

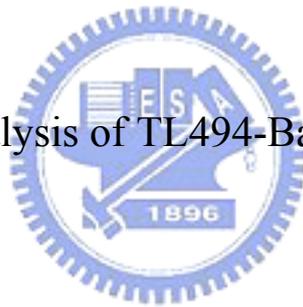
# 國立交通大學

電機資訊學院 電機與控制學程

碩士論文

以 TL494 為架構降壓式電源轉換器之非線性分析

Nonlinear Analysis of TL494-Based Buck Converter



研究生：胥文宗

指導教授：廖德誠 教授

中華民國九十五年七月

# 以 TL494 為架構降壓式電源轉換器之非線性分析

## Nonlinear Analysis of TL494-Based Buck Converter

研究生：胥文宗

Student : Wen-Tsung Hsu

指導教授：廖德誠

Advisor : Der-Cherng Liaw

國立交通大學

電機資訊學院 電機與控制學程



Submitted to Degree Program of Electrical Engineering and Computer Science  
College of Electrical Engineering and Computer Science  
National Chiao Tung University  
in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Master of Science  
In  
Electrical and Control Engineering  
July 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年七月

# 以 TL494 為架構降壓式電源轉換器之非線性分析

學生：胥文宗

指導教授：廖德誠 教授

國立交通大學電機資訊學院 電機與控制學程(研究生)碩士班

## 摘 要

本論文以一般商業用脈波寬度調變控制 IC TL494 設計及製作降壓型電源轉換器電路，並建立此系統電路之數學模型，以分析此基本的實用電路所可能發生的非線性不穩定現象。本論文之主要目的為探討當降壓型電源轉換器電路之不同系統參數發生改變時，系統平衡點發生分叉現象的條件與參數空間之變化情形。首先應用以取樣資料方法建立電路數學模型，以分析系統之穩定性，接著，建立 Ispice 軟體之降壓電路模型，以模擬各種系統參數發生分叉現象的特性空間；最後，經由實際電路實驗以驗證分叉現象之發生情形。從本論文所提出之分析結果發現，此電路在連續電流導通模式(CCM)與不連續電流導通模式(DCM)下均會發生不穩定之分叉現象，在不同的系統參數之分叉圖中顯示此電路會發生雙週期分叉，而後可能會進入混沌現象。本論文所提出的各種參數之分叉圖將有助於瞭解此系統的穩定區間與發生不穩定條件，對於降壓型電源轉換器之製作將可提供良好的設計參考。

# **Nonlinear Analysis of TL494-Based Buck Converter**

Student : Wen-Tsung Hsu

Adviso : Der-Cherng Liaw

Degree Program of Electrical Engineering Computer Science  
National Chiao Tung University

## **ABSTRACT**

In this thesis, the commercial TL494 PWM IC is used to design and implement the buck converter for studying the nonlinear characteristics of PWM-controlled power circuits. Applying the sampled-data approach, the mathematical model is constructed to analyze the instability dynamics of buck converter. The major goal of this thesis is to study the possible bifurcation phenomena operated in buck converters while the different system parameters vary. Moreover, the bifurcation conditions and the parameter spaces of the system equilibrium points are analyzed and estimated by the numerical simulations and the experimental demonstrations. Via the Ispice simulations, the system stability is studied and the bifurcation diagrams are depicted for the TL494-based buck converter. Finally, the bifurcation phenomena are demonstrated by implimenting the experiments of the practical circuit. According to the analysis results of this thesis, it is observed that the bifurcation behaviors might occur in the operations of the Continuous current Conduction Mode (CCM) and Discontinuous current Conduction Mode (DCM) of the PWM power circuits proposed. The bifurcation diagrams also reveal that the system dynamics might undergo the period-doubling bifurcation as the different system parameters are changed, and possibly enter into the chaos phenomenon. Furthermore, the nonlinear analysis of system dynamics is helpful to understand the stability conditions and domains which will provide the valuable reference to improve the performance of buck converter.

## 誌 謝

在研究所的求學中，首先是學到做事的態度與精神，從各位師長及學長的身上體驗到更宏觀的視野；感謝我的指導教授廖德誠老師，老師教導學生的方式相當細膩，不僅接觸到不同領域，且經過不同專案的研究，尤其是在非線性的理論上，常常有神來之筆的指正與建議，更讓我成長許多，更學到解決問題的各種不同的有效方法。

感謝林益成學長在研究上的帶領與指導，使我能夠在研究上有所突破，對整個系統更加熟悉與深入。更要感謝宋朝宗學長的提攜、協助、建議與鼓勵；在我的研究中，遇到困難和疑問時都能給予我適時的指導。再來，要感謝朱勝嵐(Y嵐)及眾學弟們的協助及彼此在研究過程中相互鼓勵與研究討論。

最後要感謝我的父母，謝謝你們對我的支持與鼓勵，培育我到研究所畢業，我也將不負你們的期望拿到碩士學位，最後要感謝是漂亮的老婆及可愛的小朋友，這段日子辛苦了，謝謝你們這段時間的配合讓我可全心全意做研究。在此也特別感謝曾經關心、鼓勵、幫助過我的朋友們。

## 目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	v
圖目錄	vi
符號說明	xi
一、緒 論	1
1.1 研究背景與動機	1
1.2 系統介紹與研究方法	2
1.3 論文架構	2
二、降壓型直流電源轉換器之基本理論	4
2.1 系統穩態分析	4
2.2 連續電流導通模式的穩態分析	5
2.3 邊界電流導通模式的穩態分析	6
2.4 不連續電流導通模式的穩態分析	7
2.5 電源轉換器之動態分叉特性分析	11
2.5.1 PWM直流-直流電源轉換器之取樣資料模式	11
2.5.2 降壓型電源轉換器之取樣資料模式	14
三、電路設計與模擬分析	18
3.1 降壓型直流電源轉換器電路設計	18
3.2 脈波寬度調變控制電路設計	19
3.2.1 PWMIC TL494 的工作原理	19
3.2.2 PWM控制電路設計	20
3.3 使用Ispice於降壓型電源轉換器之模擬	22
3.3.1 降壓型電源轉換器電路模型建立	22
3.3.2 分叉現象的參數模擬分析	22
3.3.3 連續電流導通模式(CCM)的分叉現象之參數模擬分析	23
3.3.4 不連續電流導通模式(DCM)的分叉現象之參數模擬分析	33
四、電路製作與實驗結果分析	44
4.1 降壓型電源轉換器之電路製作	44
4.2 參數實驗與結果分析	45
4.2.1 連續電流導通模式(CCM)的分叉現象參數實驗與結果分析	45
4.2.2 不連續電流導通模式(DCM)的分叉現象參數實驗與結果分析	49
4.2.3 實驗結果與模擬結果比較分析	54
五、結 論	56
參 考 文 獻	57

## 表目錄

表 3-1 TL 494 IC工作特性參數[9].....	23
表 4-1 連續電流導通模式(CCM)的分叉現象分叉參數之分叉點一覽表.....	54
表 4-2 不連續電流導通模式(DCM)的分叉現象分叉參數之分叉點一覽表.....	55



## 圖 目 錄

圖 2-1 PWM 切換控制原理 .....	4
圖 2-2 降壓型直流電源轉換器之電路架構與 $V_d(T)$ 波形 .....	5
圖 2-3 降壓式轉換器之開關等效電路 .....	5
圖 2-4 降壓型直流電源轉換器之連續電流導通模式 .....	5
圖 2-5 降壓型直流電源轉換器 邊界電流導通模式 .....	6
圖 2-6 降壓型直流電源轉換器之特性 ( $V_d = \text{定值}$ ) .....	7
圖 2-7 降壓型直流電源轉換器之不連續電流導通模式 .....	8
圖 2-8 降壓型直流電源轉換器之特性 ( $V_o = \text{定值}$ ) .....	9
圖 2-9 降壓型直流電源轉換器 連續電流導通模式 .....	10
圖 2-10 CCM-PWM 電源轉換器方塊圖 .....	12
圖 2-11 電壓控制模式下決定開關狀態圖 .....	12
圖 2-12 電壓控制模式的切換波形 .....	12
圖 2-13 理想降壓式電源轉換器圖示分析 .....	14
圖 3-1 低通頻濾波器之輸入輸出波形 .....	18
圖 3-2 降壓型切換式電源的原理圖 .....	18
圖 3-3 TL494 PWM IC 內部等效電路 [9] .....	19
圖 3-4 TL494 PWM IC 時序圖 [9] .....	19
圖 3-5 PWM 脈波寬度調變原理 .....	20
圖 3-6 並聯式與推挽式輸出連接圖 [9] .....	21
圖 3-7 偏壓與增益控制電路 .....	21
圖 3-8 脈波寬度調變電路 .....	21
圖 3-9 輸入電壓 $V_I$ 與週期輸出電壓 $V_o$ 之分叉現象圖 .....	23
圖 3-10 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $V_I = 9.0V$ ) .....	24
圖 3-11 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $V_I = 9.0V$ ) .....	24
圖 3-12 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $V_I = 12.0V$ ) .....	24
圖 3-13 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $V_I = 12.0V$ ) .....	24
圖 3-14 $V_{ramp} - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $V_I = 13.9V$ ) .....	24
圖 3-15 $V_{sg} - I_L$ 四週期軌跡 ( $V_I = 13.9V$ ) .....	24
圖 3-16 $V_{ramp} - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $V_I = 14V$ ) .....	24
圖 3-17 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $V_I = 14V$ ) .....	24
圖 3-18 輸出電壓 $V_o$ 與週期濾波電感 $L$ 之分叉現象圖 .....	25
圖 3-19 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $L = 8.372MH$ ) .....	25
圖 3-20 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $L = 8.372MH$ ) .....	25
圖 3-21 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $L = 5MH$ ) .....	25
圖 3-22 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $L = 5MH$ ) .....	25
圖 3-23 $V_{ramp} - V_{con}$ BOUNDARY 軌跡 ( $L = 2.6MH$ ) .....	26

圖 3-24 $V_{sg} - I_L$ BOUNDARY軌跡 ( $L=2.6\text{MH}$ ).....	26
圖 3-25 $V_{ramp} - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $L=4.5\text{MH}$ ).....	26
圖 3-26 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $L=4.5\text{MH}$ ).....	26
圖 3-27 $V_{ramp} - V_{con}$ 六週期軌跡 ( $L=1.5\text{MH}$ ).....	26
圖 3-28 $V_{sg} - I_L$ 六週期軌跡 ( $L=1.5\text{MH}$ ).....	26
圖 3-29 輸出電壓 $V_o$ 與週期濾波電容 $C$ 之交叉現象圖.....	27
圖 3-30 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $C=5\mu\text{F}$ ).....	27
圖 3-31 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $C=5\mu\text{F}$ ).....	27
圖 3-32 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $C=3\mu\text{F}$ ).....	27
圖 3-33 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $C=3\mu\text{F}$ ).....	27
圖 3-34 $V_{ramp} - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $C=9\mu\text{F}$ ).....	27
圖 3-35 $V_{sg} - I_L$ 四週期軌跡 ( $C=9\mu\text{F}$ ).....	27
圖 3-36 $V_{ramp} - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $C=8\mu\text{F}$ ).....	28
圖 3-37 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $C=8\mu\text{F}$ ).....	28
圖 3-39 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $R=10\Omega$ ).....	29
圖 3-40 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $R=10\Omega$ ).....	29
圖 3-41 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $R=20\Omega$ ).....	29
圖 3-42 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $R=20\Omega$ ).....	29
圖 3-43 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡BOUNDARY ( $R=21\Omega$ ).....	29
圖 3-44 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡BOUNDARY ( $R=21\Omega$ ).....	29
圖 3-45 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $R=22\Omega$ ).....	29
圖 3-46 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $R=22\Omega$ ).....	29
圖 3-48 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $A=2.5$ ).....	30
圖 3-49 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $A=2.5$ ).....	30
圖 3-50 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $A=5.0$ ).....	30
圖 3-51 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $A=5.0$ ).....	30
圖 3-52 $V_{ramp} - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $A=5.9$ ).....	31
圖 3-53 $V_{sg} - I_L$ 四週期軌跡 ( $A=5.9$ ).....	31
圖 3-54 $V_{ramp} - V_{con}$ 八週期軌跡 ( $A=6.0$ ).....	31
圖 3-55 $V_{sg} - I_L$ 八週期軌跡 ( $A=6.0$ ).....	31
圖 3-56 $V_{ramp} - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $A=6.5$ ).....	31
圖 3-57 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $A=6.5$ ).....	31
圖 3-59 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $T_s=0.91\text{MS}$ ).....	32
圖 3-60 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $T_s=0.91\text{MS}$ ).....	32
圖 3-61 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $T_s=1.09\text{MS}$ ).....	32
圖 3-62 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $T_s=1.09\text{MS}$ ).....	32
圖 3-63 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $T_s=1.18\text{MS}$ ).....	32
圖 3-64 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $T_s=1.18\text{MS}$ ).....	32

