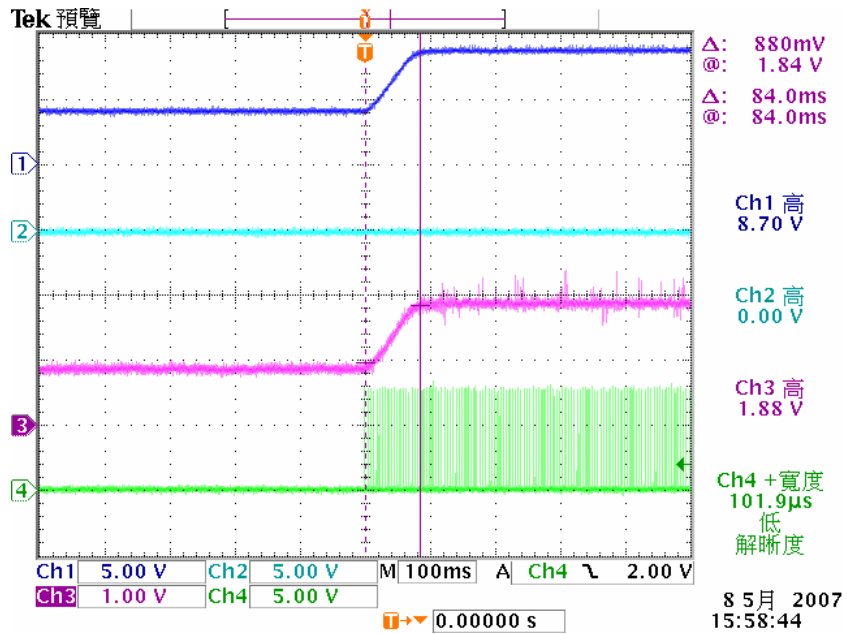


圖 5-15 PWM 控制電壓觀察；3%脈波加載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

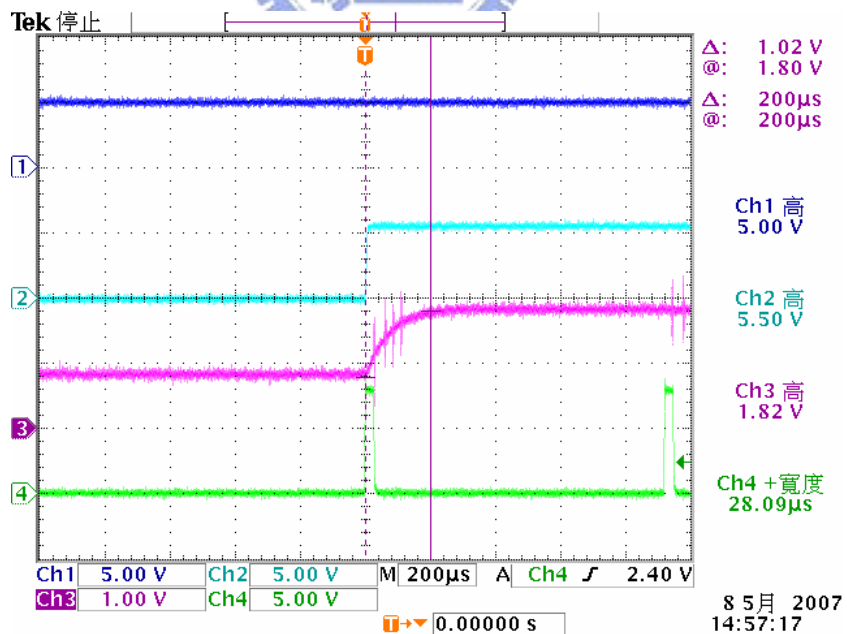


圖 5-16 PWM 控制電壓觀察；3%脈波加載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

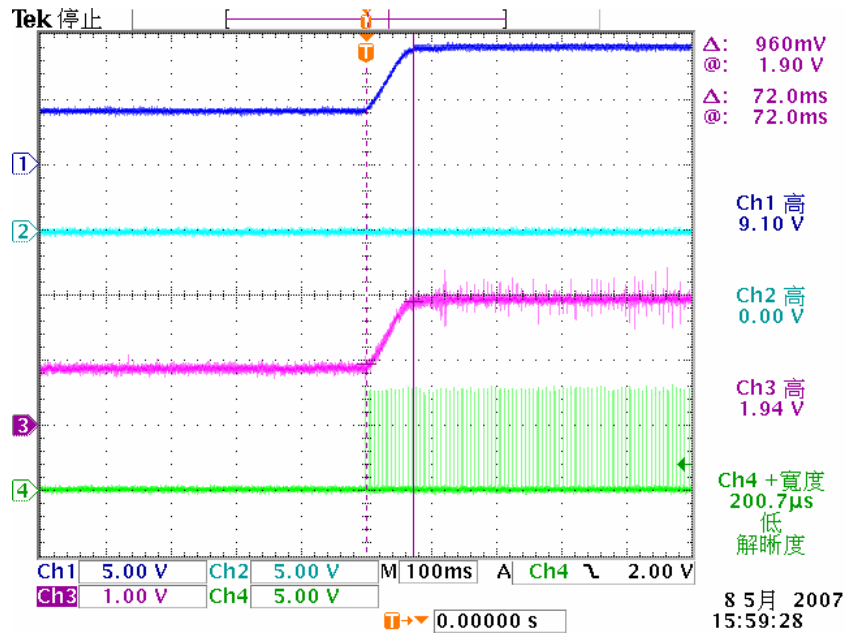


圖 5-17 PWM 控制電壓觀察；4%脈波加載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

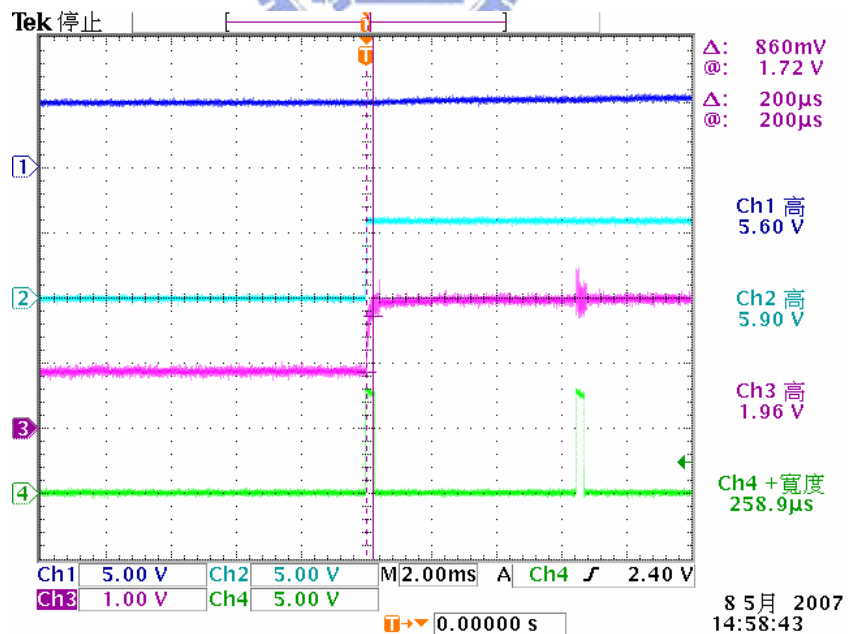


圖 5-18 PWM 控制電壓觀察；4%脈波加載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

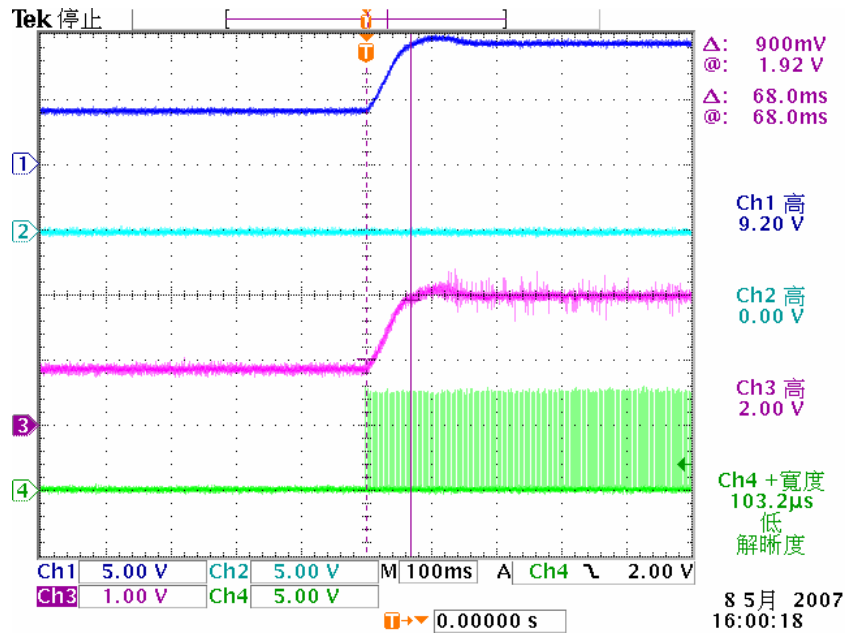


圖 5-19 PWM 控制電壓觀察；5%脈波加載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

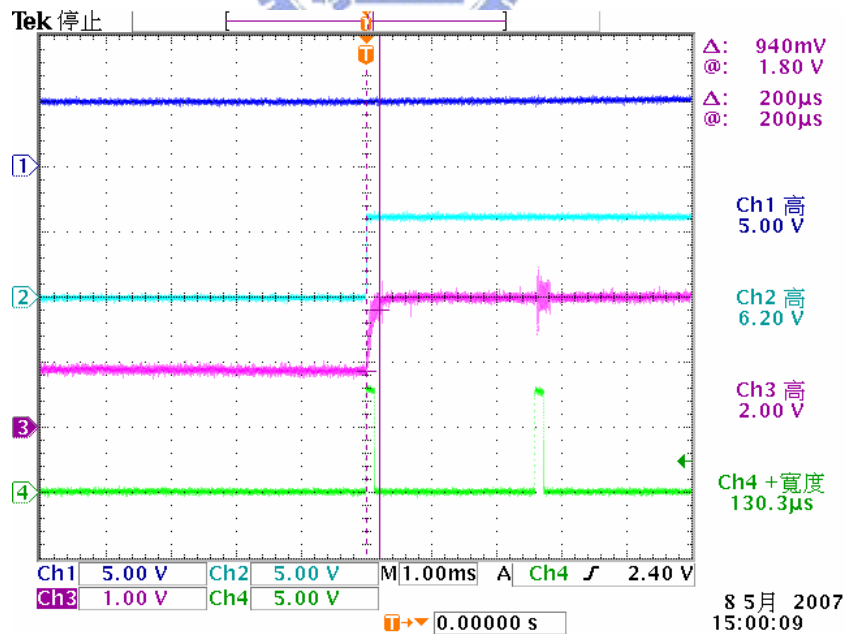


圖 5-20 PWM 控制電壓觀察；5%脈波加載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

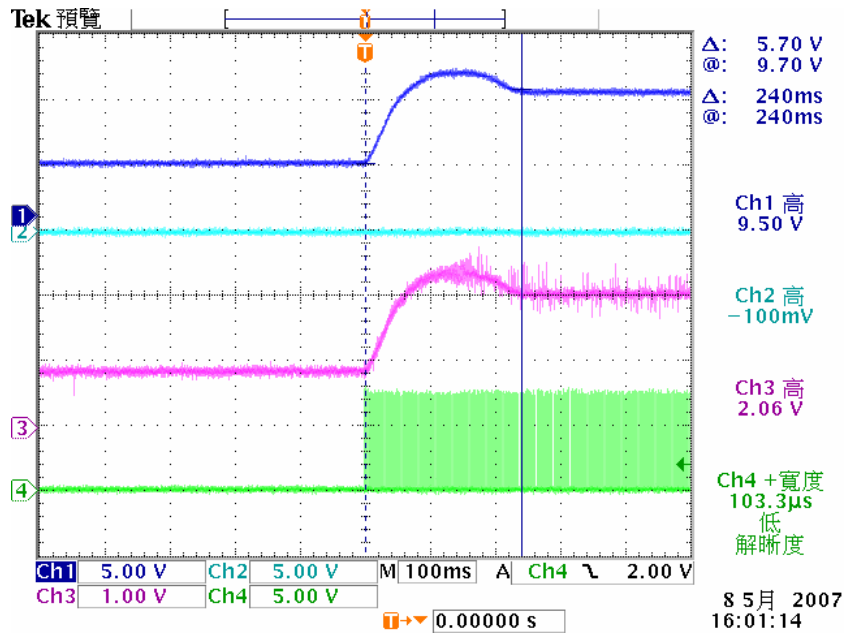


圖 5-21 PWM 控制電壓觀察；6%脈波加載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

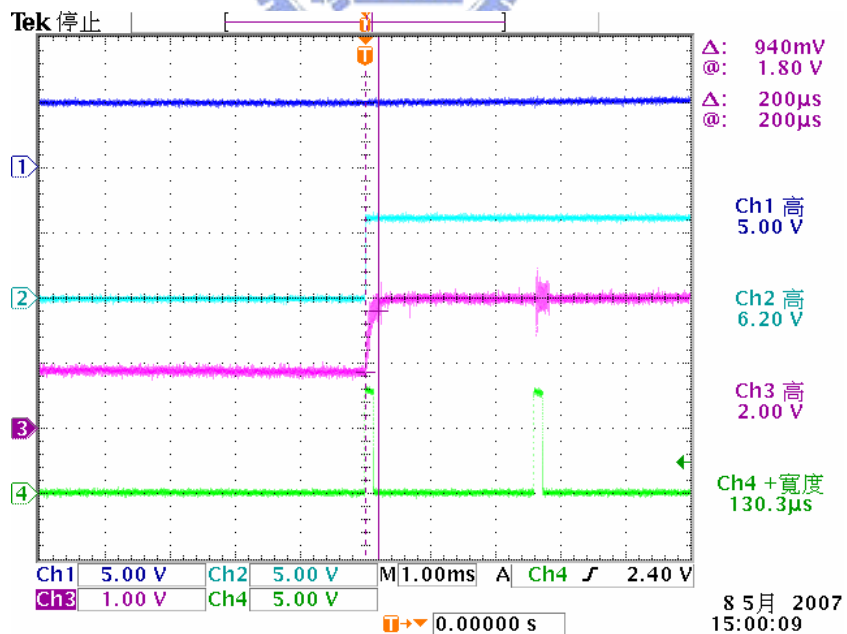


圖 5-22 PWM 控制電壓觀察；6%脈波加載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射啟動

■ 測試項目二：PWM 控制電壓比較(行波管輻射結束)

圖 5-23 至 5-34 為測試 1~6%行波管輻射結束時之 PWM 控制電壓(V_c)變動情形，從測試波形觀察可以發現無前饋補償器時，在行波管輻射結束瞬間將往負電壓走，之後在正電壓與負電壓中擺盪，經過幾次擺盪後才回到高壓穩態值，此時之 PWM 信號呈現一開一關狀態，輸出電壓會呈現上下擺盪現象。當有前饋補償器時，其 PWM 控制電壓快速回到高壓狀態之電壓值，而不會上下變動，這意謂 PWM 信號將快速調整回高壓狀態時所需之寬度，避免輸出電壓的變動，相關測試結果整理於表 5-2。

表 5-2 PWM 控制電壓比較(行波管輻射結束)

工作比	無前饋補償			有前饋補償			
	V_{ea}	V_c 下降時間	波形圖	V_{ea}	V_{ff}	V_c 下降時間	波形圖
1%	-12V	-0.48V (400ms)	圖 5-23	4.9V	0V	0.86V (200us)	圖 5-24
2%	-12V	-0.48V (352ms)	圖 5-25	4.9V	0V	0.86V (200us)	圖 5-26
3%	-12V	-0.48V (304ms)	圖 5-27	4.9V	0V	0.86V (200us)	圖 5-28
4%	-12V	-0.48V (280ms)	圖 5-29	4.9V	0V	0.86V (200us)	圖 5-30
5%	-12V	-0.48V (252ms)	圖 5-31	4.9V	0V	0.86V (200us)	圖 5-32
6%	-12V	-0.48V (244ms)	圖 5-33	4.9V	0V	0.86V (200us)	圖 5-34

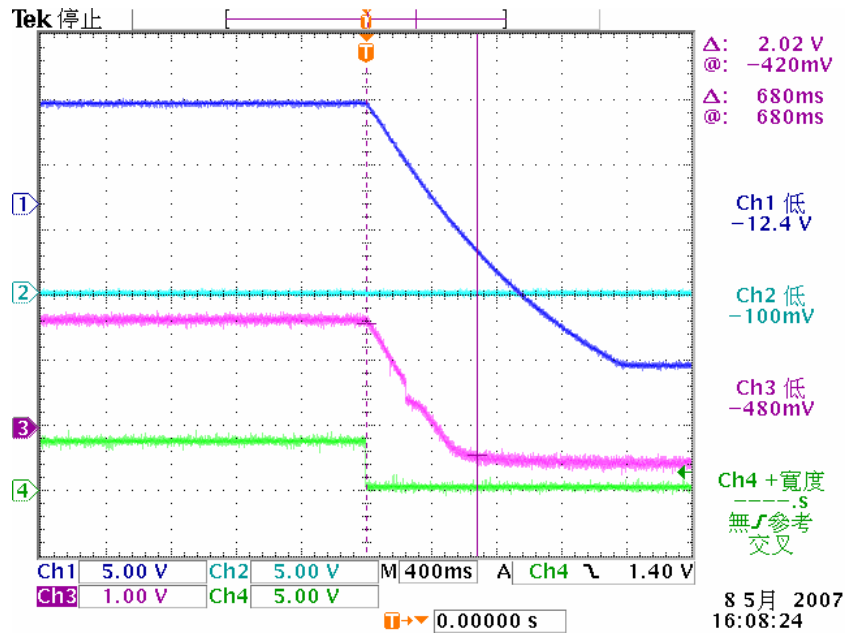


圖 5-23 PWM 控制電壓觀察；1%脈波離載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

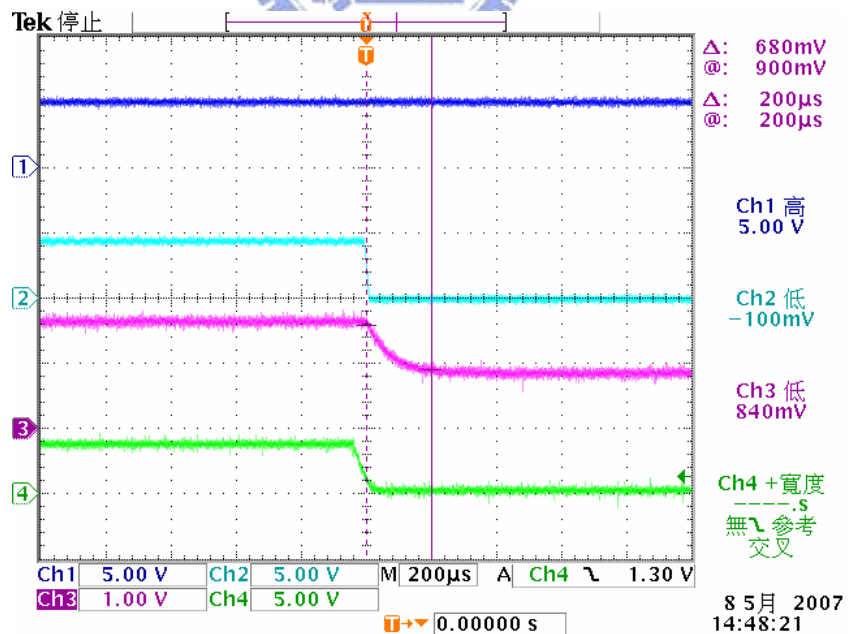


圖 5-24 PWM 控制電壓觀察；1%脈波離載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

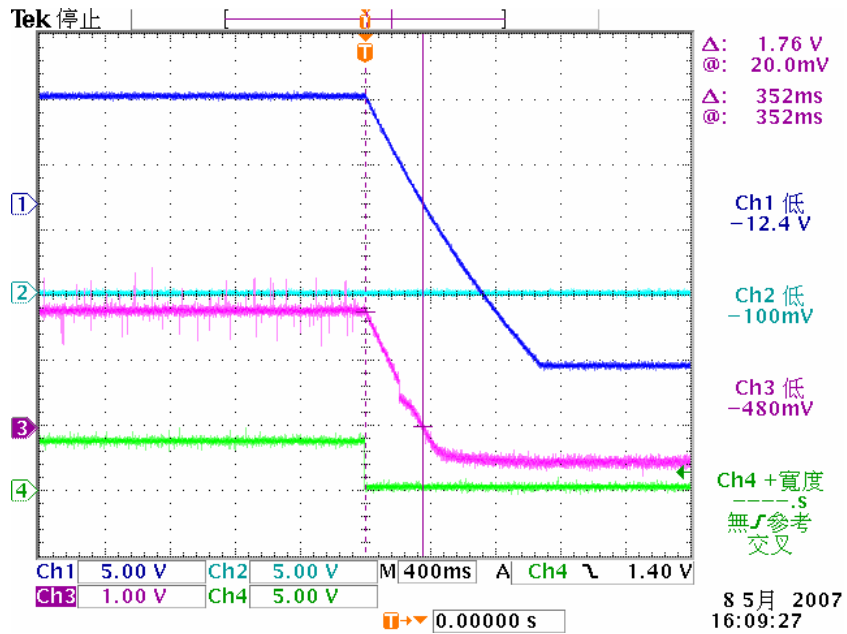


圖 5-25 PWM 控制電壓觀察；2%脈波離載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

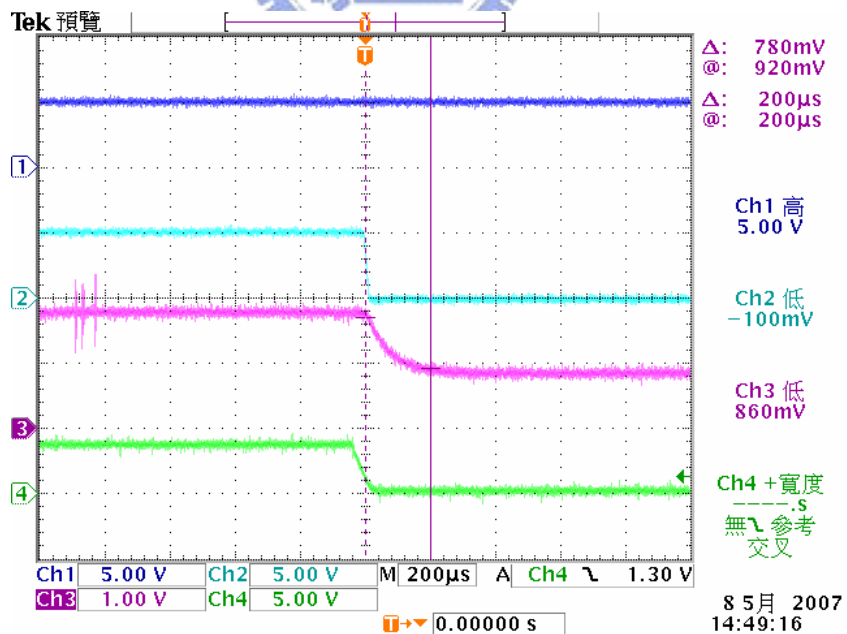


圖 5-26 PWM 控制電壓觀察；2%脈波離載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

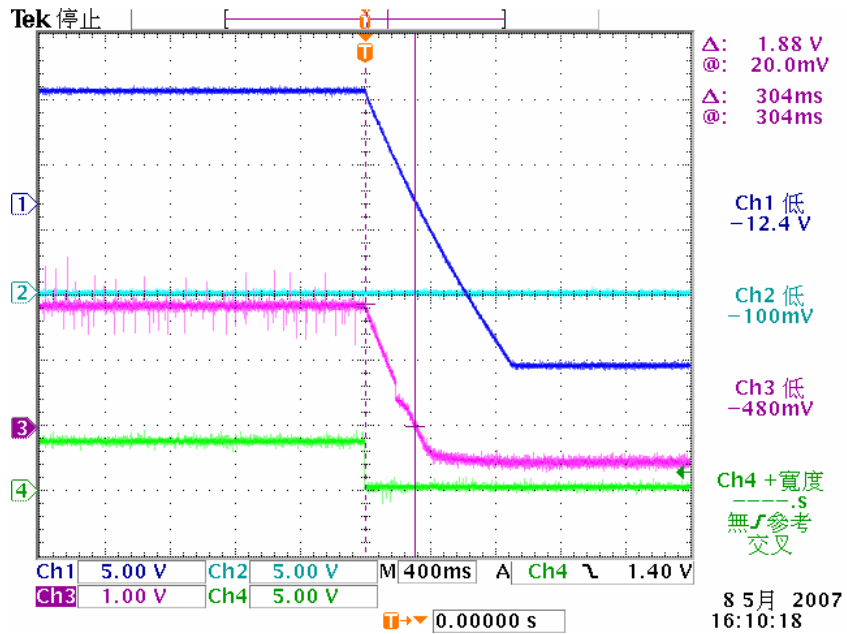


圖 5-27 PWM 控制電壓觀察；3%脈波離載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

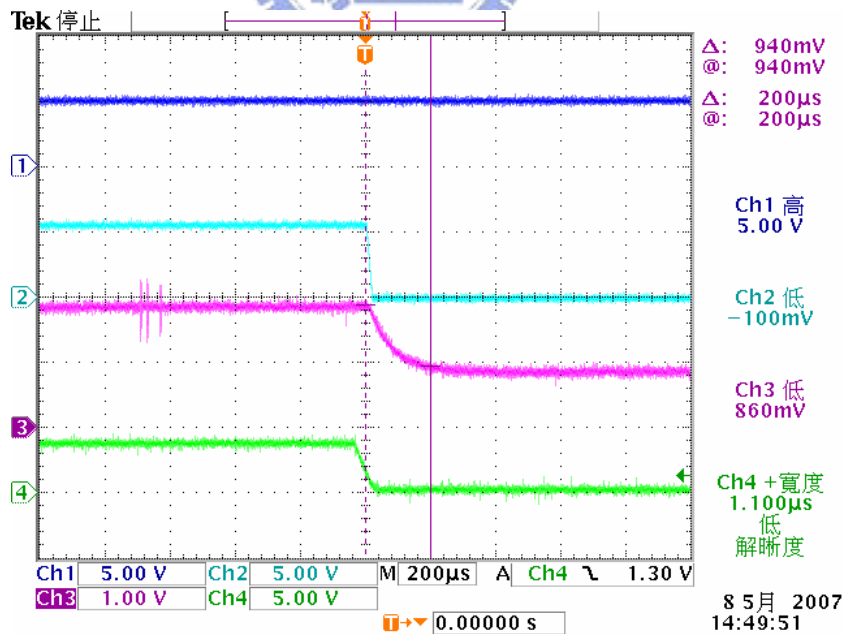


圖 5-28 PWM 控制電壓觀察；3%脈波離載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

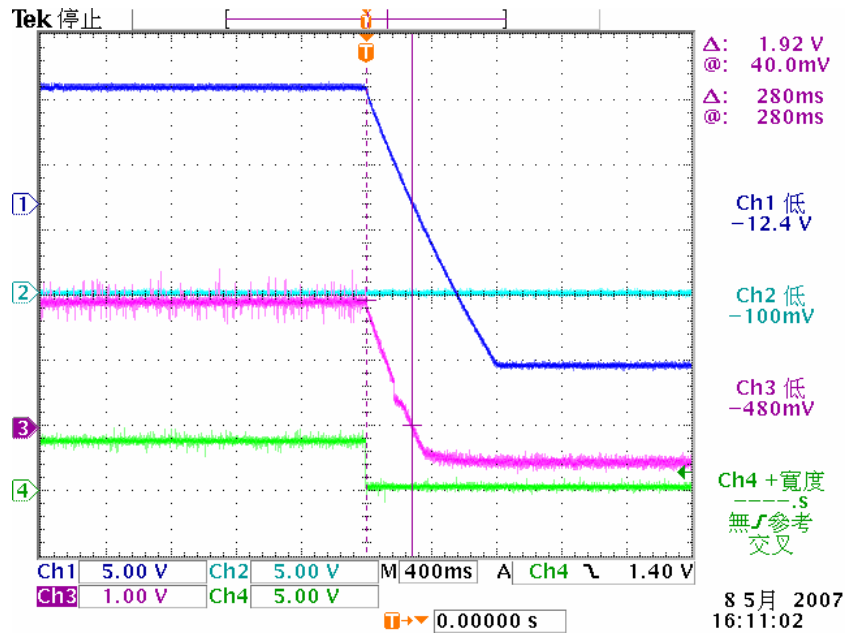


圖 5-29 PWM 控制電壓觀察；4%脈波離載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

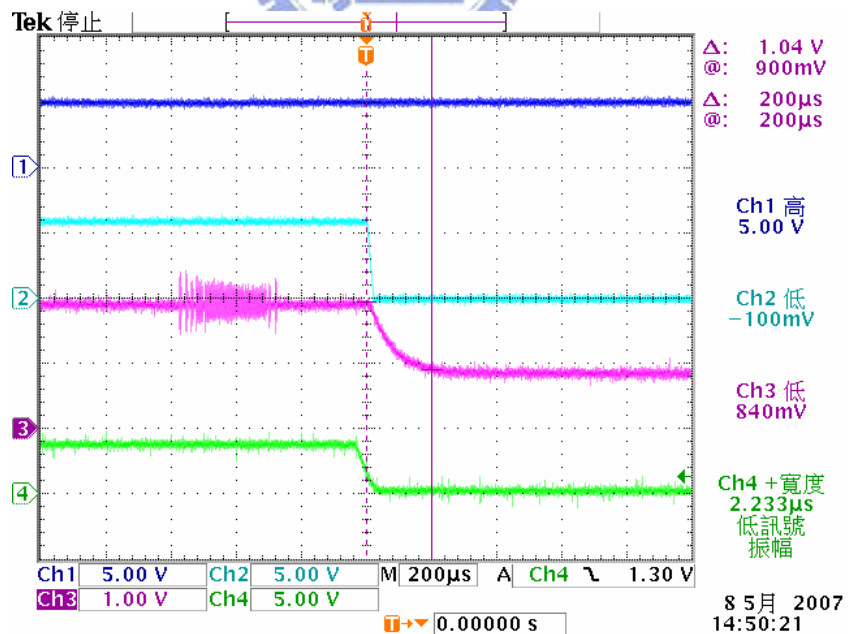


圖 5-30 PWM 控制電壓觀察；4%脈波離載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

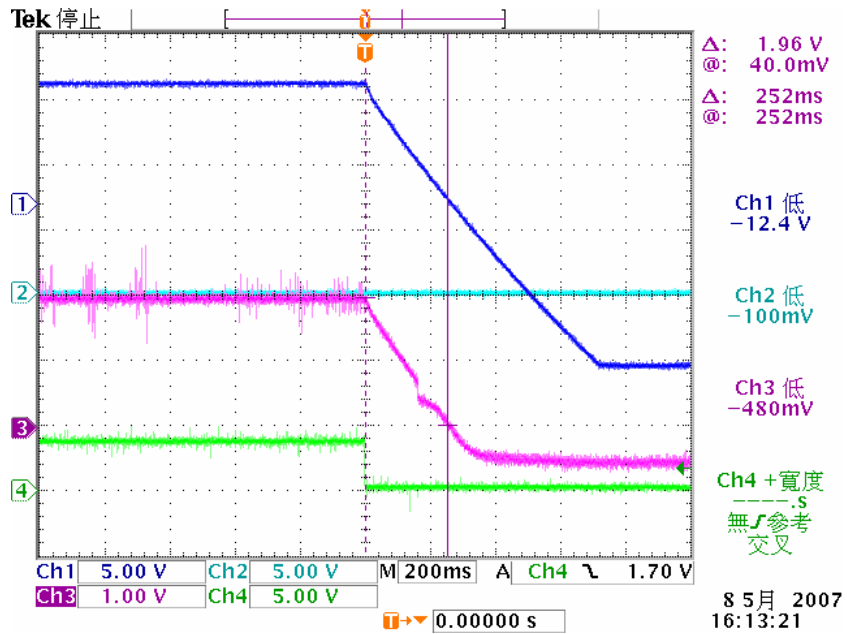


圖 5-31 PWM 控制電壓觀察；5%脈波離載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