圖 3-65 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $T_s = 1.12\text{MS}$ )	33
圖 3-66 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $T_s = 1.12\text{MS}$ )	33
圖 3-67 輸入電壓 $V_I$ 與週期輸出電壓 $V_o$ 之分叉現象圖	34
圖 3-68 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $V_I = 8.2\text{V}$ )	34
圖 3-69 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $V_I = 8.2\text{V}$ )	34
圖 3-70 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $V_I = 10\text{V}$ )	34
圖 3-71 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $V_I = 10\text{V}$ )	34
圖 3-72 $V_{ramp} - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $V_I = 11.5\text{V}$ )	34
圖 3-73 $V_{sg} - I_L$ 四週期軌跡 ( $V_I = 11.5\text{V}$ )	34
圖 3-74 $V_{ramp} - V_{con}$ 六週期軌跡 ( $V_I = 11.7\text{V}$ )	35
圖 3-75 $V_{sg} - I_L$ 六週期軌跡 ( $V_I = 11.7\text{V}$ )	35
圖 3-76 $V_{ramp} - V_{con}$ 八週期軌跡 ( $V_I = 12.1\text{V}$ )	35
圖 3-77 $V_{sg} - I_L$ 八週期軌跡 ( $V_I = 12.1\text{V}$ )	35
圖 3-78 $V_{ramp} - V_{con}$ 八週期軌跡 ( $V_I = 12.4\text{V}$ )	35
圖 3-79 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $V_I = 12.4\text{V}$ )	35
圖 3-81 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $L = 3.92\text{MH}$ )	36
圖 3-82 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $L = 3.92\text{MH}$ )	36
圖 3-83 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $L = 3.0\text{MH}$ )	36
圖 3-84 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $L = 3.0\text{MH}$ )	36
圖 3-85 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $L = 2.0\text{MH}$ )	36
圖 3-86 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $L = 2.0\text{MH}$ )	36
圖 3-87 $V_{ramp} - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $L = 1.0\text{MH}$ )	37
圖 3-88 $V_{sg} - I_L$ 四週期軌跡 ( $L = 1.0\text{MH}$ )	37
圖 3-89 $V_{ramp} - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $L = 1.6\text{MH}$ )	37
圖 3-90 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $L = 1.6\text{MH}$ )	37
圖 3-91 $V_{ramp} - V_{con}$ 六週期軌跡 ( $L = 1.5\text{MH}$ )	37
圖 3-92 $V_{sg} - I_L$ 六週期軌跡 ( $L = 1.5\text{MH}$ )	37
圖 3-94 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $C = 33\mu\text{F}$ )	38
圖 3-95 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $C = 33\mu\text{F}$ )	38
圖 3-96 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $C = 30\mu\text{F}$ )	38
圖 3-97 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $C = 30\mu\text{F}$ )	38
圖 3-98 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $C = 26\mu\text{F}$ )	38
圖 3-99 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $C = 26\mu\text{F}$ )	38
圖 3-100 $V_{ramp} - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $C = 17\mu\text{F}$ )	39
圖 3-101 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $C = 17\mu\text{F}$ )	39
圖 3-102 輸出電壓 $V_o$ 與週期輸出負載 $R$ 之分叉現象圖	39
圖 3-103 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $R = 50\Omega$ )	39
圖 3-104 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $R = 50\Omega$ )	39

圖 3-105 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $R=16\Omega$ ).....	40
圖 3-106 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $R=16\Omega$ ).....	40
圖 3-107 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $R=35\Omega$ ).....	40
圖 3-108 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $R=35\Omega$ ).....	40
圖 3-109 $V_{ramp} - V_{con}$ 三週期軌跡 ( $R=53\Omega$ ).....	40
圖 3-110 $V_{sg} - I_L$ 三週期軌跡 ( $R=53\Omega$ ).....	40
圖 3-111 輸出電壓 $V_o$ 與週期回授增益 $A$ 之分叉現象圖.....	41
圖 3-112 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $A=2.5$ ).....	41
圖 3-113 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $A=2.5$ ).....	41
圖 3-114 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $A=3.0$ ).....	41
圖 3-115 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $A=3.0$ ).....	41
圖 3-116 $V_{ramp} - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $A=3.8$ ).....	41
圖 3-117 $V_{sg} - I_L$ 四週期軌跡 ( $A=3.8$ ).....	41
圖 3-118 $V_{ramp} - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $A=4.2$ ).....	42
圖 3-119 $V_{sg} - I_L$ 混沌現象軌跡 ( $A=4.2$ ).....	42
圖 3-120 輸出電壓 $V_o$ 與週期切換週期 $T$ 之分叉現象圖.....	42
圖 3-121 $V_{ramp} - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $T=0.69MS$ ).....	43
圖 3-122 $V_{sg} - I_L$ 單週期軌跡 ( $T=0.69MS$ ).....	43
圖 3-123 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $T=0.56 MS$ ).....	43
圖 3-124 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $T=0.56 MS$ ).....	43
圖 3-125 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $T=0.95 MS$ ).....	43
圖 3-126 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $T=0.95 MS$ ).....	43
圖 3-127 $V_{ramp} - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $T=0.86MS$ ).....	43
圖 3-128 $V_{sg} - I_L$ 雙週期軌跡 ( $T=0.86MS$ ).....	43
圖 4-1 降壓型電源轉換器電路圖.....	44
圖 4-2 降壓型電源轉換器PCB電路板.....	44
圖 4-3 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $V_i=7.0v$ ).....	45
圖 4-4 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $V_i=7.3v$ ).....	45
圖 4-5 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $V_i=11v$ ).....	45
圖 4-6 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 混沌現象軌跡 ( $V_i=12.3v$ ).....	45
圖 4-7 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $L=8.372MH$ ).....	46
圖 4-8 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $L=8.179MH$ ).....	46
圖 4-9 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $L=7.687MH$ ).....	46
圖 4-10 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $L=2.572MH$ ).....	46
圖 4-11 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $L=1.173MH$ ).....	46
圖 4-12 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 單週期軌跡 ( $C=22\mu F$ ).....	47
圖 4-13 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 雙週期軌跡 ( $C=12\mu F$ ).....	47
圖 4-14 $V_{ramp} - I_L - V_{con}$ 四週期軌跡 ( $C=6.9\mu F$ ).....	47

圖 4-15	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $C=3.3\mu F$ )	47
圖 4-16	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $R=25\Omega$ )	47
圖 4-17	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $R=28\Omega$ )	47
圖 4-18	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	BOUNDARY軌跡 ( $R=39\Omega$ )	48
圖 4-19	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $A=2$ )	48
圖 4-20	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $A=2.1$ )	48
圖 4-21	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	四週期軌跡 ( $A=3$ )	48
圖 4-22	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	混沌現象軌跡 ( $A=4$ )	48
圖 4-23	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $T=0.91\text{MS}$ )	49
圖 4-24	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $T=1.64\text{MS}$ )	49
圖 4-25	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $V_I=7.7\text{V}$ )	49
圖 4-26	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $V_I=7.8\text{V}$ )	49
圖 4-27	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	四週期軌跡 ( $V_I=12\text{V}$ )	50
圖 4-28	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	混沌現象軌跡 ( $V_I=12.5\text{V}$ )	50
圖 4-29	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $L=4.452\text{MH}$ )	50
圖 4-30	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $L=0.806\text{MH}$ )	50
圖 4-31	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	四週期軌跡 ( $L=0.636\text{MH}$ )	50
圖 4-32	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $C=17.5\mu F$ )	51
圖 4-33	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $C=17\mu F$ )	51
圖 4-34	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	四週期軌跡 ( $C=11\mu F$ )	51
圖 4-35	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	混沌現象軌跡 ( $C=10\mu F$ )	51
圖 4-36	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $R=60\Omega$ )	51
圖 4-37	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $R=40\Omega$ )	51
圖 4-38	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $R=20\Omega$ )	52
圖 4-39	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $R=10\Omega$ )	52
圖 4-40	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $A=2$ )	52
圖 4-41	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $A=2.5$ )	52
圖 4-42	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	四週期軌跡 ( $A=3$ )	52
圖 4-43	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	混沌現象軌跡 ( $A=4$ )	52
圖 4-44	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $T_s=0.45\text{MS}$ )	53
圖 4-45	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $T_s=0.3\text{MS}$ )	53
圖 4-46	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $T_s=0.91\text{MS}$ )	53
圖 4-47	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $T_s=1\text{MS}$ )	53
圖 4-48	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	單週期軌跡 ( $T_s=1.81\text{MS}$ )	53
圖 4-49	$V_{ramp} - I_L - V_{con}$	雙週期軌跡 ( $T_s=2.91\text{MS}$ )	53

## 符號說明

$\alpha$	: 工作週期
$d_n$	: 一個週期中的切換瞬間
$f_s$	: 取樣頻率
$h(t)$	: 在電壓控制模式的 PWM 三角波
$i$	: 電感電流
$v$	: 電容電壓
$v_o$	: 輸出電壓
$v_{ramp}$	: 斜坡函數
$v_s$	: 電源電壓
$V_I$	: 輸入電壓
$V_{ref}$	: 參考電壓
$x^0$	: 一般穩定狀態軌跡
$\hat{x}$	: $x_n - x^0$
$T_s$	: 切換週期
$v_{con}$	: 控制信號
$V_{ramp}$	: 鋸齒波
$D$	: 責任週期 (duty ratio)
$V_o$	: 輸出電壓
$t_{on}$	: 導通時間
$t_{off}$	: 截止時間
$R$	: 輸出負載
$L$	: 濾波電感
$C$	: 濾波電容
$A$	: 回授增益
$V_L$	: 鋸齒波的下限電壓
$V_U$	: 鋸齒波的上限電壓



# 一、緒論

## 1.1 研究背景與動機

目前的電子電路大多以 IC 為中心而設計，在小小的晶片內，濃縮有各種功能的電路，使用上非常方便，沒有這些元件，則相關的電子裝置或產品就無法達到輕、薄、短、小的目的；現在可說是 IC 的全盛時期，今後更會往大規模、高性能發展。但是，近來有些趨勢，就是使用雙極性電晶體(BJT)或場效電晶體(FET)所組成的電路與 IC 組合在一起，如此，便不必使用高價位的特殊 IC，也能達到高性能的電路。目前雖然有很多電路都已 IC 化了，但是，在很多場合仍然需要使用到電晶體所構成的離散式(Discrete)電路。例如：大電流、高電壓、高功率電路；由於 FET 具有：低消耗電功率，高切換速度的優點，因此在應用上範圍很廣。單極性(Unipolar)的場效電晶體(FET)不像雙極性(Bipolar)的雙接面電晶體(BJT)，在切換時需要少數載子儲存時間，故在做研究及實驗時採用 MOSFET 來做為電路的切換開關裝置。

現在無論是在工業上或者通訊、家電、尤其電腦相關產品，電源轉換器的被應用、被需求，更是與日俱增；交流對直流(AC to DC)、直流對直流(DC to DC)、直流對交流(DC to AC)的電源轉換器被廣泛的使用，在日常生活中更是不可缺少；因此，常因使用不當或者外在因素的影響而造成無法想像的後果，輕者，可能造成當機，重者，則可能造成意外或公共危險；再者，其它的論文大多是以比較器、正反器、放大器拼湊出脈波寬度調變(pulse-width modulation PWM)控制電路的功能，這些研究的成果與實際的電路應用還是有相當的差距；有鑑於此，本論文採用一般市面上可買到的 PWM 控制電路 TL494 商業用 IC 製作降壓型直流對直流電源轉換器，進行兩種操作模式的研究與分析：一為連續電流導通(Continuous Current Conduction CCM)模式，另一為不連續電流導通(Discontinuous Current Conduction DCM)模式[1]-[3]，本論文所提出的各種參數之分叉圖將有助於瞭解此系統的穩定區間與發生不穩定條件，對於降壓型電源轉換器之製作將可提供良好的設計參考。對於切換式直流對直流電源轉換器的分析，使用狀態空間平均法，及切換式(PWM)電路的取樣資料方法[4] [5]，取樣資料方法應用在 PWM 電源轉換器上，須先假設其切換頻率是夠快的，電路才能近似於離散時間 [6]。在電源轉換器分叉現象的研究中，對於降壓型電源轉換器的研究，使用數學方法分析單週期、雙週期或更高週期軌跡，電壓控制降壓型電源轉換器的分叉行為與混沌現象[7]，從連續電流模式到不連續電流模式或從不連續電流模式到連續電流模式的參數變動所產生的分叉行為[4][5][8]。本篇論文採用市面上可買到的 PWM 控制電路 TL494 IC 製作，所以製作完成之電路也較符合一般商業電路，研

究當中所呈現的電路特性與行為，也較類似一般商業電路的特性與行為，若系統中之參數發生改變，實驗電路也會發生分叉現象，則可預測電源轉換器電路的分叉點，屆時在應用相關電路時便可以找到對策避免發生分叉現象。

## 1.2 系統介紹與研究方法

控制系統在工作範圍內，均受到其額定的限制，在額定工作值範圍內皆可正常穩定的工作，若超過額定系統將會有無法預期的行為出現，造成無法正常的工作，甚至於接近臨界點附近，可能因外在干擾而影響正常工作，造成系統嚴重的破壞；此種情況通常是因為系統的非線性的特性所造成的，所以為了維持系統可接受的安全範圍內，在系統的設定中，非線性控制相當重要。本論文主要在建立降壓型直流電源轉換器之離散時間系統模式，並分析降壓型直流電源轉換器的穩定性與可能出現的非線性現象。經由理論分析得知，隨著系統參數如濾波器的電感、負載或輸入電壓值的改變，系統響應可能存在分叉現象，且在一連串分叉發生之後，系統可能進而產生混沌現象。

主要研究的方向在於降壓型電源轉換器電路的設計與製作、降壓式電源轉換器電路的線性動態特性方面進行模擬、實驗與分析。在降壓型電源轉換器電路的設計與製作方面，先訂定相關零件規格及考量其輸入電壓、輸出電壓、輸出電流等參數規格後，再參考 TL494 PWM IC 應用手冊，加以設計以製作成一般性降壓型電源轉換器電路。在 PWM 電路的取樣資料模式建立方面，主要利用取樣資料的研究方法應用於降壓型電源轉換器(Buck converter)的穩定性分析與非線性現象之研究。另外在降壓型電源轉換器電路的非線性動態特性方面，單週期(Period-one)與雙週期(period-doubling)模式可以用以分析及預測所對應的分叉現象之發生。從分析上，隨著系統參數的變化，系統會出現雙週期分叉現象，而經由一連串的雙週期分叉現象系統可能產生混沌的動態模式。最後我們利用 Ispice 軟體分別對系統的 DCM 與 CCM 進行模擬，將模擬出的波形儲存並記錄比對，再將 Ispice 軟體模擬出波形的數據進行整理，經由一連串繁複的整理手續後，轉換成 Matlab 軟體的語言格式，再以 Matlab 軟體程式進行分叉圖的模擬繪製，並與 DCM、CCM 的實驗結果進行相互比對分析與驗證。

## 1.3 論文架構

本論文一共分為五章，分別為第一章為緒論，說明本論文研究背景與動機，說明本論文之 PWM 控制電路的做法，關於分叉現象的研究，乃是採用一般商業化 IC 製作而成的，非為了解釋分叉行為而刻意拼湊而成的電路；接著分別對研究方向與方法作簡單的說明。第二章為對直流電源轉換器電路架構、工作原理、

穩態分析做簡單的介紹，第三章為對降壓型電源轉換器的 PWM 控制電路設計方法做簡單的分析，並建立降壓電源轉換器的模型，並利用 Ispice 與 Matlab 軟體進行系統的 DCM 與 CCM 之分叉參數特性模擬。第四章為利用前一章的 PWM 控制電路設計方法製作實際電路，並進行系統的 DCM、CCM 的各項分叉參數的特性實驗，最後再將實驗結果與模擬結進行分析驗證。第五章為整個研究成果總結。