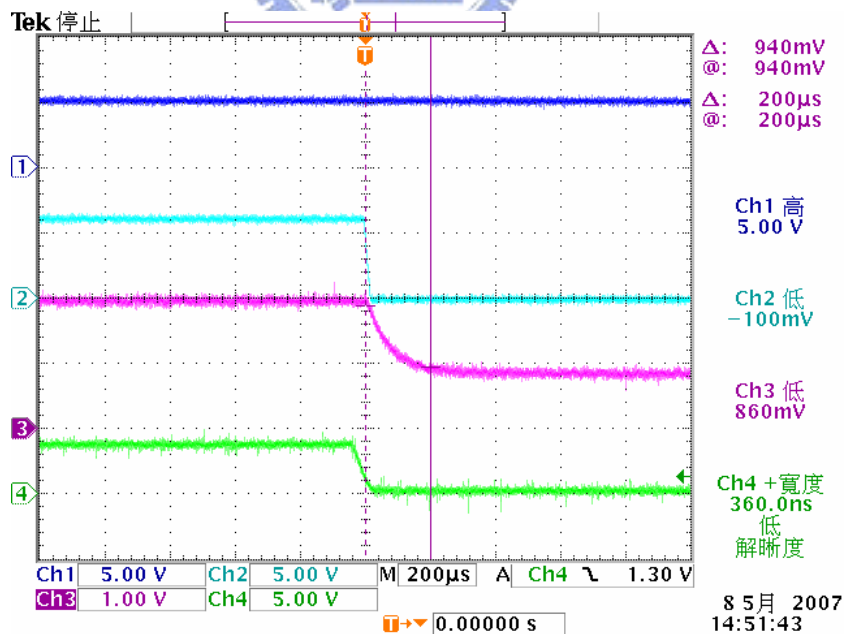


圖 5-32 PWM 控制電壓觀察；5%脈波離載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

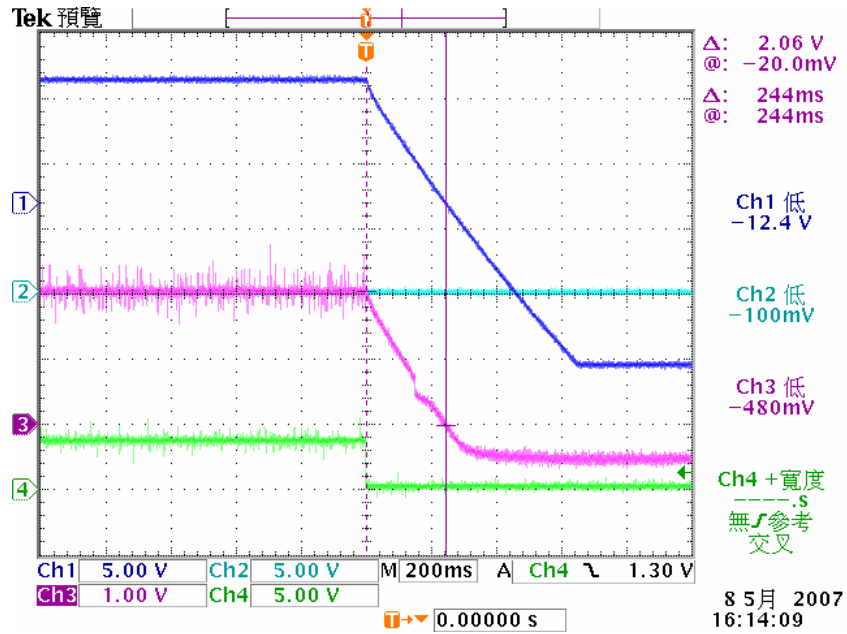


圖 5-33 PWM 控制電壓觀察；6%脈波離載；無前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

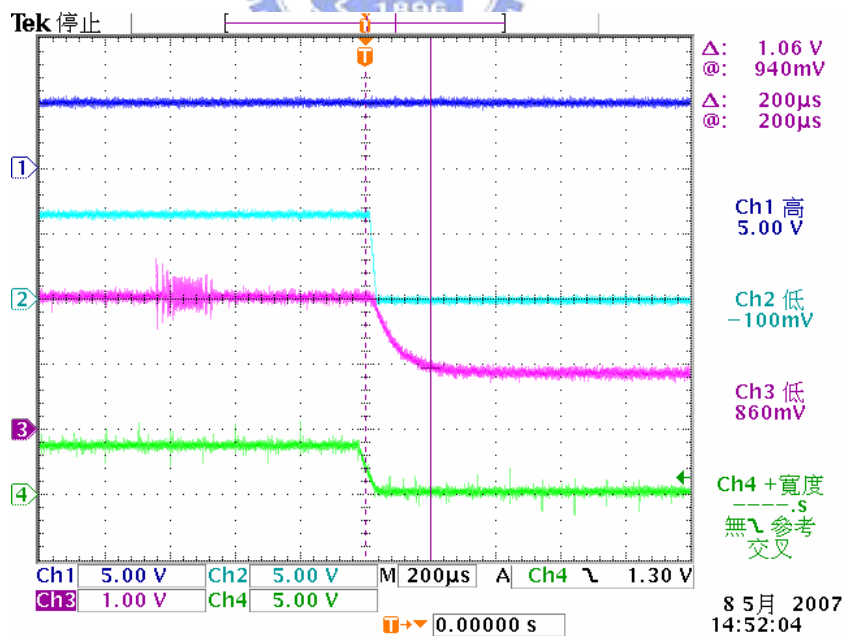


圖 5-34 PWM 控制電壓觀察；6%脈波離載；前饋補償

CH1：高壓回授誤差信號 V_{ea} CH2：前饋補償輸出電壓 V_{ff}

CH3：PWM 控制電壓 V_c CH4：行波管輻射關閉

■ 測試項目三：輸出電壓變動比較(行波管輻射啟動)

圖 5-35 至 5-46 為測試 1~6%行波管輻射啟動時之輸出電壓變動幅度，從測試波形觀察，無前饋補償器時之輸出電壓壓降甚大，從 1%的 807V 至 6%的 4266V，此乃因其一次側電感電流上升緩慢(超過 60ms 以上)，無法立即補足高壓側儲能電容被行波管所抽取的能量所致。反觀當加入前饋補償器後，由於快速提昇 PWM 控制電壓(Vc)至對應輻射工作比的穩態值，使得一次側電感電流亦快速到達對應的穩態平均電流值(小於 1ms)，因此能對高壓側儲能電容快速儲能，使得輸出電壓壓降大幅的降低，最高為 6%的 920V。相關測試結果整理於表 5-3。

表 5-3 輸出電壓變動比較(行波管輻射啟動)

工作比	無前饋補償			有前饋補償		
	輸出電壓壓降	電感電流上升時間	波形圖	輸出電壓壓降	電感電流上升時間	波形圖
1%	807V	90A(peak) 150ms	圖 5-35	30V	50A < 1ms	圖 5-36
2%	1388V	140A(peak) 100ms	圖 5-37	200V	80A < 1ms	圖 5-38
3%	1890V	160A(peak) 80ms	圖 5-39	340V	110A < 1ms	圖 5-40
4%	2651V	200A(peak) 74ms	圖 5-41	800V	140A < 1ms	圖 5-42
5%	2880V	220A(peak) 68ms	圖 5-43	890V	160A < 1ms	圖 5-44
6%	4266V	250A(peak) 68ms	圖 5-45	920V	180A < 1ms	圖 5-46