## 二、降壓型直流電源轉換器之基本理論

### 2.1 系統穩態分析

直流電源轉換器的作用為：將輸入的直流電壓，做電壓準位的調節，並使之穩定在設定的電壓值，雖然依不同的電源需求，可延伸出許多不同型態的直流對直流轉換器，DC-DC 轉換器的作用即是在輸入電壓與輸出負載變動的情況下能夠調整輸出電壓為所設定的位準。電壓位準轉換之原理可以由開關之導通(*on*)與截止(*off*)可得，其中輸出電壓  $v_o$  之平均值  $V_o$  之大小與開關之導通及截止時間( $t_{on}$  及  $t_{off}$ )有關。 $V_o$  大小之調整最典型的方式是採用 PWM，其切換週期  $T_s$  ( $t_{on}$  及  $t_{off}$ ) 為固定，由調整  $t_{on}$  之大小來改變  $V_o$  之大小。PWM 切換控制如圖 2-1，開關之切換控制信號由控制信號  $v_{con}$  與週期為  $T_s$  之鋸齒波  $V_{ramp}$  比較而得，控制信號則由  $V_o$  之實際值與設定值之誤差放大而得。當  $v_{con}$  較  $V_{ramp}$  大時，比較之結果為高準位使開關導通，否則為低準位開關截止，故開關之切換週期亦為。由以上的原理可知，開關切換之責任週期(duty ratio)  $D$ ：

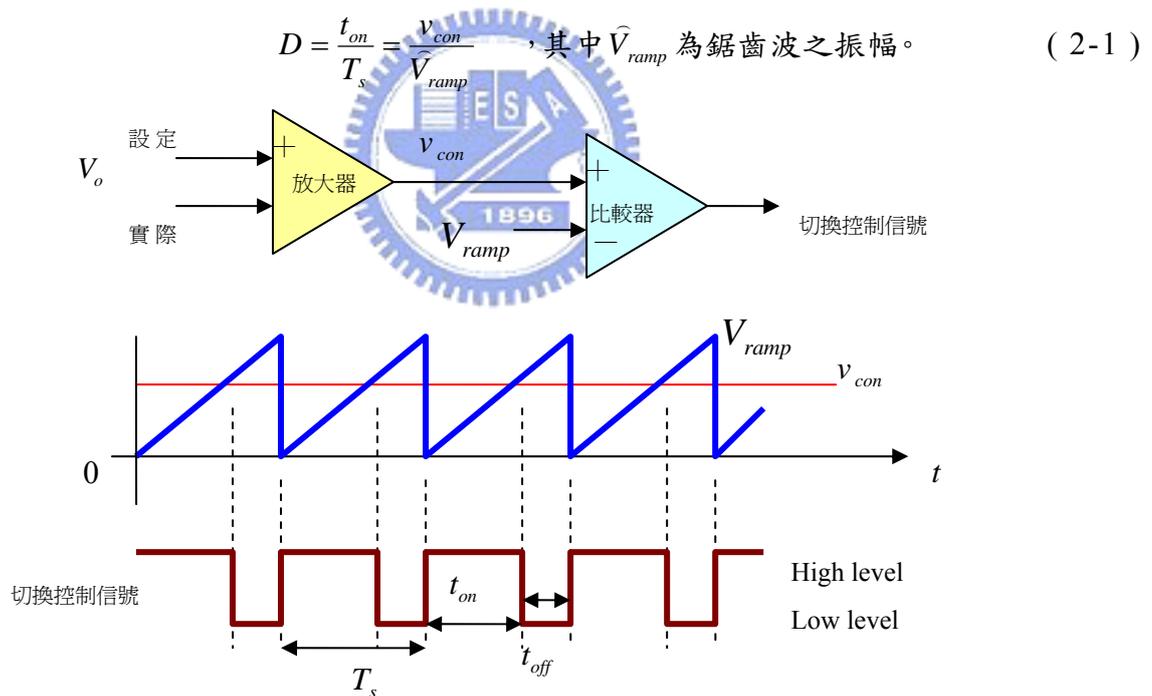


圖 2-1 PWM 切換控制原理

DC-DC 轉換器有兩種操作模式：一為 CCM，另一為 DCM。轉換器有可能同時操作在此二模式，然而此二種模式之特性截然不同，因此轉換器及其控制必需依據各模式之操作來設計。降壓式轉換器如圖 2-2，顧名思義，其作用為將較高準位的輸入電壓換成較低準位的輸出電壓，主要用途為直流電源供應器及直流馬達速度控制。 $V_o$  可以藉由調整責任週期  $t_{on}/T_s$  來控制且  $V_o$  與控制電壓  $V_{con}$  成正比。當

開關導通時，二極體因反向偏壓而截止，能量由輸入送至電感及負載；當開關截止時，電感電流流經二極體，並將電感之儲能轉移給負載，假設濾波電容無限大，則在穩態下  $v_o(t) \equiv V_o$ ，由於電容電流之平均值為 0，因此電感電流之平均值等於輸出之平均電流  $I_o$ 。

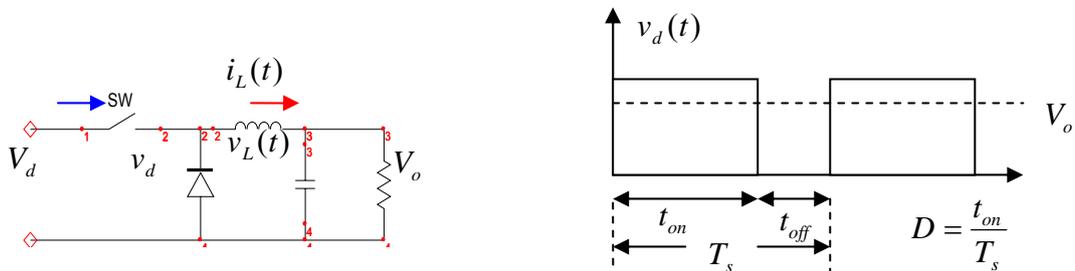


圖 2-2 降壓型直流電源轉換器之電路架構與  $V_d(t)$  波形

## 2.2 連續電流導通模式的穩態分析

圖 2-3 所示為電感電流為連續 [ $i_L(t) > 0$ ] 之連續導通模式的操作波形。當開關導通時，其等效電路如圖 2-3(a)，電感電壓  $v_L = V_d - V_o$  為正，因此  $i_L$  呈線性上升。當開關截止時，二極體導通，等效電路如圖 2-3(b)， $v_L = -V_o$  為負， $i_L$  呈線性下降。

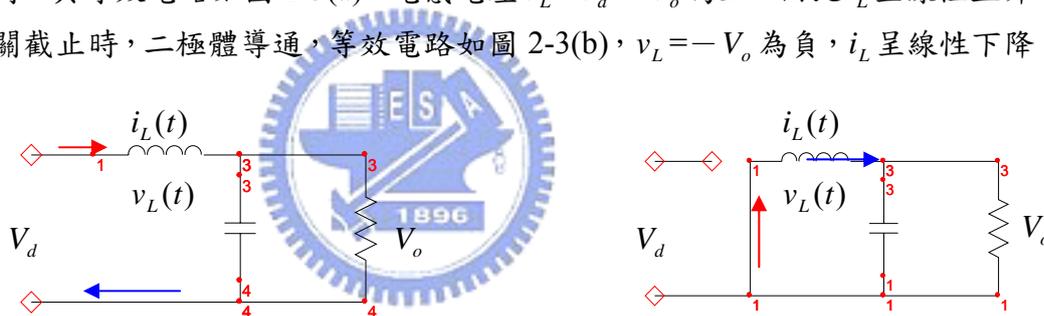


圖 2-3 降壓式轉換器之開關等效電路

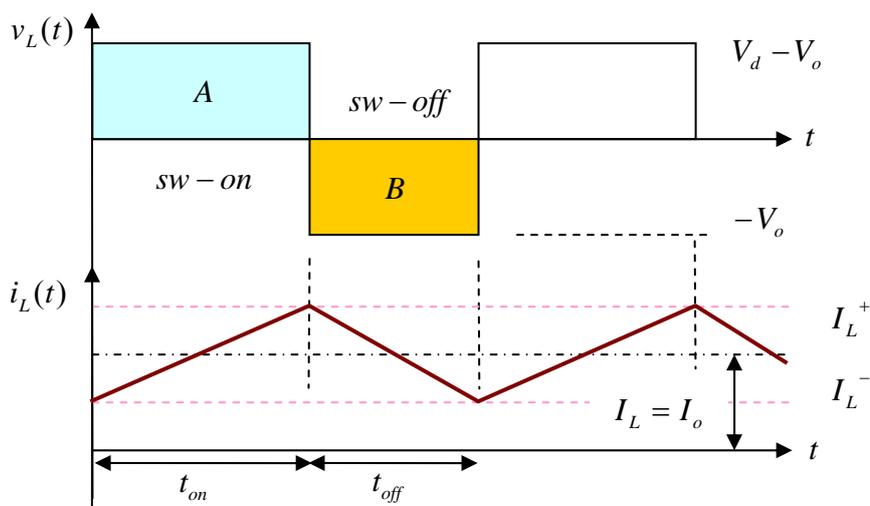


圖 2-4 降壓型直流電源轉換器之連續電流導通模式

穩態下，電感電壓一週期的平均值為 0，因此

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0 \quad (2.2)$$

上式相加之二項分別代表圖 2-4 中之 A、B 二面積，其和為 0 表示面積 A=面積 B，故

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on}) \quad \text{或} \quad \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (2.3)$$

(2.3)表示對固定輸入電壓而言，輸出電壓與開關之責任週期成正比，與電路其它參數無關。忽略電路中所有元件之損失，則輸入功率  $P_d =$  輸出功率  $P_o$ ，因此

$$P_d = P_o$$

$$V_d I_d = V_o I_o \quad \text{即} \quad \frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (2.4)$$

(2.4)指出，在連續導通模式下，降壓式轉換器形同匝數比為  $D$  之直流變壓器。

### 2.3 邊界電流導通模式的穩態分析

圖 2-5 所示為電感電流在連續導通與不連續導通之邊界，亦即  $i_L$  在  $t_{off}$  結束時剛好為 0 之情況，其中下標  $B$  表示邊界值之意，由圖 2-5 可知電感電流

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{OB} \quad (2.5)$$

因此在  $T_s$ 、 $V_d$ 、 $V_o$ 、 $L$  及  $D$  固定之情況下，若輸出電流之平均值小於  $I_{LB}$ ， $i_L$  將成為不連續。

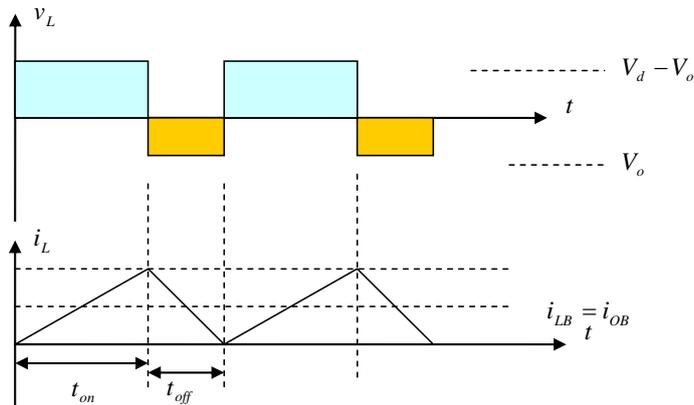


圖 2-5 降壓型直流電源轉換器 邊界電流導通模式

## 2.4 不連續電流導通模式的穩態分析

轉換器之應用可能有輸入電壓  $V_d$  固定或輸出電壓  $V_o$  固定兩種情況，以下分別討論之。

### (1) $V_d$ 固定之不連續導通模式

對直流馬達速度控制之應用而言， $V_d$  是固定的，而  $V_o$  可藉由改變  $D$  來調整：

$V_o = D V_d$ ，由(2.5)可得

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1-D) \quad (2.6)$$

圖 2-6 所示為  $V_d$  固定時  $I_{LB}$  與  $D$  的關係，其中電感電流為連續時之最大值發生在  $D=0.5$ ：

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (2.7)$$

由(2.6)及(2.7)可得

$$I_{LB} = 4I_{LB,max} D(1-D) \quad (2.8)$$

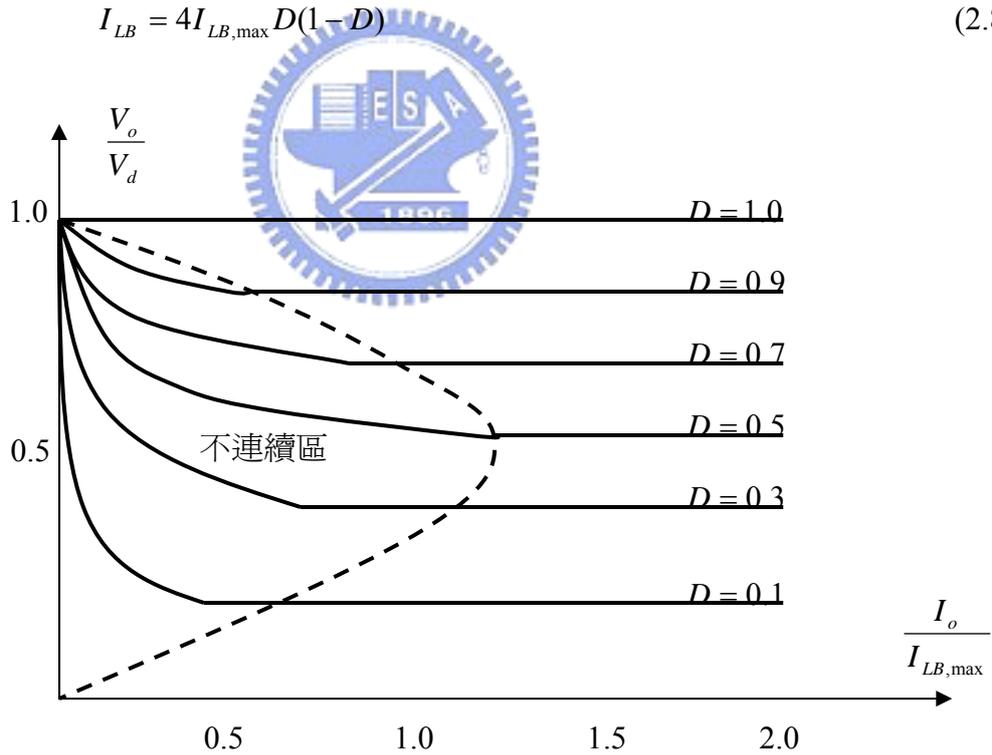


圖 2-6 降壓型直流電源轉換器之特性 ( $V_d =$  定值)

$T_s$ 、 $V_d$ 、 $L$  及  $D$  在與圖 2-5 相同之情況下，若將負載減小(即負載電阻增大)，則  $I_L$  將小於  $I_{LB}$ ，造成不連續導通模式，其波形如圖 2-7 所示。此外，增加  $V_o$  將使  $I_L$  變小， $i_L$  愈不連續。

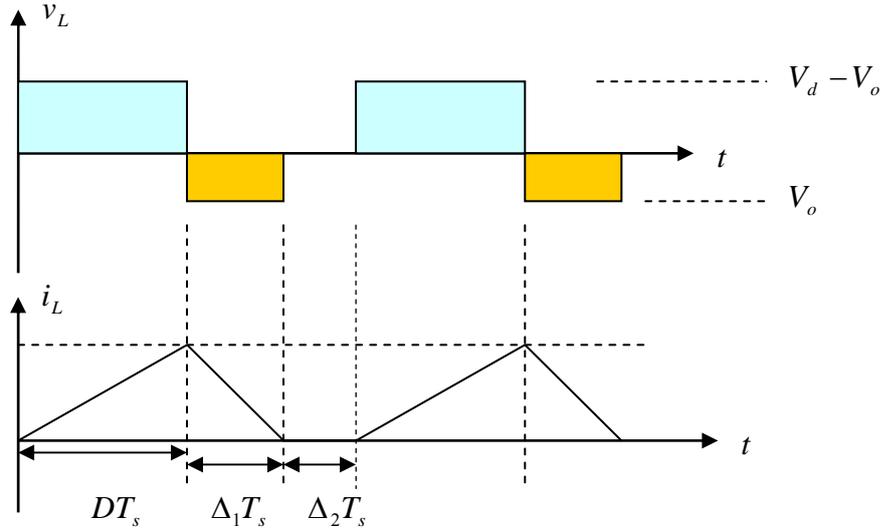


圖 2-7 降壓型直流電源轉換器之不連續電流導通模式

在  $\Delta_2 T_s$  區間，由於電感電流為 0，負載電力由濾波電容提供。利用電感電壓一週期之平均值為 0，可得：

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (2.9)$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (2.10)$$

其中  $D + \Delta_1 < 1.0$ 。由上圖 2-7，

$$i_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (2.11)$$

$$\text{因此 } I_o = i_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (2.12)$$

$$= \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (2.13)$$

$$= \frac{V_d T_s}{2L} D \Delta_1 \quad (2.14)$$

$$= 4I_{LB,max} D \Delta_1 \quad (2.15)$$

$$\therefore \Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB,max} D} \quad (2.16)$$

由(2.10)及(2.16)可得，

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \frac{I_o}{I_{LB,max}}} \quad (2.17)$$

## (2) $V_o$ 固定之不連續導通模式

對於調整型直流電源供應器之應用， $V_d$  可能會變動，但  $V_o$  必須藉由改變  $D$  使之為定值。

$V_d = V_o / D$ ，由(2.5)可得

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (2.18)$$

(2.18)指出，若  $V_o$  固定， $I_{LB}$  之最大值發生在  $D = 0$  時：

$$I_{LB, \max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.19)$$

值得注意的是，若  $D = 0$  且  $V_o$  為有限值，則  $V_d$  為無限大。

將(2.19)代入(2.18)可得，

$$I_{LB} = (1 - D) I_{LB, \max} \quad (2.20)$$

利用(2.10)及(2.13)(二方程式對  $V_o$  或  $V_d$  為固定時之不連續導通模式均成立)與(2.19)可得，

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{I_o / I_{LB, \max}}{1 - V_o / V_d} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.21)$$

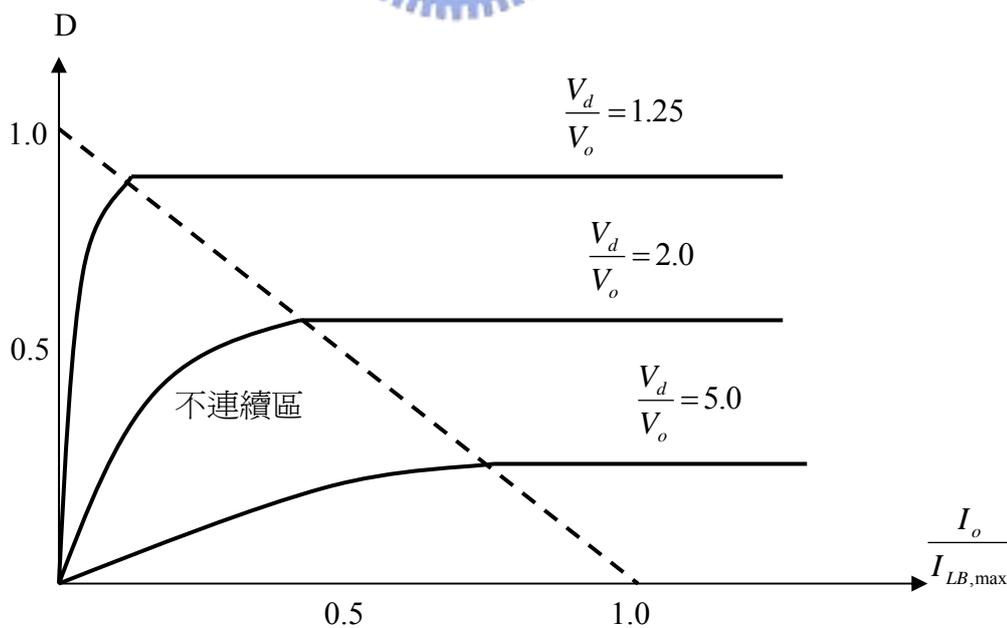


圖 2-8 降壓型直流電源轉換器之特性 ( $V_o = \text{定值}$ )

### (3) 輸出電壓 $V_o$ 漣波

前述之分析均假設輸出濾波電容很大，使 $v_o(t) = V_o$ 。但實際之電容不可能如此，在連續導通模式下，輸出電壓之波形如圖 2-8 所示。假設所有 $i_L$ 之漣波成份均由電容所吸收，僅直流成份流經負載，則漣波電流所代表之電荷量 $\Delta Q$ （如圖陰影部份所示），會造成輸出電壓之漣波 $\Delta V_o$ ：

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} \quad (2.22)$$

由圖 2-4 之 $t_{off}$ 期間可知，

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (2.23)$$

將(2.23)代入上式得

$$\Delta V_o = \frac{T_s V_o}{8C L} (1-D) T_s \quad (2.24)$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 \quad (2.25)$$

$$\text{，其中切換頻率 } f_s = \frac{1}{T_s} \text{，且 } f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.26)$$

(2.25)指出電壓之漣波可以藉由選用頻寬 $f_c \ll f_s$ 之低通濾波器來消除，且只要轉換器操作於連續導通模式，漣波大小與負載大小無關，同樣的分析方法亦適用於不連續導通模式。

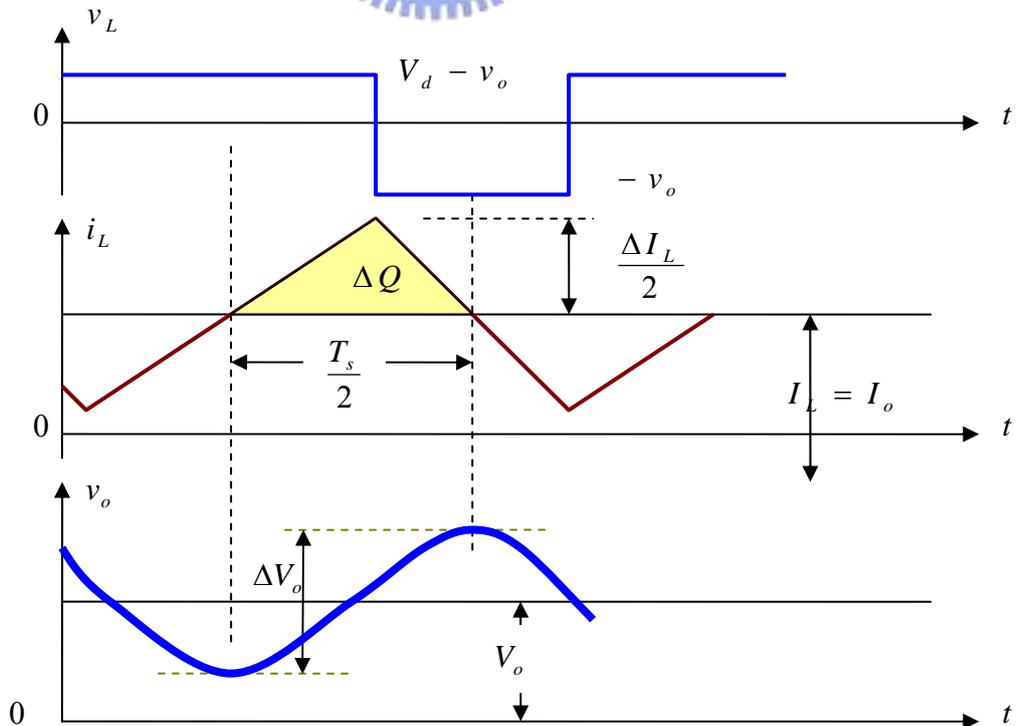


圖 2-9 降壓型直流電源轉換器 連續電流導通模式

## 2.5 電源轉換器之動態分叉特性分析

PWM 型式的直流電源轉換器可看成是非線性時變動態系統，由時變的開關，帶有非線性電壓-電流特性之儲能元件、二極體所組成。近年來，在電力電子領域裡有很多的努力成果及致力在非線性現象的分析被提出。數值與實驗的結果告訴我們高頻的 PWM 直流-直流電源轉換器之拓撲可以顯示出非線性混沌現象的發展。

在現行的研究論文之中，他們大部分都專注於取得線性的直流-直流電源轉換器模式，此電源轉換器要能夠適用於傳統線性系統理論的結構，目前廣受歡迎的是所謂的”平均模式”。一個線性模式是由後來小擾動的線性化所獲得。把次諧波之不穩定性和電流控制形式聯想在一起是很難去想像的。當系統之操作行為要超出一般穩定界限時，為達到此設計目的的則需有不同的方法必須被使用。

另一種選擇即是所謂的”離散時間函數”。代替了交換式電路而成為連續形式，就一個取樣資料系統而論，像離散映射非線性形式從一個取樣時間馬上到下一個連續的取樣時間，目前有很多描述了。狀態向量的變化程度在一個週期的範圍裡可以由函數的映射來描述，其中函數的映射是相當複雜的。此章節中，取樣資料的研究方法，被應用在降壓式電源轉換器之動態的非線性動態分析，雙週期之分叉現象可以被表示是系統參數出現變化時。

### 2.5.1 PWM 直流-直流電源轉換器之取樣資料模式

一般 PWM 直流-直流電源轉換器的取樣資料方法被使用於設計穩定性控制的法則。假定 PWM 直流-直流轉換器操作在固定頻率，連續電流導通模式(CCM)，其切換開關和二極體被假設為是理想而且沒有順向偏壓。符號  $f_s$  和  $T$  分別地對應切換頻率與週期。由於 CCM 的操作中，在每一週期中開關都有一次導通(on)和截止(off)的動作。圖 2-10 顯示出 PWM 電源轉換器的方塊圖。它可以被應用於大部分 PWM 電源轉換器例如，降壓，升壓，降壓-升壓及邱克等形式的電源轉換器，關於這方面的方塊圖模式， $A_1, A_2 \in R^{n \times n}$ ， $B_1, B_2 \in R^{n \times 1}$ ， $C, E_1, E_2 \in R^{1 \times n}$ ， $D \in R$  皆是常數矩陣， $n$  代表系統的維度。這裡的  $x \in R^n$ ， $y \in R$ ，是輸出狀態，在廣泛的應用中，參考電壓  $V_r$  是時變而且是個常數值。圖 2-11 中顯示出有關切換決定的電壓控制模式，外部訊號  $h(t)$  是由 PWM 三角波所產生，稱之為”斜波函數”。在這種控制系統之下，我們有工作週期  $\alpha = d_n^*/T$ ，其中星號代表平衡值。一般來說，操作條件在狀態  $S_1$  與  $S_2$  之間一次一個時脈週期。圖 3-79 顯示出信號  $y(t)$  和  $h(t)$  關於電壓控制模式。圖 2-12 描繪出當  $y(t) > h(t)$  電路在子系統  $S_1$  的運作情形，當  $y(t) \leq h(t)$  操作在子系統  $S_2$ 。

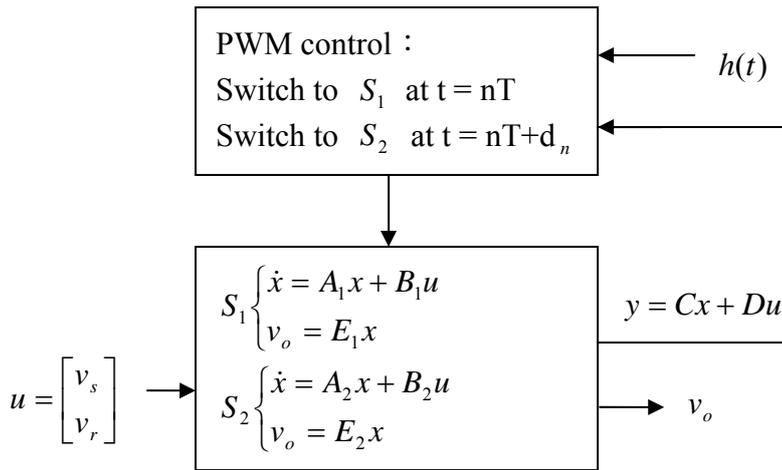


圖 2-10 CCM-PWM 電源轉換器方塊圖

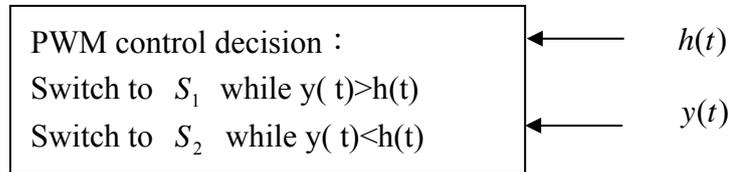


圖 2-11 電壓控制模式下決定開關狀態圖

電源轉換器工作在 CCM 時，下列兩個式子不管被控制的開關是 *on* 或 *off*：

$$S_1 \begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u \\ v_o = E_1 x \end{cases} \quad (2.27)$$

$$S_2 \begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ v_o = E_2 x \end{cases} \quad (2.28)$$