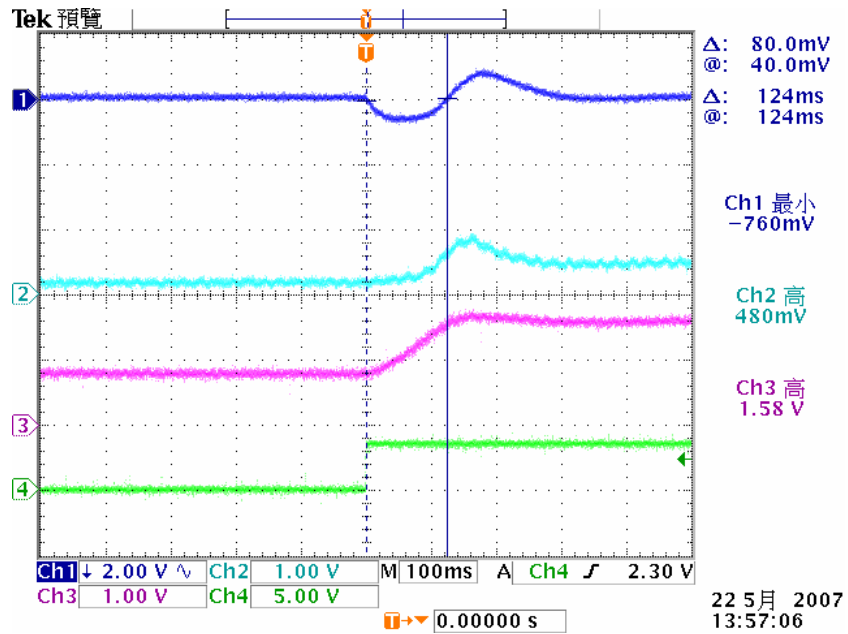


圖 5-35 輸出電壓變動觀察；1%脈波加載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

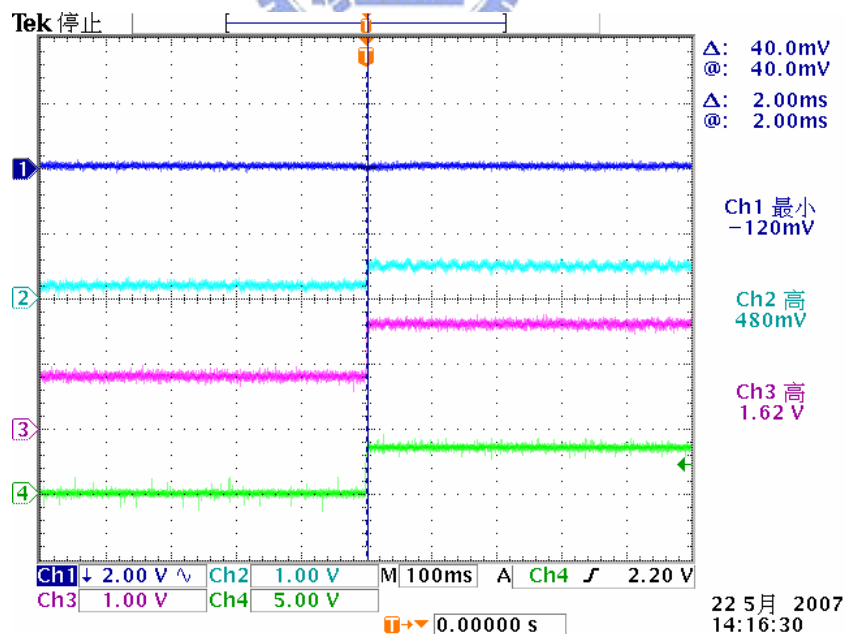


圖 5-36 輸出電壓變動觀察；1%脈波加載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

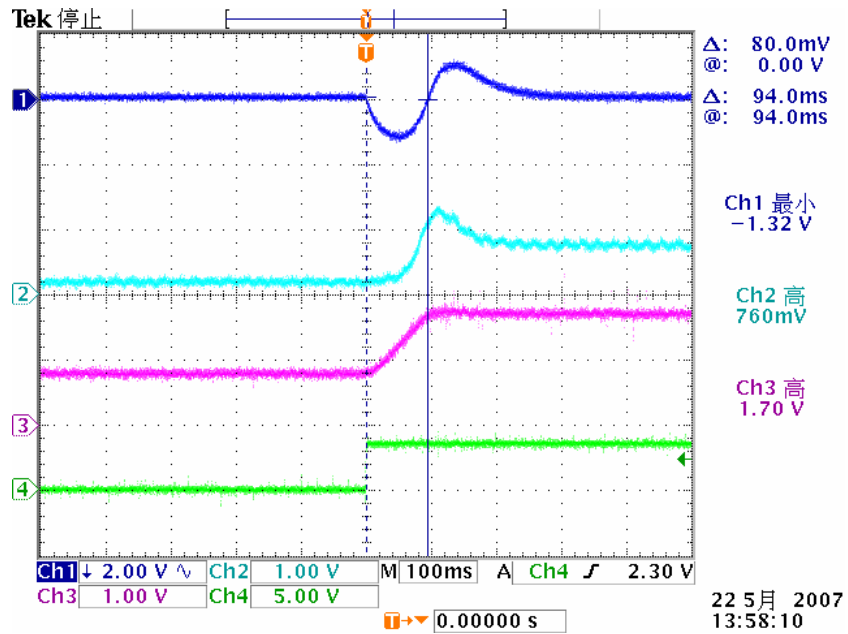


圖 5-37 輸出電壓變動觀察；2%脈波加載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

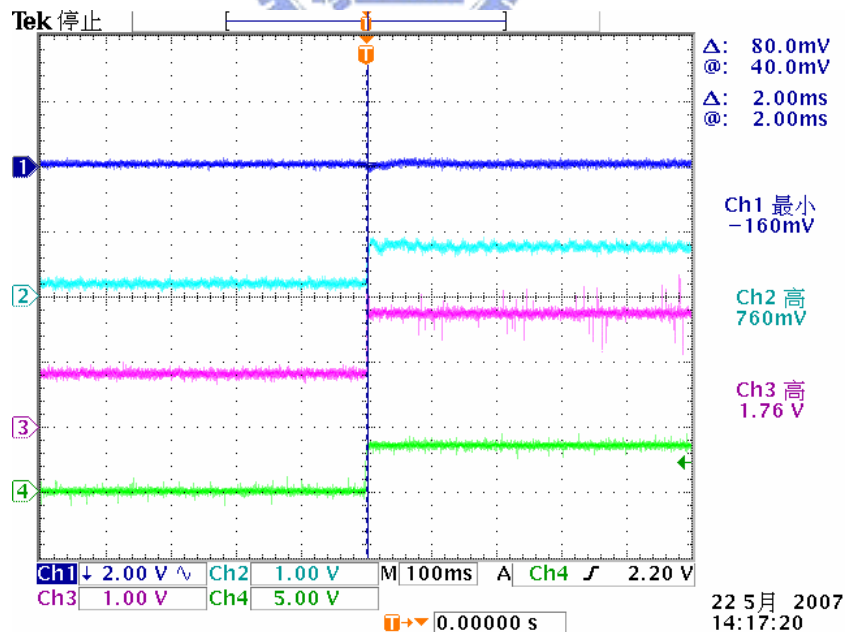


圖 5-38 輸出電壓變動觀察；2%脈波加載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

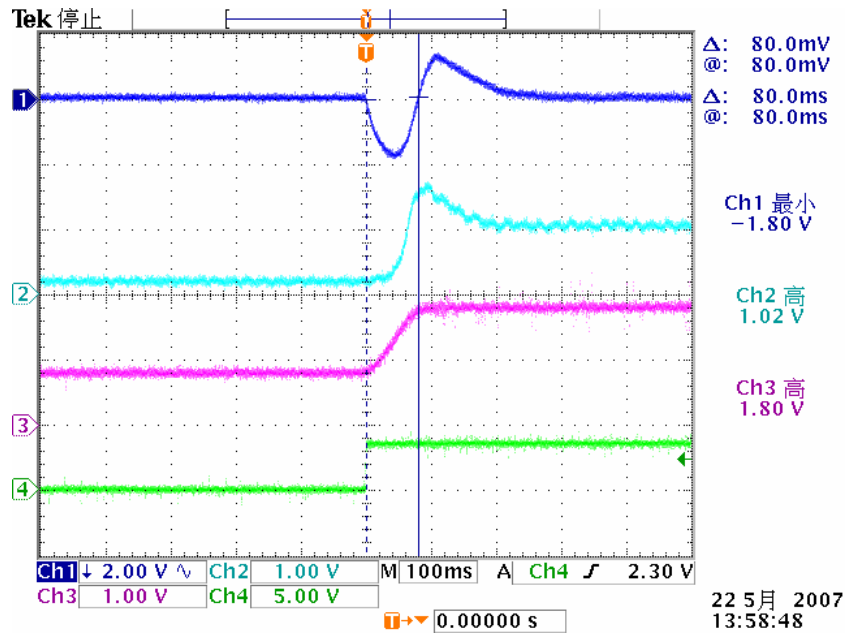


圖 5-39 輸出電壓變動觀察；3%脈波加載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

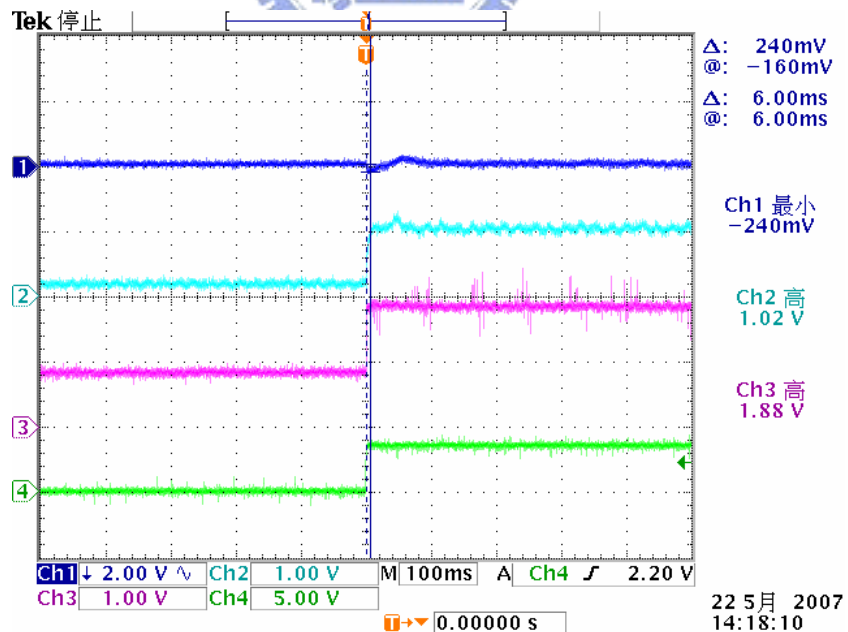


圖 5-40 輸出電壓變動觀察；3%脈波加載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

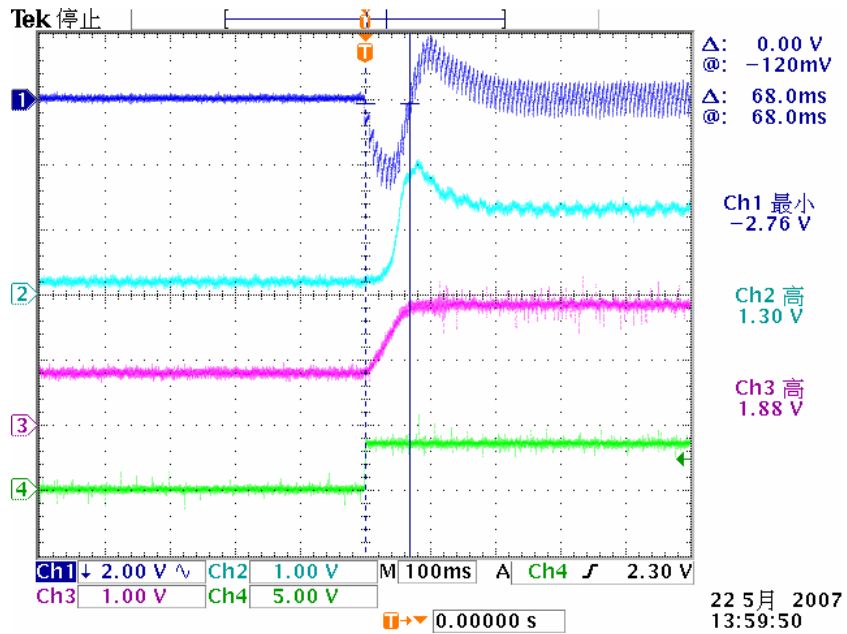


圖 5-41 輸出電壓變動觀察；4%脈波加載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

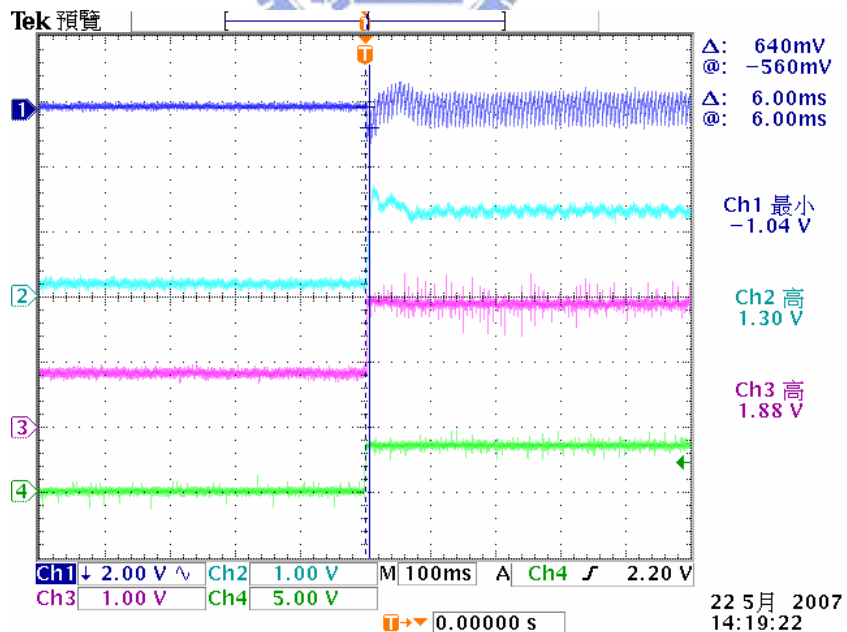


圖 5-42 輸出電壓變動觀察；4%脈波加載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

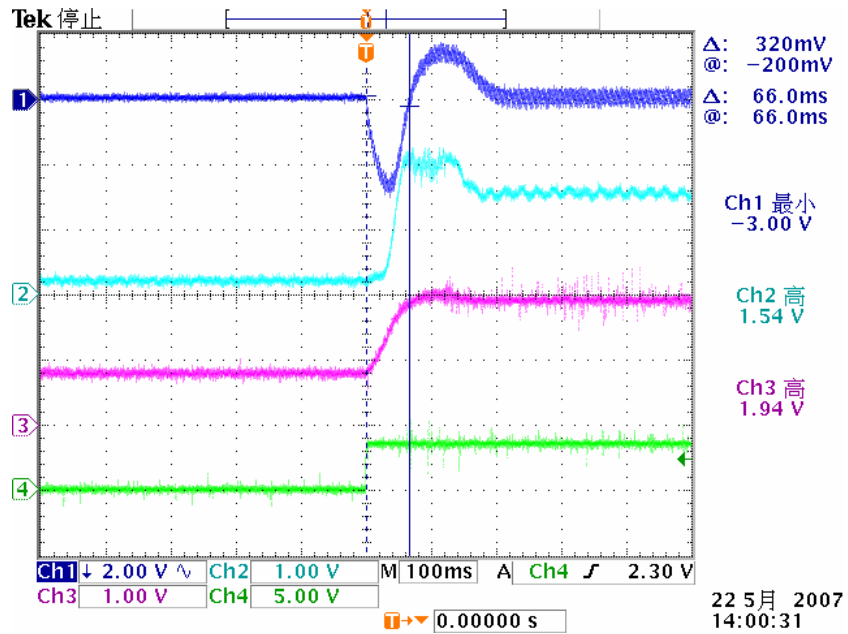


圖 5-43 輸出電壓變動觀察；5%脈波加載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

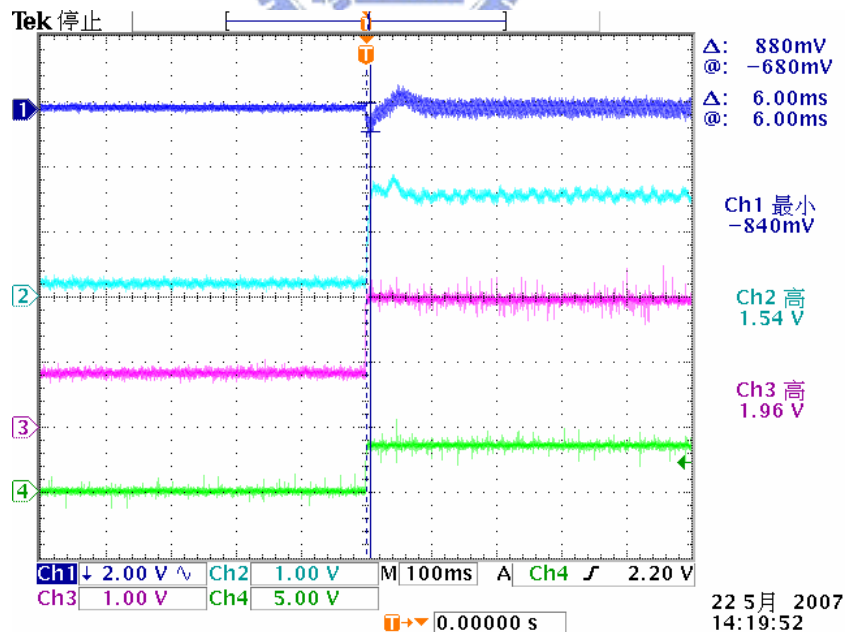


圖 5-44 輸出電壓變動觀察；5%脈波加載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

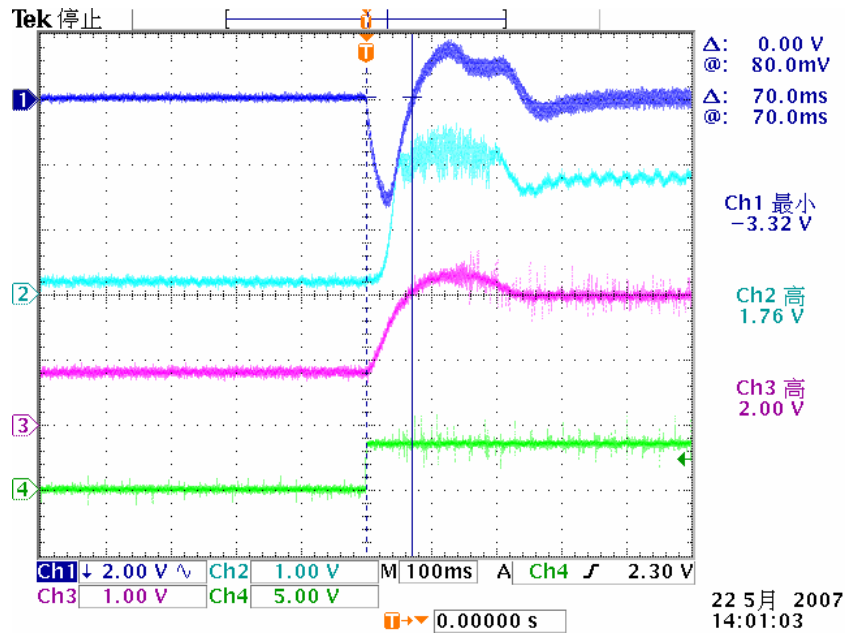


圖 5-45 輸出電壓變動觀察；6%脈波加載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

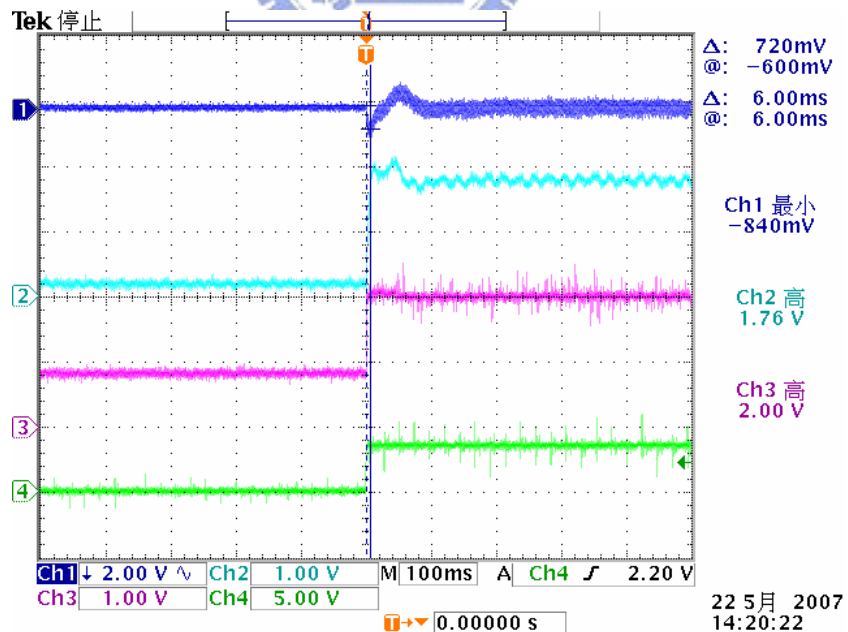


圖 5-46 輸出電壓變動觀察；6%脈波加載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射啟動

■ 測試項目四：輸出電壓變動比較(行波管輻射結束)

圖 5-47 至 5-58 為測試 1~6%行波管輻射結束時之輸出電壓變動幅度，從測試波形觀察，無前饋補償器時之輸出電壓反向上升，最大將高達 2075V(6%)，且由於其 PWM 控制電壓在正負之間擺盪，因此輸出電壓也將呈現擺盪，且須經一段時間後才穩定，其原因為 PWM 一開一關所造成。反觀當加入前饋補償器後，其 PWM 控制電壓快速回到高壓狀態下的穩態值，因此輸出電壓變動獲得非常好的改善效果。相關測試結果列於表 5-4。

表 5-4 輸出電壓變動比較(行波管輻射結束)

工作比	無前饋補償			有前饋補償		
	輸出電壓升幅	電感電流下降時間	波形圖	輸出電壓升幅	電感電流下降時間	波形圖
1%	460V	196ms	圖 5-47	30V	< 1ms	圖 5-48
2%	807V	212ms	圖 5-49	40V	< 1ms	圖 5-50
3%	980V	194ms	圖 5-51	50V	< 1ms	圖 5-52
4%	1441V	176ms	圖 5-53	150V	< 1ms	圖 5-54
5%	1844V	164ms	圖 5-55	100V	< 1ms	圖 5-56
6%	2075V	156ms	圖 5-57	100V	< 1ms	圖 5-58