在 trailing-edge 設計中的狀態  $S_1$  控制開關為 *on*，在 leading-edge 設計中的狀態  $S_1$  控制開關為 *off*，我們採用 leading-edge 設計。

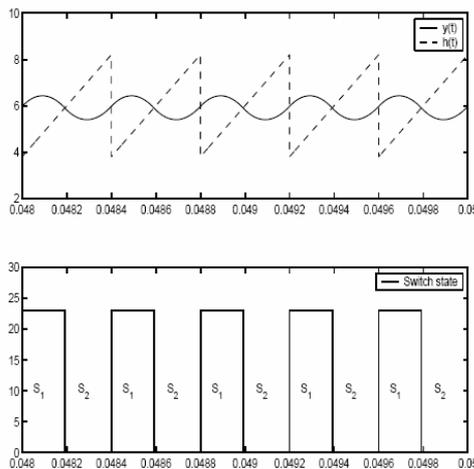


圖 2-12 電壓控制模式的切換波形

考慮  $t \in [nT, (n+1)T]$ ，讓  $x_n = x(nT)$  和  $v_{on} = v_o(nT)$ 。通常，在 PWM 直

流-直流電源轉換器的切換頻率足夠高，就如同  $v_s$  和  $v_r$  在週期裡的變化程度是小到可以被忽略的。在週期內把  $v_s$  和  $v_r$  當作是常數且分別由  $v_{sn}$  和  $v_{rn}$  表示；在第  $(n+1)$  週期，讓信號  $y(t)$  及  $h(t)$  相交在  $t = nT + d_n$ ，即系統的動態限制  $y(nT + d_n) = h(nT + d_n)$ ，我們可以得到

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= f(x_n, u_n, d_n) \\ &= e^{A_2(T-d_n)} \left( e^{A_1 d_n} x_n + \int_0^{d_n} e^{A_1(d_n-\sigma)} d\sigma B_1 u_n \right) + \int_{d_n}^T e^{A_2(d_n-\sigma)} d\sigma B_2 u_n \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} g(x_n, u_n, d_n) &= y(nT + d_n) - h(nT + d_n) \\ &= C \left( e^{A_1 d_n} x_n + \int_0^{d_n} e^{A_1(d_n-\sigma)} d\sigma B_1 u_n \right) + D u_n - h(d_n) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$v_{on} = E x_n \quad (2.31)$$

PWM 電源轉換器中，穩態操作條件是一個週期解，但不是個平衡點；圖 2-10 中一個系統的週期解對應到取樣模式之固定點，讓動態取樣資料的固定點為  $(x_n, u_n, d_n) = (x^0(0), u, d)$ ，其中  $u = [v_s, v_r]^T$ 。我們可以得到

$$x^0(0) = f(x^0(0), u, d) \quad (2.32)$$

$$g(x^0(0), u, d) = 0 \quad (2.33)$$

取樣資料之動態方程式(2.29)-(2.31)是被限制且非線性的。並讓

$$\frac{\partial g}{\partial d_n} = c \dot{x}^0(d^-) - \dot{h}(d) \neq 0$$

式子(2.29)-(2.31)在固定點  $(x_n, u_n, d_n) = (x^0(0), u, d)$  的  $(x_n, u_n, d_n) = (x^0(0), u, d)$  線性化如下，其中“ $\wedge$ ”表示系統的小擾動狀態。

$$x_{n+1} \approx \Phi \hat{x}_n + \Gamma \hat{u}_n \quad (2.34)$$

$$v_{on} = E \hat{x}_n \quad (2.35)$$

其中

$$\Phi = \frac{\partial f}{\partial x_n} - \frac{\partial f}{\partial d_n} \left( \frac{\partial g}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial g}{\partial x_n} \Big|_{(x_n, u_n, d_n) = (x^0(0), u, d)} \quad (2.36)$$

$$\Gamma = \frac{\partial f}{\partial u_n} - \frac{\partial f}{\partial d_n} \left( \frac{\partial g}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial g}{\partial x_n} \Big|_{(x_n, u_n, d_n) = (x^0(0), u, d)} \quad (2.37)$$

## 2.5.2 降壓型電源轉換器之取樣資料模式

接著我們考慮一個被控制的直流-直流電源轉換器。其是操作在連續電流導通模式或是不連續電流導通模式下？透過電路模擬軟體 Ispice 模擬結果得知是不連續電流導通模式，以下就針對其分叉特性進行分析。我們的目標是去描述當不同參數變化程度的電路行為並且比較模擬與實驗的數據。接近於實際的電源轉換器之理想化的電路圖 2-13，其閉迴路 PWM 使用正常電壓回授方式取樣，以達到控制輸出電壓。

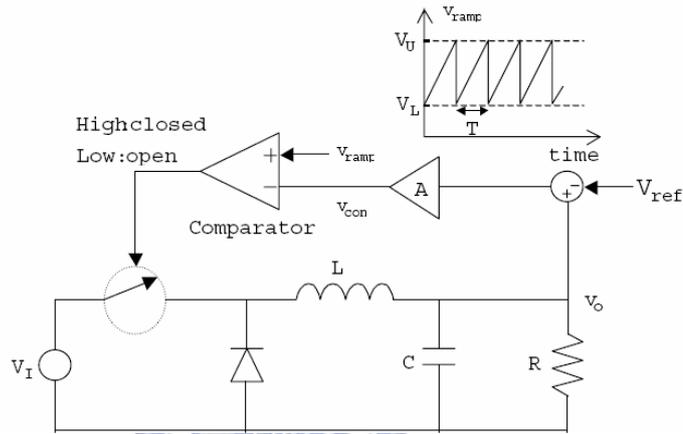


圖 2-13 理想降壓式電源轉換器圖示分析

### (1) 降壓型電源轉換器之取樣資料模式

以下的分析全部假設元件為理想。在此操作中輸出電壓被應用在增益為  $A$  之放大器的非反向輸入， $V_{ref}$  是固定的電壓應用在反向輸入，放大器的輸出歸因於控制電壓  $V_{con}$ ，因此

$$V_{con}(t) = A(v(t) - V_{ref}) \quad (2.38)$$

這個控制電壓被應用在比較器的非反向輸入端；反向輸入由獨立式斜坡電壓  $V_{ramp}(t)$  產生與供給，在週期  $T$  中斜坡電壓為週期且線性地上升從低電壓  $V_L$  到高電壓  $V_U$ ，而且立刻回到  $V_L$ ，其中  $0 \leq V_L < V_U$ 。斜坡電壓可以被表示成。

$$h(t) = v_{ramp}(t) = V_L + \frac{(V_U - V_L)}{T} [t \bmod T] \quad (2.39)$$

其中  $[t \bmod T]$  等同於  $t/T$  取餘數。

比較器的輸出電壓被使用來決定該開關  $S$  的狀態，此方法中  $S$  導通只有在  $v_{con} < v_{ramp}$ ，即  $S$  改變狀態的時後只有在  $v_{con} = v_{ramp}$ ，起源於開關的切換條件，如同很多商業性的 PWM 晶片一樣，由責任因素 (Duty-Factor) 控制，而達成一般正常的取樣。電源轉換器若已用分段線性向量來表示，且由下列兩個不同之子系統微分方程式來描述：

系統 1 :  $V_{con}(t) > V_{ramp}(t)$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_F \\ V_I \\ V_{ref} \end{bmatrix} \\ &= A_1 x + B_1 u \end{aligned} \quad (2.40)$$

系統 2 :  $V_{con}(t) < V_{ramp}(t)$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_F \\ V_I \\ V_{ref} \end{bmatrix} \\ &= A_2 x + B_2 u \end{aligned} \quad (2.41)$$

其中  $v$  是電容  $C$  之端電壓， $i$  是流經電感  $L$  的電流， $R$  是負載電阻， $V_F$  是二極體端電壓， $V_I$  是輸入電壓；除了切換瞬間外，並假設其值為固定的。

此外輸出方式程式為

$$y(t) = v_{con}(t) = A(v(t) - V_{ref})$$

$$\begin{aligned} &= [0 \quad A] \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + [0 \quad 0 \quad -A] \begin{bmatrix} V_F \\ V_I \\ V_{ref} \end{bmatrix} \\ &= Cx + Du \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} v_o(t) = v(t) &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \\ &= Ex \end{aligned} \quad (2.43)$$

切換時間  $d$  的條件是

$$\begin{aligned} v_{con}(t)|_{t=d} &= v_{ramp}(t)|_{t=d} \\ \Rightarrow A(v(d) - V_{ref}) &= v_{ramp}(d) \end{aligned} \quad (2.44)$$

根據 PWM 的方塊圖 我們讓

$$x = \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_F \\ V_I \\ V_{ref} \end{bmatrix}$$

和下列的矩陣

$$\begin{aligned} A_1 = A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = J, & B_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & B_2 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ C &= [0 \quad A], & D &= [0 \quad 0 \quad -A], & E_1 = E_2 &= [0 \quad 1] = E \end{aligned}$$

## (2) 單週期軌跡(Period one orbit)之分叉特性分析

假設操作條件於每個時脈週期在狀態  $S_1$ 、 $S_2$  一次， $d_n$  代表切換時間，關於單週期(Period-one)之降壓型電源轉換器的取樣時間模式，可從 PWM 電源轉換器之動態的樣資料(2.29)-(2.31)式子獲得

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= f(x_n, u_n, d_n) \\ &= e^{JT} \left( x_n + \int_0^{d_n} e^{-J\sigma} d\sigma B_1 u_n + \int_{d_n}^T e^{-J\sigma} d\sigma B_2 u_n \right) \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$= e^{JT} (x_n + B_{VF} + B_{VI}) \quad (2.46)$$

其中

$$\begin{aligned} e^{JT} &= e^{-kT} \begin{bmatrix} \cos wT + \frac{k}{w} \sin wT & -\frac{1}{Lw} \sin wT \\ \frac{1}{Cw} \sin wT & \cos wT - \frac{k}{w} \sin wT \end{bmatrix} \\ &= e^{-kT} \left\{ I_{2 \times 2} \cos wT + \begin{bmatrix} \frac{k}{w} & -\frac{1}{Lw} \\ \frac{1}{Cw} & -\frac{k}{w} \end{bmatrix} \sin wT \right\} \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} B_{VF} &= \int_0^{d_n} e^{-J\sigma} d\sigma B_1 u_n \\ &= \begin{bmatrix} \frac{V_F}{Lw(k^2+w^2)} (2kw(e^{kd_n} \cos wd_n - 1) - (k^2 - w^2)e^{kd_n} \sin wd_n) \\ -\frac{V_F}{LCw(k^2+w^2)} (ke^{kd_n} \sin wd_n - w(e^{kd_n} \cos wd_n - 1) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} B_{VI} &= \int_{d_n}^T e^{-J\sigma} d\sigma B_2 u_n \\ &= \begin{bmatrix} \frac{V_I}{Lw(k^2+w^2)} (2kw(e^{kT} \cos wT - e^{kd_n} \cos wd_n) - (k^2 - w^2)(e^{kT} \sin wT - e^{kd_n} \sin wd_n)) \\ -\frac{V_I}{LCw(k^2+w^2)} (k(e^{kT} \sin wT - e^{kd_n} \sin wd_n) - w(e^{kT} \cos wT - e^{kd_n} \cos wd_n)) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\text{其中， } k = \frac{1}{2RC} \text{、 } w = k \sqrt{\frac{4R^2C}{L} - 1} \quad (2.49)$$

取樣資料模型之線性方程式變成

$$\begin{aligned} g(x_n, u_n, d_n) &= C(e^{Jd_n} x_n + \int_0^{d_n} e^{J(d_n-\sigma)} d\sigma B_1 u_n) + Du_n - h(d_n) = 0 \\ \frac{A}{CW} e^{-kd_n} \sin wd_n i_n + A(e^{-kd_n} \cos wd_n - \frac{k}{w} e^{-kd_n} \sin wd_n) v_n \\ - \frac{A}{W} (w(e^{-kd_n} \cos wd_n - 1) + ke^{-kd_n} \sin wd_n) V_F - AV_{ref} - V_{ramp}(d_n) &= 0 \end{aligned} \quad (2.50)$$

假設二極體為理想的，即  $V_F = 0$ ，固定點  $x^0$  變成

$$(e^{JT} - I_{2 \times 2})x_n + e^{JT} B_{VI} = 0 \quad (2.51)$$

在深討分叉現象參數之輸入電壓  $V_I$  的時候 利用數據模擬來研究分叉現象的分析從式子(2.50)和(2.51) 我們可以獲得切換時間  $d_n$  (或工作週期  $\alpha$ ) 與系統參數  $V_I$  之間的關係，數據模擬由下列的參數值來完成；取樣資料的物定點模式  $x^0(0) = (x^0(0), u, d)$ ，從線性化模式(2.34)-(2.35)，(2.36)-(2.37)我們有下列的結果，讓  $\hat{u}_n = V_I$  線性化的 Jacobian 矩陣模型為

$$\Phi = \frac{\partial f}{\partial x_n} - \frac{\partial f}{\partial d_n} \left( \frac{\partial g}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial g}{\partial x_n} \Big|_{(x_n, u_n, d_n) = (x^0(0), u, d)} \quad (2.52)$$

$$\frac{\partial f}{\partial x_n} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_n} & \frac{\partial f_1}{\partial v_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_n} & \frac{\partial f_2}{\partial v_n} \end{bmatrix} = e^{JT} \quad (2.53)$$

$$\frac{\partial f}{\partial d_n} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial d_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial d_n} \end{bmatrix} = e^{JT} F_{d_n} \quad (2.54)$$

$$F_{d_n} = \begin{bmatrix} \frac{V_I}{Lw(k^2+w^2)} (-2kwe^{kd_n} (k \cos wd_n - w \sin wd_n) + (k^2 - w^2)e^{kd_n} (k \sin wd_n + w \sin wd_n)) \\ -\frac{V_I}{LCw(k^2+w^2)} (-ke^{kd_n} (k \sin wd_n + w \sin wd_n) + we^{kd_n} (k \cos wd_n - w \sin wd_n)) \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial g}{\partial d_n} = \frac{A}{Cw} e^{-kd_n} (w \cos wd_n - k \sin wd_n) i_n - Ae^{-kd_n} (2k \cos wd_n + \frac{(w^2-k^2)}{w} \sin wd_n) v_n - \dot{v}_{ramp}(d_n) \quad (2.55)$$

$$\frac{\partial g}{\partial d_n} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g}{\partial i_n} & \frac{\partial g}{\partial v_n} \end{bmatrix} = Ae^{-kd_n} \left[ \frac{1}{Cw} \sin wd_n \quad \cos wd_n - \frac{k}{w} \sin wd_n \right] \quad (2.56)$$

$$\Gamma = \frac{\partial f}{\partial u_n} - \frac{\partial f}{\partial d_n} \left( \frac{\partial g}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial g}{\partial u_n} \Big|_{(x_n, u_n, d_n) = (x^0(0), u, d)} \quad (2.57)$$