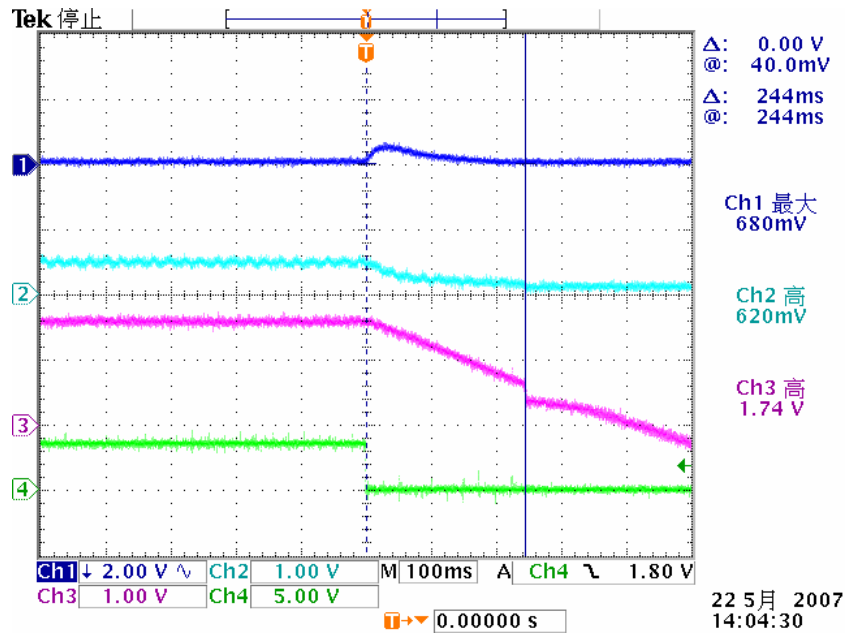


圖 5-47 輸出電壓變動觀察；1%脈波離載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

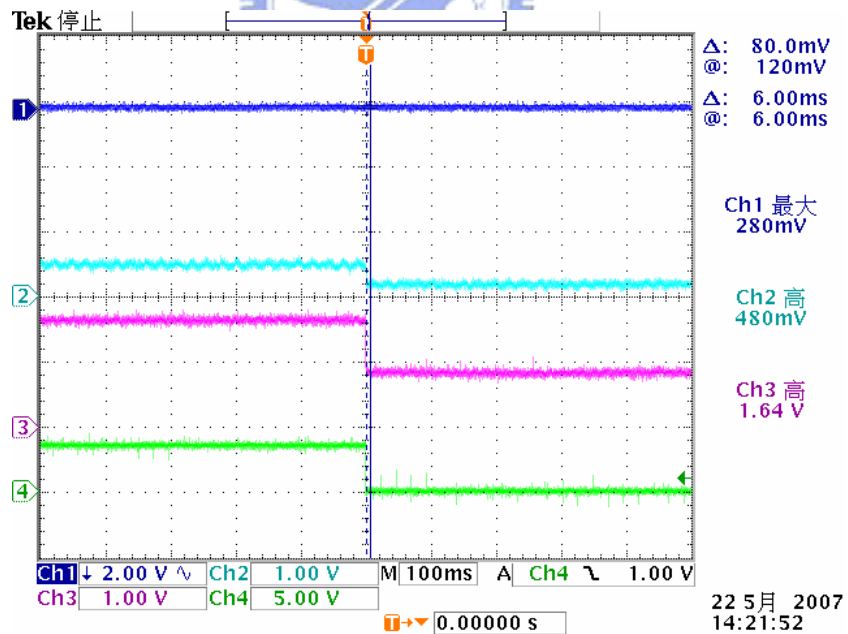


圖 5-48 輸出電壓變動觀察；1%脈波離載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

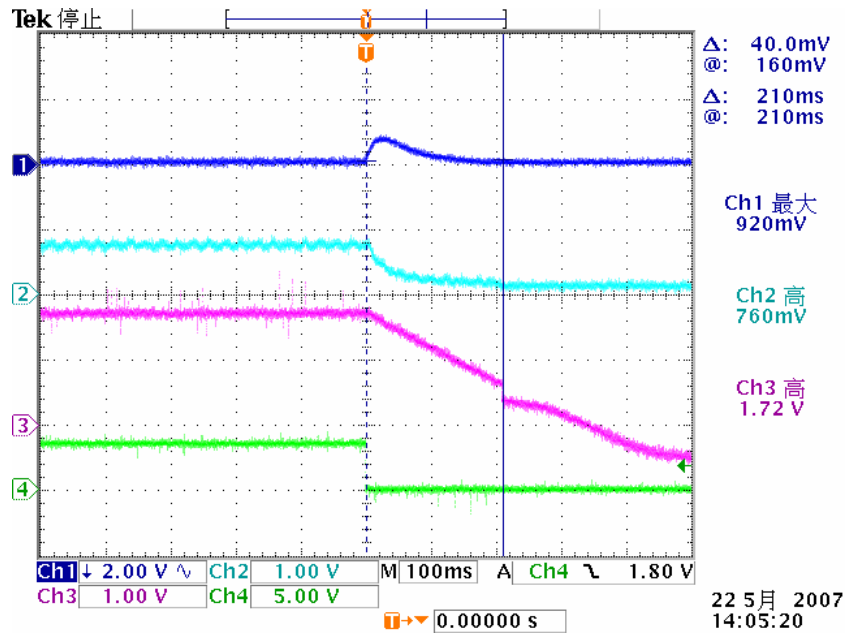


圖 5-49 輸出電壓變動觀察；2%脈波離載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

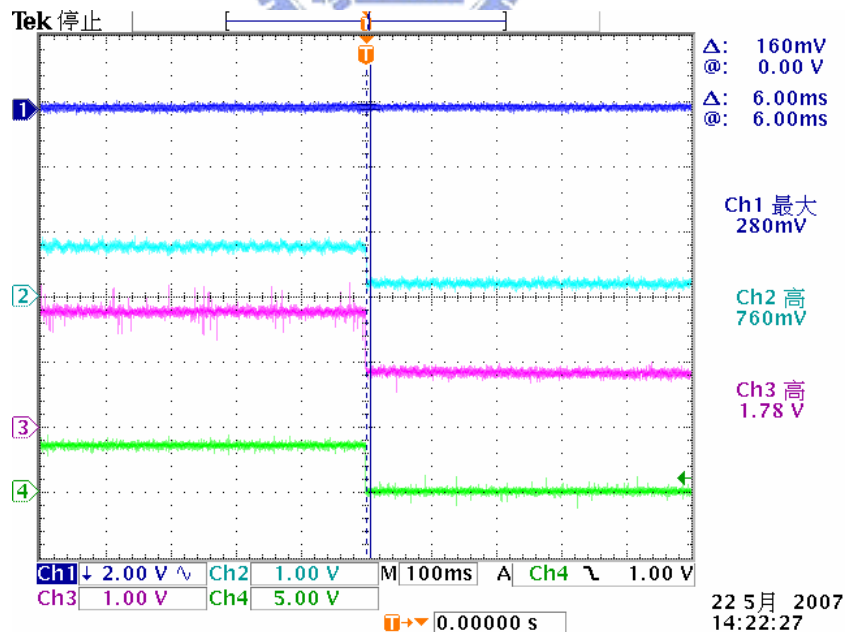


圖 5-50 輸出電壓變動觀察；2%脈波離載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

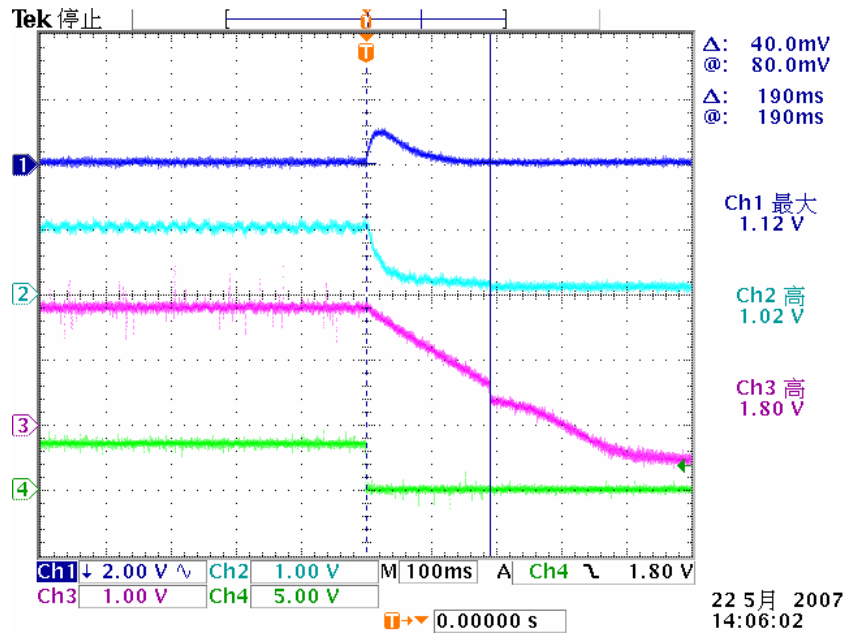


圖 5-51 輸出電壓變動觀察；3%脈波離載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

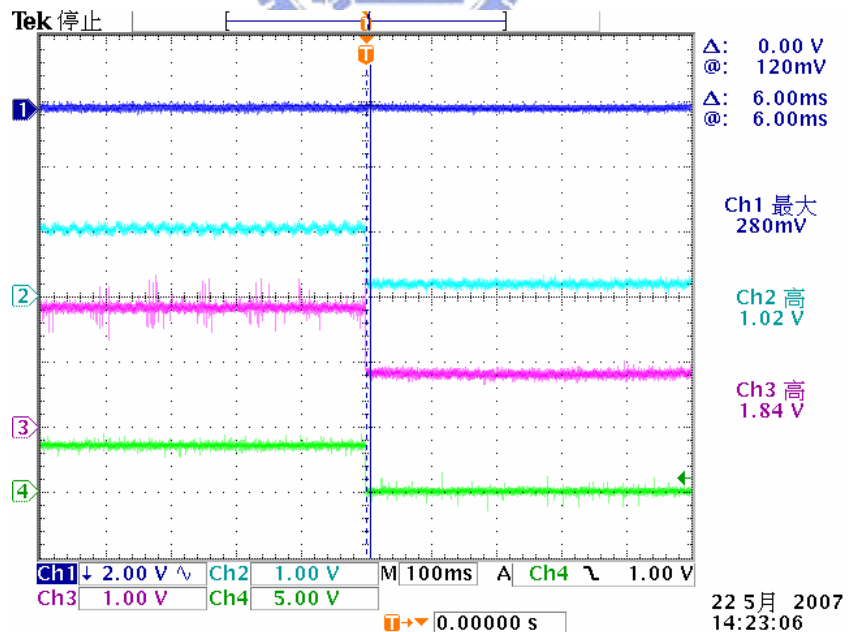


圖 5-52 輸出電壓變動觀察；3%脈波離載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

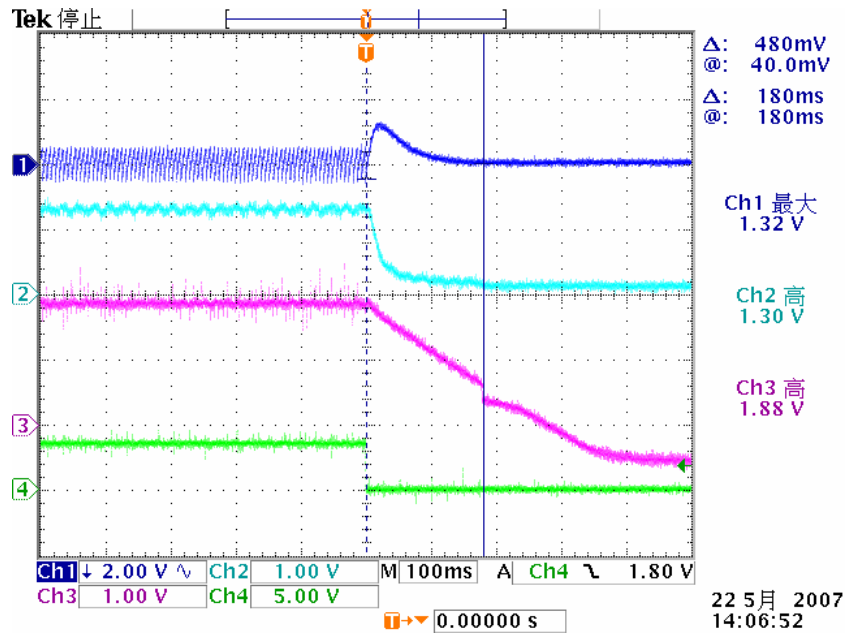


圖 5-53 輸出電壓變動觀察；4%脈波離載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

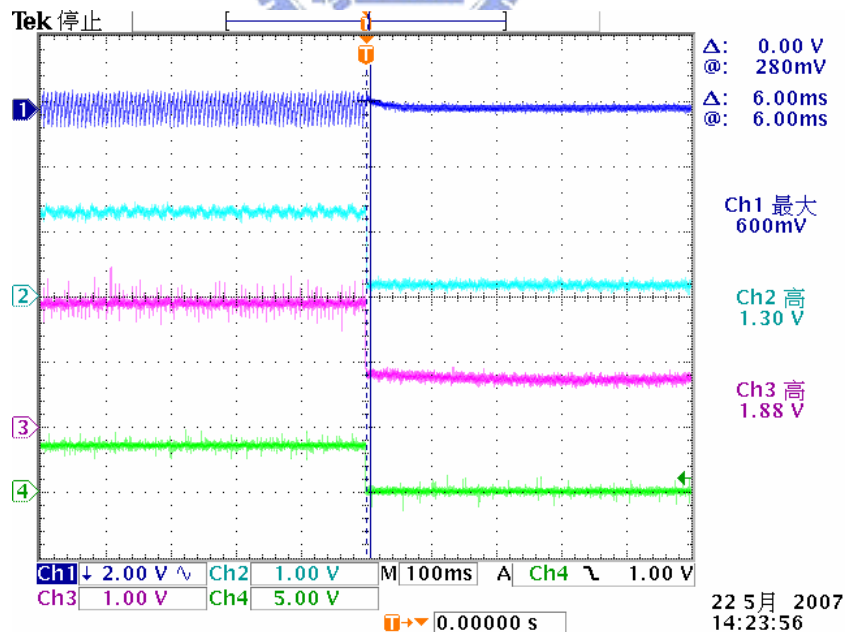


圖 5-54 輸出電壓變動觀察；4%脈波離載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

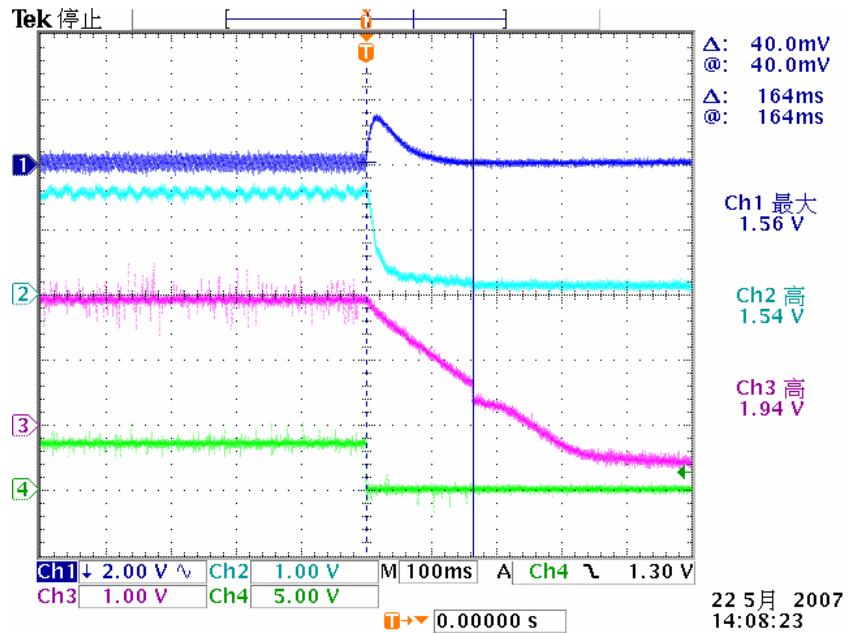


圖 5-55 輸出電壓變動觀察；5%脈波離載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

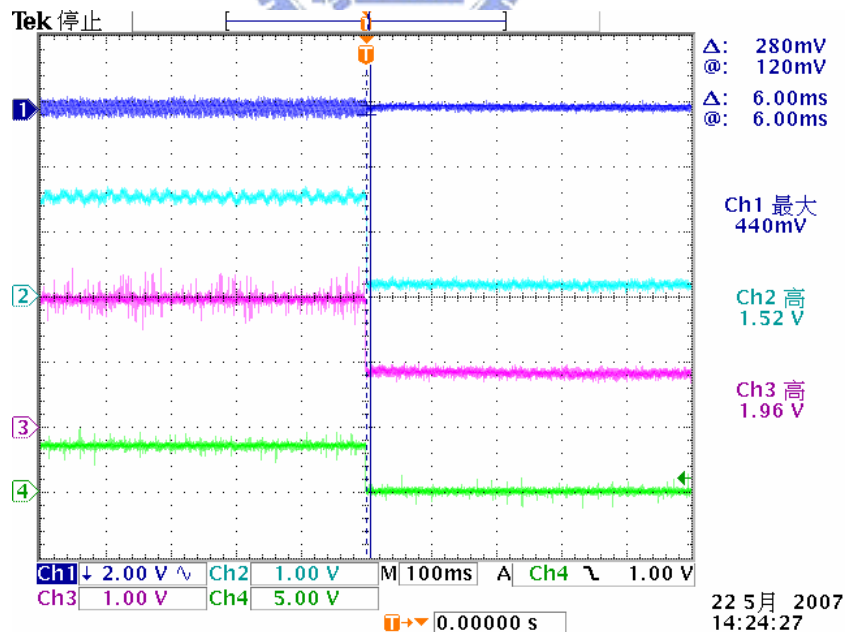


圖 5-56 輸出電壓變動觀察；5%脈波離載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

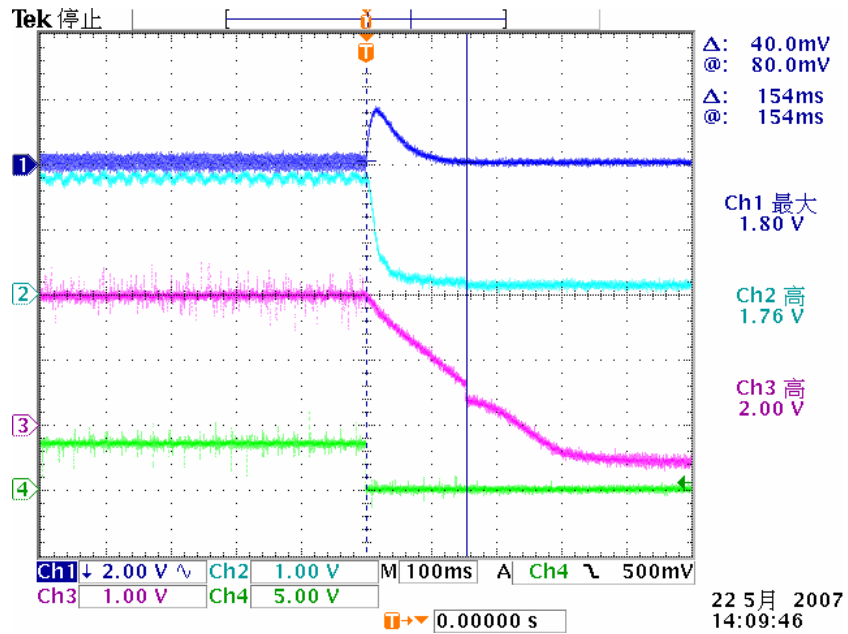


圖 5-57 輸出電壓變動觀察；6%脈波離載；無前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

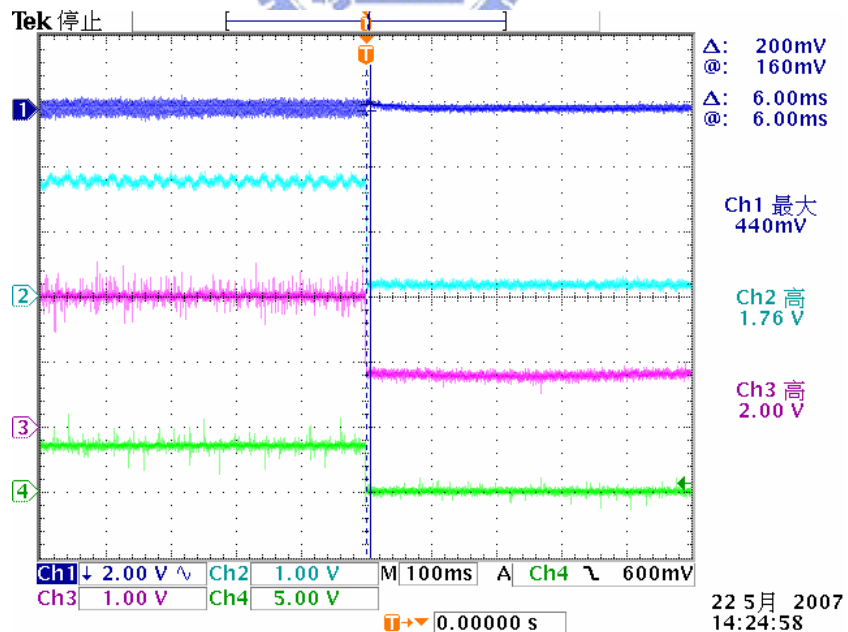


圖 5-58 輸出電壓變動觀察；6%脈波離載；前饋補償

CH1：輸出電壓 V_o' (1V：1153V)

CH3：PWM 控制電壓 V_c

CH2：一次側電感電流 i_{L1} (0.01V/1A)

CH4：行波管輻射關閉

為方便比較分析，將測試的數據繪製成直線圖，圖 5-59 為行波管輻射啟動瞬間之輸出電壓壓降比較圖，圖 5-60 為行波管輻射結束瞬間之輸出電壓壓升比較圖，從圖中可看出加入前饋補償器後，輸出電壓壓降、電壓上升均大幅降低，由以上測試結果充分驗證前饋補償器可有效降低行波管輻射啟動及結束瞬間造成電壓巨幅變動的問題。

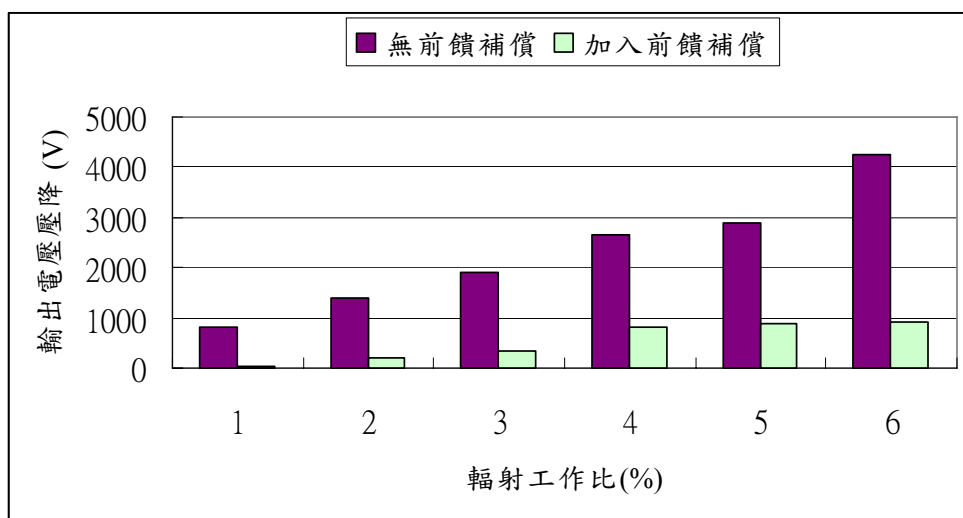


圖 5-59 行波管輻射啟動瞬間之輸出電壓壓降比較

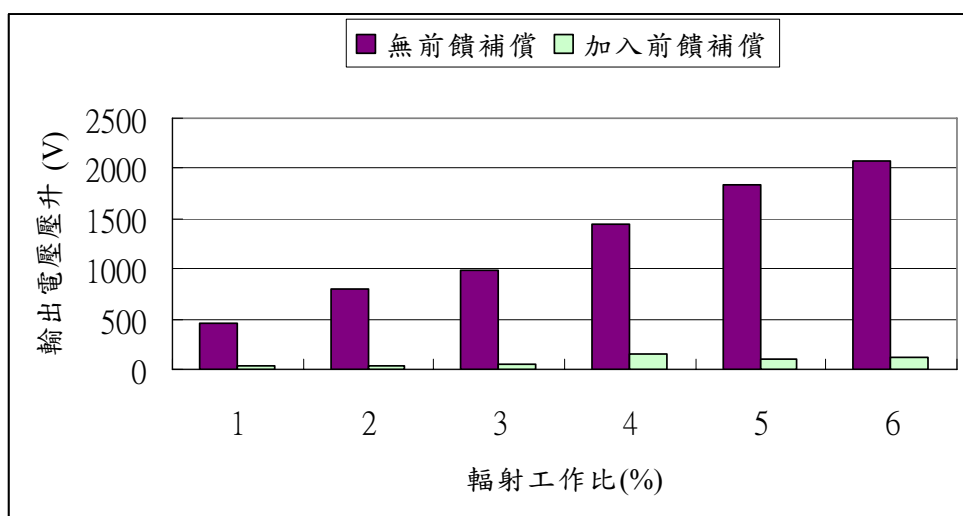


圖 5-60 行波管輻射結束瞬間之輸出電壓壓升比較

第六章 結論

本論文使用前饋補償控制方法，以及以負載工作模式為導向的設計方式，在負載變化的同時，提供相對應的補償控制量，彌補了原電壓控制迴路電壓誤差修正時間太長而導致暫態響應緩慢的問題，有效解決了高壓電源供應器的輸出電壓，因行波管輻射加載及離載瞬間，電壓偏動過大及回復穩態時間過長的問題，這在第五章的測試結果可充分獲得驗證。

在模擬分析方面，以 Matlab/Simulink 軟體所建立的小信號電路模型，可幫助瞭解原控制器的設計取向以及性能限制所在，另外對於前饋補償電路的設計初期提供模擬分析的環境，以驗證設計方法是否符合設計需求。

電路的實現則採用 FPGA 單晶化設計，大大的縮小了硬體空間，再者使用 VHDL 硬體語言描述的設計方式，可使設計的時程大幅縮短，使得實驗過程更加方便及易於修改，且設計出來的電路有保密性，具有保護智慧財產權之功能。

目前本論文所採用的高壓電源穩壓控制為電壓模式之 PWM 控制，未來希望能加入具有斜率補償的平均電流模式控制(Average Current Mode)，這種方式，可使一次側電感電流迴路較快於輸出電壓迴路的電壓誤差信號，較能適應脈衝型負載電流的穩壓控制。

在高壓電源電路模擬模型建構部分，本論文目前並未將四極管模型加入其中，另外陰極電壓準位亦設為接地零電壓，是假設四極管能將陰極電壓完全穩住而不偏動的前提，事實上行波管操作在高輻射工作比時仍會變動，因此電路模型若能加入上述兩項考量，則模擬的結果更能接近真實情形。

另外前饋補償，是依據 1~6%輻射模式的行波管平均工作電流，分別調整相對應的可變電阻 $Vr1\sim Vr6$ 來設定其補償電壓值，然而不同的行波管，或是不同的柵極電壓下，其工作電流亦會隨之變動，此時的前饋補償電壓值則不再是最佳數值，需要再重新調整設定，因此基於該項功能考量，因此未來的前饋補償電路，可朝具有自動調整功能的方向設計。

參考文獻

- [1] L. Sivan, "Microwave tube transmitters," Chapman and Hall London, 1994
- [2] J. W. Hansen, G. A. Lange, A. S. Rostad, R. L. Woods, "HUGHES Aircraft Company Electron Dynamics Division Applications Note System Aspects of Communications TWTs or How to Deal With the Tube Manufacturer to your Best Advantage," HUGHES Inc., August 1982
- [3] D.Y. Ohm, "A PDFF Controller for Tracking Regulation in Motion Control," Proceedings of 18th PCIM Conference, Intelligent Motion, Philadelphia, pp.26-36, Oct.21-26, 1990
- [4] C. J. Kempf, S. Kobayashi, "Disturbance Observer and Feedforward Design for a High-Speed Direct-Drive Positioning Table," IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol 7, pp513-526, Sep. 1999