其中

$$\frac{\partial f}{\partial u_n} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_n} \end{bmatrix} = e^{JT} F_{u_n} \quad (2.58)$$

$$F_{u_n} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Lw(k^2+w^2)} (2kw(e^{kT} \cos wT - e^{kd_n} \cos wd_n) - (k^2 - w^2)(e^{kT} \sin wT - e^{kd_n} \sin wd_n)) \\ -\frac{1}{LCw(k^2+w^2)} (k(e^{kT} \sin wT - e^{kd_n} \sin wd_n) - w(e^{kT} \cos wT - e^{kd_n} \cos wd_n)) \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial g}{\partial u_n} = 0 \quad (2.59)$$

我們可以計算單週期軌跡(Period one orbit)之穩定性，當特性方程式的特徵值是在複數平面單位圓內部 則軌跡是穩定的，當任何的特徵值在單位圓之外則足夠使得軌跡不穩定，從線性化的 Jacobian 矩模式，我們可以計算系統參數變化時的任一固定點之特徵值。在此不做驗證。

### 三、電路設計與模擬分析

#### 3.1 降壓型直流電源轉換器電路設計

在此章節中，我們特別地針對直流電源轉換器電路設計及電路模型的建立與非線性動態特性方面等進行研究分析。非線性的現象研究則採用取樣資料的研究方法並應用於降壓型電源轉換器 (Buck converter) 的穩定性分析上且降壓型電源轉換器之非線性動態方面，其單週期與雙週期模式可以經由分析並預測其分叉現象，而經由一連串的雙週期分叉現象系統可能產生混沌現象的動態模式。對於不同參數的變化，系統混沌現象會產生一個較寬廣的工作點範圍。

圖 3-1 所示為將方波輸入低通濾波器時的情形。此通低頻濾波器的截止頻率比輸入信號的頻率低很多，因此，方形波會被濾波而成為直流的輸出信號。而 LC 型並沒有電阻成份，即時有電流通過也不會有電功率損失產生，因此，降壓型切換式電源中，常使用 LC 型通低頻濾波器。

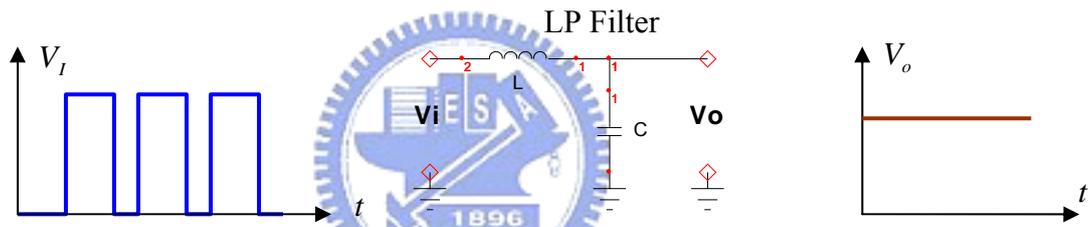


圖 3-1 低通頻濾波器之輸入輸出波形

圖 3-2 為降壓型切換式電源的原理圖。利用  $sw$  對直流電壓  $V_i$  做  $on/off$ ，使其成為方形波，再經過無損的 LC 濾波器，而得到直流輸出。此一  $sw$  可以使用雙極性電晶體或 MOS FET 構成。圖 3-2 的原理圖可以使輸出電壓比輸入電壓低，再加上回授，使輸出電壓可以穩定化。將輸出電壓與基準電壓比較，以所得到的誤差信號控制切換動作。對於  $sw$  的控制方法，可以改變  $sw$  的  $on/off$  時間，以控制輸出電壓。

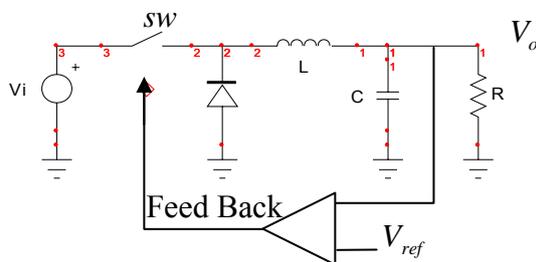


圖 3-2 降壓型切換式電源的原理圖

在電路的輸入與 GND 間所加入的二極體  $D$ ，主要是在 SW 為 OFF 時，儲存於電感  $L$  的能量能夠流通的二極體，稱之為環流二極體。SW 只做為 ON/OFF 之用，在 SW 為 OFF 時，如果沒有  $D$ ，則儲存於  $L$  的電流會沒有路徑流通。一般此一還

流二極體為使用 Shottky 二極體。因為其順方向電壓降  $V_F$  比一般的二極體低，所產生的電功率損失(= $V_F \times$  順方向電流)也可以減少。

### 3.2 脈波寬度調變控制電路設計

脈波寬度調變(PWM)控制電路，藉由改變多諧振盪器時間長數  $RC$  中之  $R$  來改變波寬，鋸齒波(或三角波)加於比較器、以控制電壓來改變比較器之臨界準位法。一般來說，比較器對於雜訊之免疫能力比單穩態多諧振盪器來的強，而且使用比較器之電路可更線性的控制波寬使其與控制電壓成正比，控制範圍也可從零變化到任意之寬度。

#### 3.2.1 PWMIC TL494 的工作原理

TL494 PWM IC 控制晶片，其內部等效電路如圖 3-3 所示。

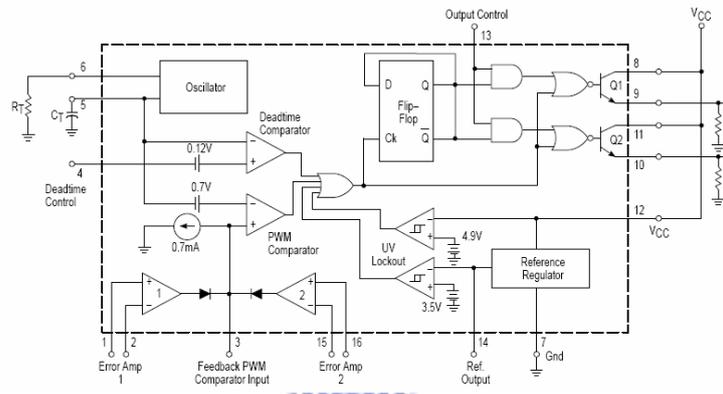


圖 3-3 TL494 PWM IC 內部等效電路 [ 9 ]

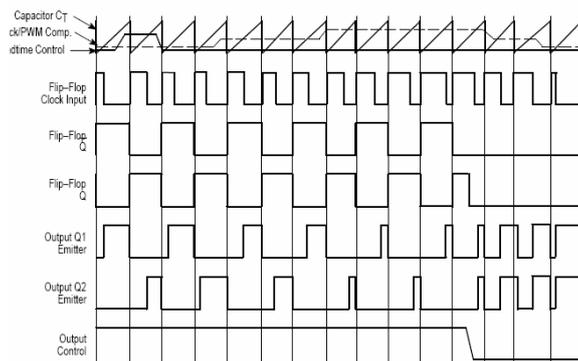


圖 3-4 TL494 PWM IC 時序圖 [ 9 ]

TL494 是固定頻率 PWM 控制 IC，由一內部線性的變頻鋸齒波振盪器，其頻率由兩個外部元件：電阻  $R_T$ 、電容  $C_T$  調整改變，振盪器的頻率可由下列近似公式決定：

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T C_T}$$

兩個比較器、兩個誤差放大器，以及 5V 的基準電源等所構成。比較器  $CMP_1$  用來限制波寬的最大值，為製造空檔時間(Dead time)用的比較器，而  $CMP_2$  則以誤差放大器輸出之信號來控制波寬。其基本工作原理：振盪器 Oscillator 所產生的三角波加在兩個比較器  $CMP_1$ 、 $CMP_2$  的反相輸入端，而其中比較器  $CMP_1$  的相同端接空檔時間控制電壓，另一路接誤差放大器的反饋輸出。當鋸齒波的電壓比較低時，比較器  $CMP_1$  輸出為高電位，則不論另一路比較器輸出如何，通過或開、或反開的運算之後，兩個輸出電晶體都處於截止狀態。當鋸齒波的電壓上升到超過死區設置電壓，但低於誤差放大器的輸出電壓時，兩個輸出電晶體同樣處於截止狀態。只有當鋸齒波電壓繼續上升到超過誤差放大器的輸出電壓時， $D$  型正反器的時鐘(Clock)輸入腳檢測到一個上跳，引起正反器反相，由於輸出控制腳的控制作用，此反相可能使兩路輸出電晶體同時導通，或僅使一路導通，另一路等到下一次反相時導通。隨著誤差放大器輸出電壓的不同， $D$  型正反器反相的時間也不同，從而時間比率也隨之變化，達到脈寬調變的目的。

### 3.2.2 PWM 控制電路設計

依據功能的需求，針對降壓式轉換器 PWM 控制電路的輸出控制電路、偏壓與增益控制電路等設計方式來做分析、設計完成控制電路。

如圖 3-5 所示，為簡單的 PWM 脈波寬度調變電路的概念，比較器的輸入信號為：一為攜帶資料的調變信號  $V_{con}$ ，另一為決定切換頻率的載波  $V_{ramp}$ 。藉由比較這兩個訊號，一連串的寬度相依於調變信號便可被獲得。典型的調變器輸出/輸出波形如圖所示。

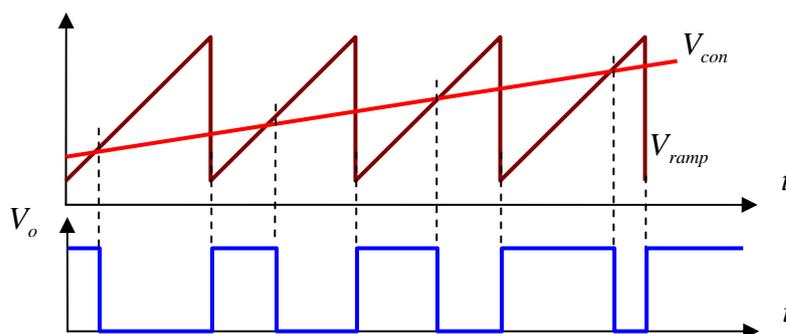


圖 3-5 PWM 脈波寬度調變原理

TL494 PWM IC 可由外部輸入訊號來控制輸出端之電晶體的操作方式其運作方式為並聯或是推挽式，對於並聯式的運作，其控制輸出的輸入訊號必須接地，因此將  $D$  型正反器禁能且無輸出訊號，在這種操作模式下，兩個電晶體呈並聯方式，其操作訊號就只接受由死區控制輸出訊號及比較器的輸出訊號。對於推挽式的運作，其控制輸出的輸入訊號必須由內部 5v 的參考電壓提供，因此電晶體皆能依照  $D$  型正反器的輸出訊號可由圖 3-4 為 TL494 PWM IC 的時序圖得知， $Q_1$  與  $Q_2$  互相交替開與關，我設

計電路的功能在 TL494 PWM IC 中其電晶體輸出,只有單純去驅動功率晶體 (MOSFET),所以我們採用並聯式的運作,將 TL494 第 14 腳接地,如圖 3-6 所示。

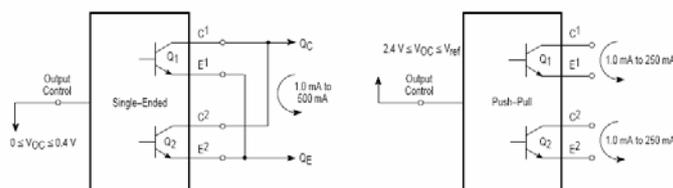


圖 3-6 並聯式與推挽式輸出連接圖 [ 9 ]

偏壓與微增益控制方面,我則利用 TL494 PWM IC 中的誤差放大器來達成這項設計,為得到正的輸出電壓,我們將輸電壓回授且經分壓後,將其接至誤差放大器同相輸入端,如圖 3-7 所示,如要輸出電壓為負的方式,只須將輸出電壓經分壓後回授接至誤差放大器反向輸入端。因實驗室電路要得到正的輸出電壓,所以偏壓與增益控制部份可經由圖 3-7 推導出 (3.1) 式,其中  $(R_i + R_f)/R_i$  為增益項,  $(R_f/R_i)V_{ref}$  為偏壓項。

$$V_{con} = \frac{(R_1 + R_f)V_1}{R_1} - \frac{R_f}{R_1} V_{ref} = \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1}\right) \left(V_1 - \frac{R_f}{R_1 + R_f} V_{ref}\right) = A(V_1 - V'_{ref}) \quad (3.1)$$

其中  $V_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o$ ,  $V'_{ref} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} V_{ref}$

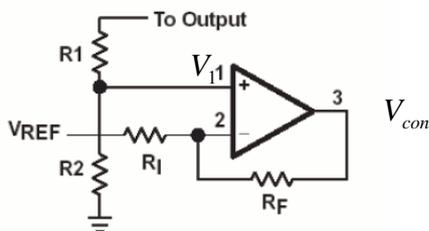


圖 3-7 偏壓與增益控制電路

PWM 控制電路可經由上述幾點設計方法,我們可將其設計成如圖 3-8 之脈波寬度調變控制電路。

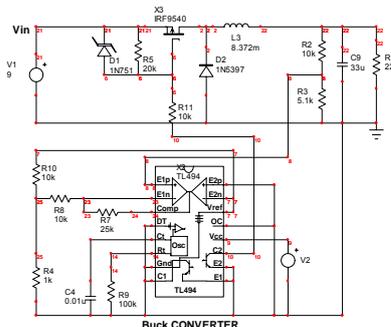


圖 3-8 脈波寬度調變電路

### 3.3 使用 Ispice 於降壓型電源轉換器之模擬

電源轉換器電路設計完成後，為了確保電路可正常工作，利用 Ispice 電路模擬軟體進行驗證，首先建立電路模型，然後改變系統參數：輸入電壓 $V_I$ 、輸出負載 $R$ 、濾波電感 $L$ 、濾波電容 $C$ 、回授增益 $A$ 、切換週期 $T_s$ ；並模擬電路的分叉特性。

#### 3.3.1 降壓型電源轉換器電路模型建立

TL494 PWM IC 內部結構包含：誤差放大器電路、振盪電路、PWM 電路與參考電壓電路。在早期控制電路都是使用雙接面電晶體 BJT 來作為切換開關，近年來因電子業的蓬勃發展及製造技術的更新發明，目前已大量使用場效電晶體 FET 來做為控制元件。由於 FET 具有：低消耗電功率，高切換速度的優點，在應用上範圍很廣。場效電晶體(FET)雙接面電晶體(BJT)，在切換時需要少數載子儲存時間，故在做研究及實驗時採用 MOSFET 來做為電路的切換開關裝置。

關於電晶體的偏壓部份，一般都是用電阻分壓並連在源極 $S$ 與閘極 $G$ 之間，如此做法有一問題存在，就是偏壓會隨著輸入電壓的改變而改變，如此造成電晶體的導通特性也跟著改變，因此我使用最經濟的做法，就是並聯上一個曾納二極體 Zenor Diode 來穩壓；TL494 PWM IC 電路模型建立完成，最後依照所設計降壓型電源轉換器電路圖，連接相關元件並設定相關參數，完成圖如圖 3-8 所示。

#### 3.3.2 分叉現象的參數模擬分析

由分叉現象理論，可選擇不同的系統來研究分叉現象與混沌現象。在降壓型電源轉換器系統中有很多可做為變化的參數，在此選擇輸入電壓 $V_I$ 、輸出負載 $R_o$ 、濾波電感 $L$ 、濾波電容 $C$ 、回授增益 $A$ 、工作週期 $T$ ，來做為研究對象，電路相關參數值是採用 TL494 的參數值如下表 3-1，以 15 伏做為 TL494 IC 的電源電壓，其切換頻率不能小於 1k Hz，為得到系統完整的分叉圖，參數值有些微的調整， $V_{ref} = 0.5 \text{ v}$ ， $V_L = 0.7 \text{ v}$ ， $V_U = 3.7 \text{ v}$ 。

分叉圖的繪製方法為將 Ispice 軟體模擬出波形後，從 Ispice 軟體的輸出檔(.out)將數據複製到 Matlab 軟體的資料夾中，再開啟 Matlab 軟體，從檔案開啟剛才的資料夾進行整理，經由一連串繁複的整理手續後，轉換成 Matlab 軟體的語言格式，再以 Matlab 軟體撰寫程式進行分叉圖的模擬繪製，取樣資料以  $V_{ramp}$  的週期為取樣週期，在  $V_{ramp}$  的每週期的峰值點做為取樣點來擷取 $V_o$ 的值，也就是每週期取一點，將每一樣本取完後，再以分叉參數的值做為橫軸坐標刻度進行分叉圖的模擬繪製。

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	$V_{C1}, V_{C2}$	-	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	$I_{C1}, I_{C2}$	-	-	200	mA
Amplified Input Voltage	$V_{in}$	-0.3	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	$I_{fb}$	-	-	0.3	mA
Reference Output Current	$I_{ref}$	-	-	10	mA
Timing Resistor	$R_T$	1.8	30	500	k $\Omega$
Timing Capacitor	$C_T$	0.0047	0.001	10	$\mu F$

表 3-1 TL 494 IC 工作特性參數 [ 9 ]

### 3.3.3 連續電流導通模式(CCM)的分叉現象之參數模擬分析

各種參數值：輸入電壓  $V_i = 9V$ 、輸出負載  $R = 10\Omega$ 、濾波電感  $L = 8.372mH$ 、濾波電容  $C = 33\mu F$ 、回授增益  $A = 3.5$ 、切換週期  $T_s = 0.91ms$ 。模擬分析的取樣 time step 設定為  $2\mu s$ ，time step maximum 也設定為  $2\mu s$ ，模擬分析的取樣範圍為  $400ms \sim 410ms$ 。其中  $V_{ramp}$  為 TL494 PWM IC 第 5 腳所產生的斜坡函數， $V_{con}$  為第 3 腳誤差放大器之輸出，就是輸出電壓回授與參考電壓  $V_{ref}$  比較再放大的值。

#### (1) 輸入電壓 $V_i$ 的分叉特性(CCM)

當要進行輸入電壓  $V_i$  之分叉特性模擬分析，只須改變輸入電壓  $V_i$  的值；其相關參數值要維持不變。圖 3-9 顯示其輸入電壓  $V_i$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖，當  $V_i$  改變的範圍為從  $7V$  到  $15V$ ，為求準確性，在系統穩定後取參數值，所以  $V_i$  取  $8.0V$  以後的值；一開始是一單週期輸出， $V_i$  繼續上升到  $12V$ ，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $V_i$  上升到  $13.9V$  分叉現象為四週期行為；在  $14V$  產生混沌軌跡行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期、四週期、渾沌期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-9 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變輸入電壓  $V_i$  來進行模擬，可從圖 3-10 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-9 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

圖中可看出電感電流( $I_L$ )都是在 CCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄，如此才能達到能量平衡。

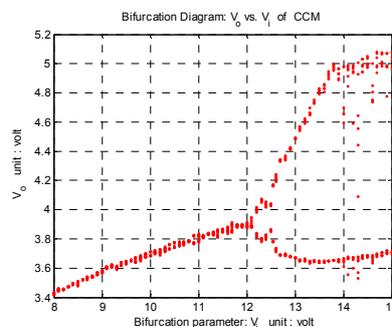


圖 3-9 輸入電壓  $V_i$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖

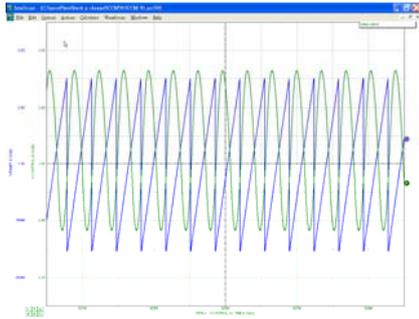


圖 3-10  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $V_I = 9.0V$ )

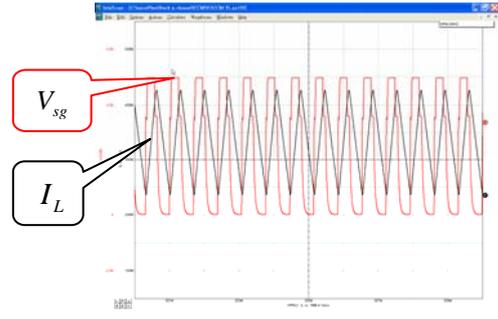


圖 3-11  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $V_I = 9.0V$ )

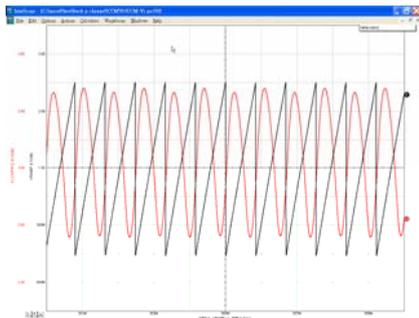


圖 3-12  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $V_I = 12.0V$ )

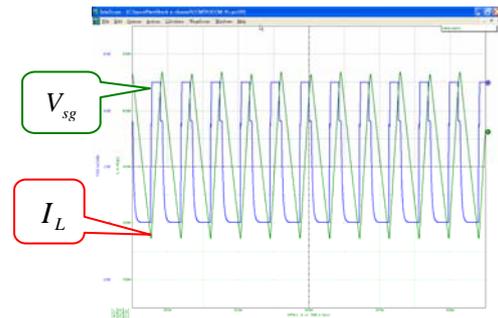


圖 3-13  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $V_I = 12.0V$ )

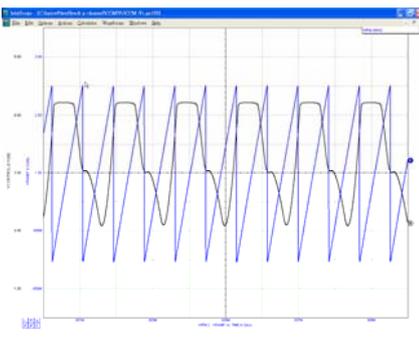


圖 3-14  $V_{ramp} - V_{con}$  四週期軌跡 ( $V_I = 13.9V$ )

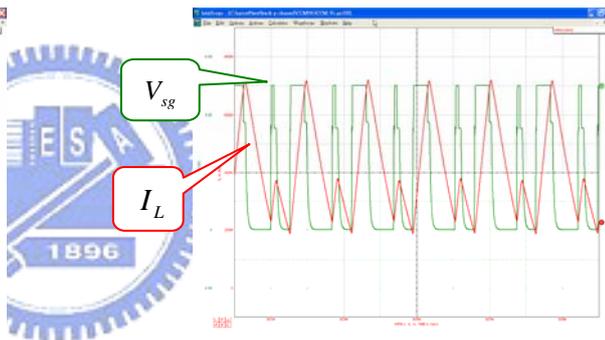


圖 3-15  $V_{sg} - I_L$  四週期軌跡 ( $V_I = 13.9V$ )

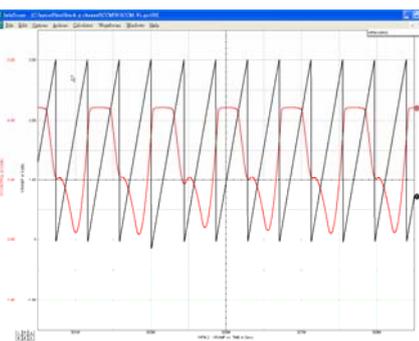


圖 3-16  $V_{ramp} - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $V_I = 14V$ )

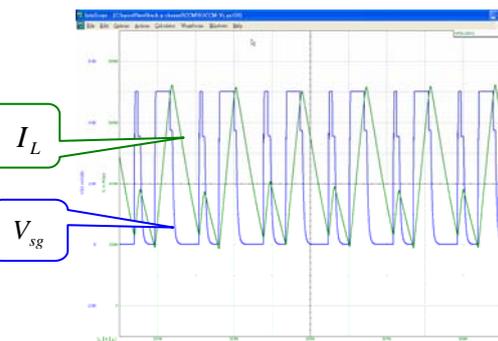


圖 3-17  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $V_I = 14V$ )

## (2) 濾波電感 $L$ 的分叉特性(CCM)

當要進行濾波電感  $L$  之分叉特性模擬分析，只須改變濾波電感  $L$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-14 顯示其濾波電感  $L$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖，當  $L$  改變的範圍為從 2mH 到 9mH；一開始是一單週期輸出， $L$  繼續下降到 6.2mH 時開始發生分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $L$  下降到 4.5mH 時，

發生混沌軌跡行為；接者  $L$  下降到 2.6mH 系統發生邊界(Boundary)現象，也就是系統由 CCM 轉成 DCM 狀態。分別針對電路所產生的單週期、雙週期渾沌期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-14 相互比對。在其它參值數不變之下，可從圖 3-15 明顯的得知系統是單週期軌跡行為與圖 3-14 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )在 CCM、boundary、DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

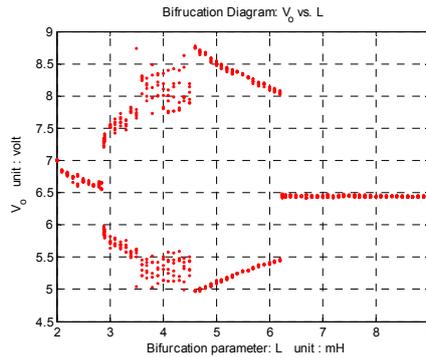


圖 3-18 輸出電壓  $V_o$  與週期濾波電感  $L$  之分叉現象圖

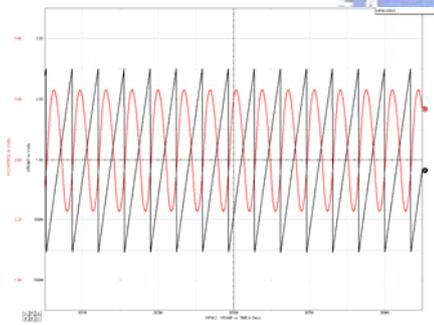


圖 3-19  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $L=8.372\text{mH}$ )

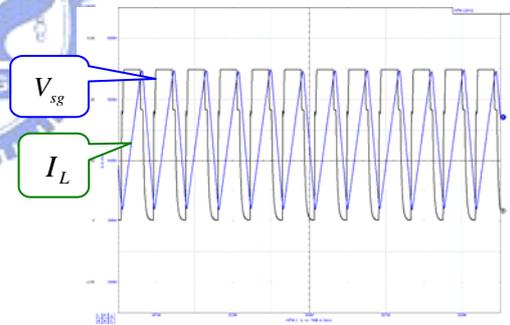


圖 3-20  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $L=8.372\text{mH}$ )

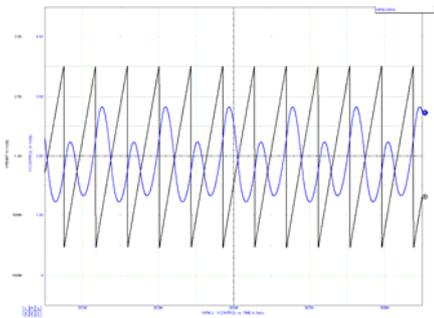


圖 3-21  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $L=5\text{mH}$ )