- [5] R.P. Severn and G.E. Bloom, "Modern DC-to-DC Switch Power Converter Circuits," Van Nostrand Reinhold, New York, 1985
- [6] Lloyd H. Dixon, "Average Current mode control of Switching Power Supplies," Unitrode Application, Vol.3, pp356-359, 1999
- [7] Edde, Byron, "RADAR: principles, technology, applications", Prentice Hall, Inc. New Jersey, 1993.
- [8] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar System", 2nd ed., McGraw-Hill, Book Co., New York, 1980
- [9] Yang F., Roeder L., "Development of a Dual Output Mini TWTs Power Module," Vacuum Electronics Conference, IVEC 2002. Third IEEE International, pp. 200-201, 2002
- [10] Abraham I. Pressman, "Switching Power Supply Design," Mc-Graw-Hill Co. 2/E New York, 1999.
- [11] 許明祥, "行波管高壓電源供應器研製," 輔仁大學電子工程研究所碩士論文, 九十二年

- [12] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, “*Power Electronics Converters, Applications, and Design*,” John Wiley & Sons, Inc. New York, 2001.
- [13] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, “*Fundamentals of Power Electronics Second Edition* ,”
- [14] 梁適安, “交換式電源供給器之理論與實務設計” 全華科技圖書, 八十六年。
- [15] Benjamin C. KUO., “*Automatic Control System – 7th ed.*” Prentice-Hall, Inc. 1995
- [16] George Ellis, “*Control System Design Guide – 3th ed.*” Elsevier Inc. 2004
- [17] N. Vishwanathan, Dr. V. Ramanarayanan “*Average current Mode Control of High Voltage DC Power Supply for Pulsed Load Application*,” Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting, Vol. 2, pp1205-1211, Oct. 2002
- [18] 林傳生, “使用 VHDL 電路設計語言之數位電路設計,” 儒林書局, 九十年
- [19] 胡振華, “VHDL 與 FPGA 設計,” 全華科技圖書, 九十年
- [20] Altera Inc., Quartus II VHDL Manual