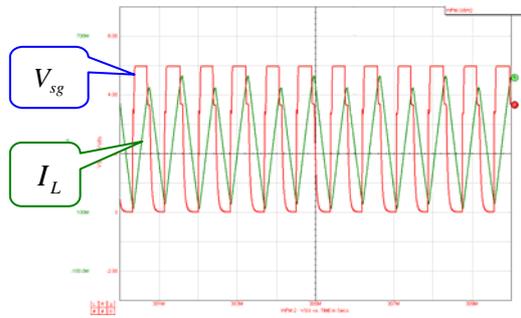


圖 3-22  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $L=5\text{mH}$ )

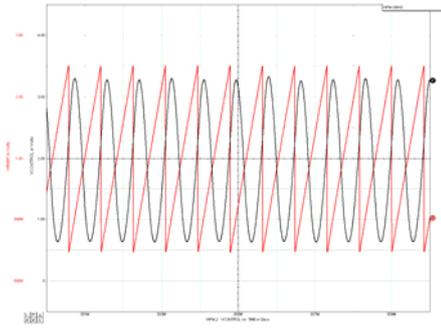


圖 3-23  $V_{ramp} - V_{con}$  Boundary 軌跡 ( $L=2.6mH$ )

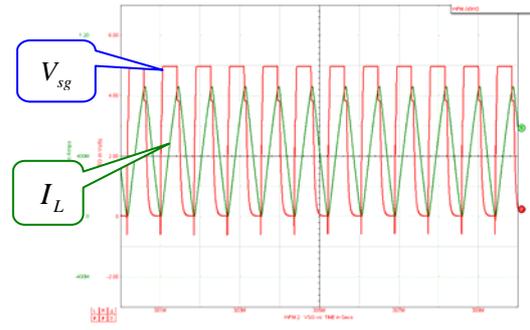


圖 3-24  $V_{sg} - I_L$  Boundary 軌跡 ( $L=2.6mH$ )

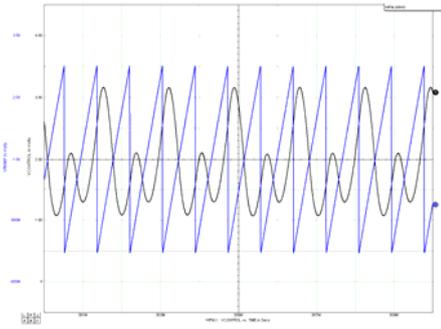


圖 3-25  $V_{ramp} - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $L=4.5mH$ )

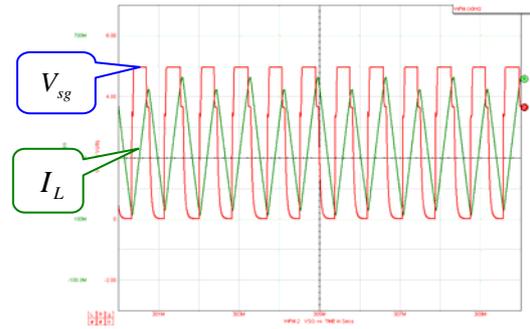


圖 3-26  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $L=4.5mH$ )

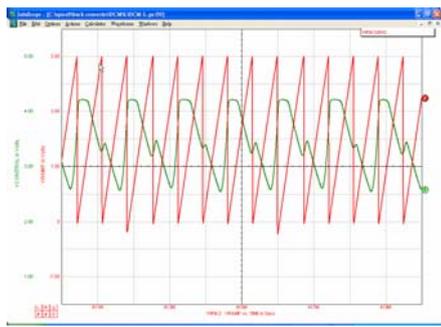


圖 3-27  $V_{ramp} - V_{con}$  六週期軌跡 ( $L=1.5mH$ )

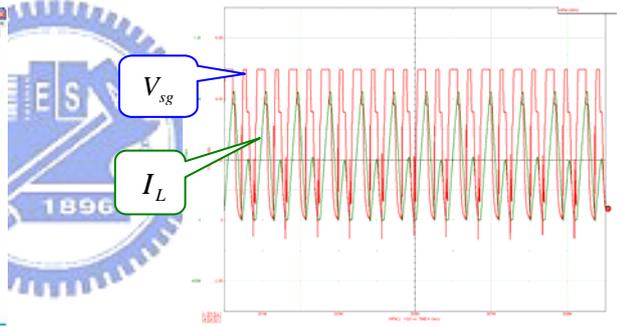


圖 3-28  $V_{sg} - I_L$  六週期軌跡 ( $L=1.5mH$ )

### (3) 濾波電容 $C$ 的分叉特性(CCM)

當要進行濾波電容  $C$  之分叉特性模擬分析，只須改變濾波電容  $C$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-21 顯示其濾波電容  $C$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖， $C$  改變的範圍為從  $1\mu F$  到  $40\mu F$ ；一開始是一單週期輸出， $C$  繼續下降到  $9\mu F$  時開始發生些微的分叉行為，分叉行為開始的是四週期之行為，接者  $C$  下降到  $8\mu F$  時，發生混沌現象之行為， $C=5\mu F$  時又出現單週期軌跡行為。 $C$  繼續下降到  $3\mu F$  時又分叉為雙週期之行為；分別針對電路所產生的單週期、雙週期、六週期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-21 相互比對。在其它參值數不變之下，改變濾波電容  $C$  來進行模擬，從圖 3-22 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-21 中所示一致。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都是在 CCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在

發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

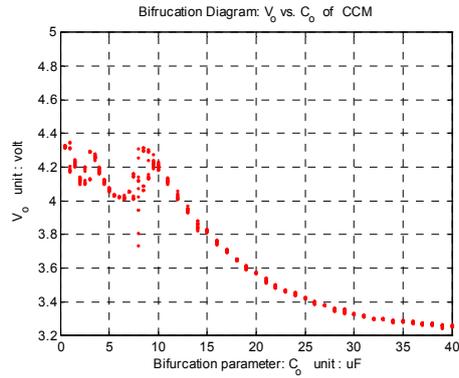


圖 3-29 輸出電壓  $V_o$  與週期濾波電容  $C$  之分叉現象圖

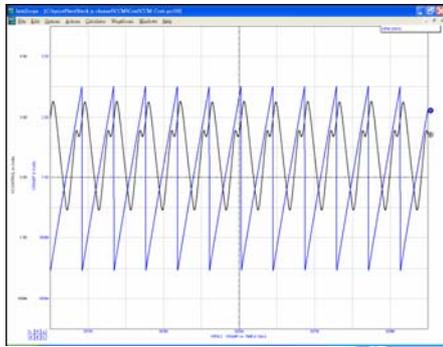


圖 3-30  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $C = 5\mu\text{F}$ )

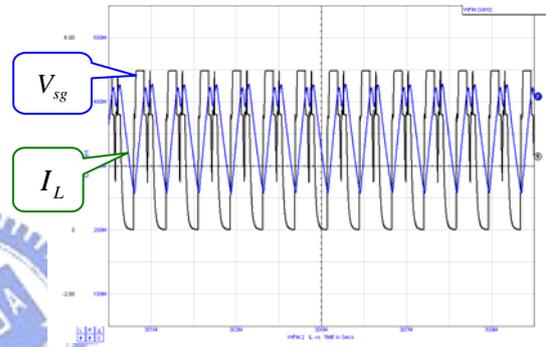


圖 3-31  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $C = 5\mu\text{F}$ )

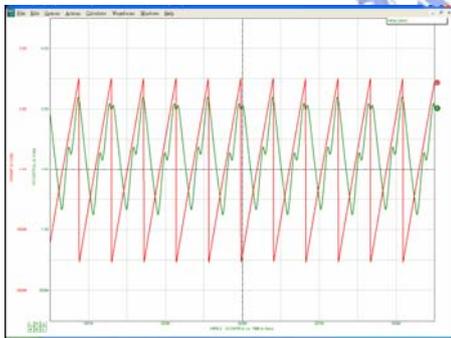


圖 3-32  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $C = 3\mu\text{F}$ )

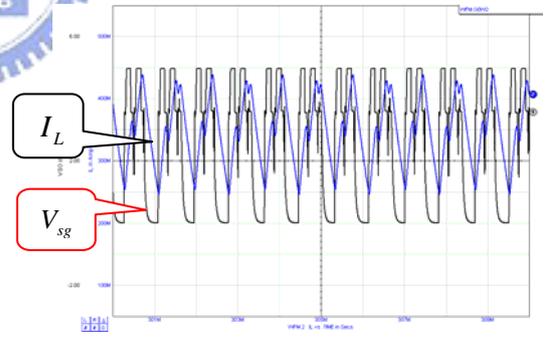


圖 3-33  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $C = 3\mu\text{F}$ )

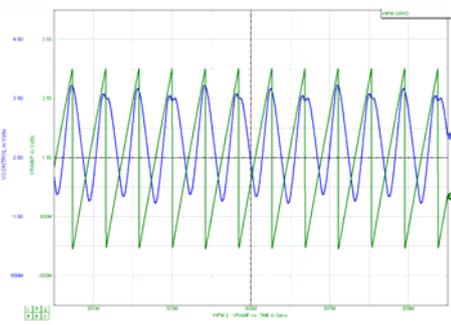


圖 3-34  $V_{ramp} - V_{con}$  四週期軌跡 ( $C = 9\mu\text{F}$ )

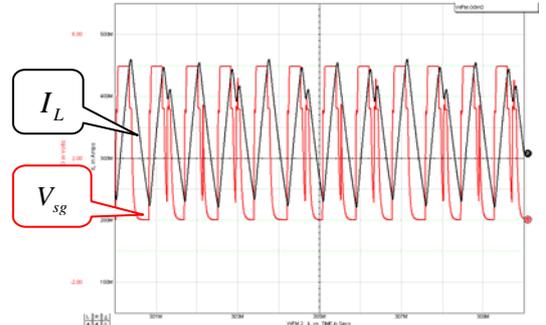


圖 3-35  $V_{sg} - I_L$  四週期軌跡 ( $C = 9\mu\text{F}$ )

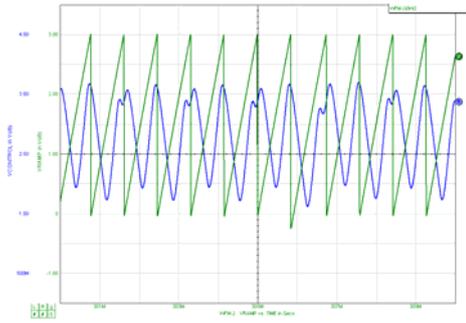


圖 3-36  $V_{ramp} - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $C = 8\mu F$ )

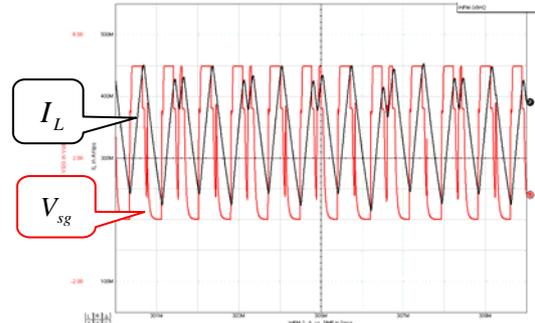


圖 3-37  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $C = 8\mu F$ )

#### (4) 輸出負載 $R$ 的分叉特性(CCM)

當要進行輸出負載  $R$  之分叉特性模擬分析，只須改變輸出負載  $R$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-26 顯示其輸出負載  $R$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖， $R$  改變的範圍為從  $1\Omega$  到  $27\Omega$ ；一開始  $R=1\Omega$  時是一單週期輸出， $R$  上升到  $16\Omega$  時開始發生些微的分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $R$  上升到  $20\Omega$  時，發生較為明顯的雙週期之行為；當  $R$  上升到  $21\Omega$  時，系統進入邊界 Boundary 狀態；分別針對電路所產生的單週期、雙週期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-26 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變輸出負載  $R$  來進行模擬，可從圖 3-27 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-26 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )在 CCM、boundary、DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

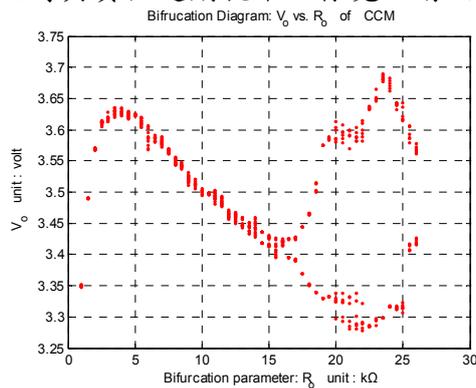


圖 3-38 輸出電壓  $V_o$  與週期輸出負載  $R$  之分叉現象圖

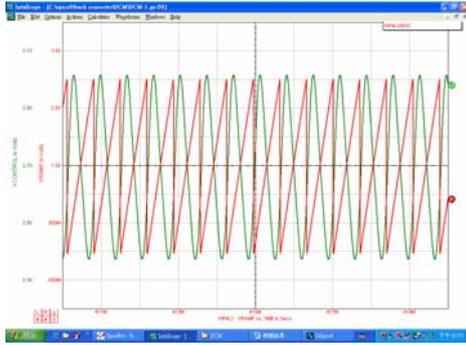


圖 3-39  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $R=10\Omega$ )

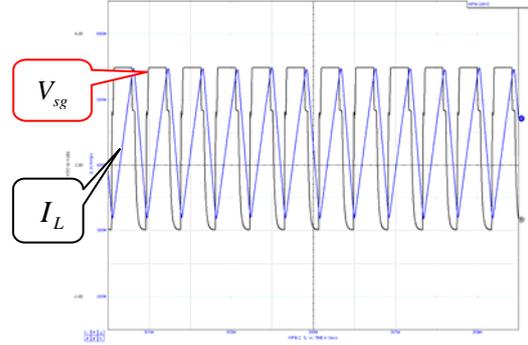


圖 3-40  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $R=10\Omega$ )

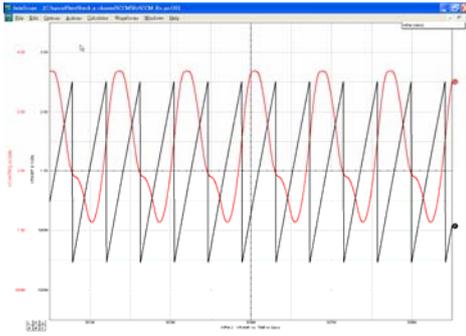


圖 3-41  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $R=20\Omega$ )

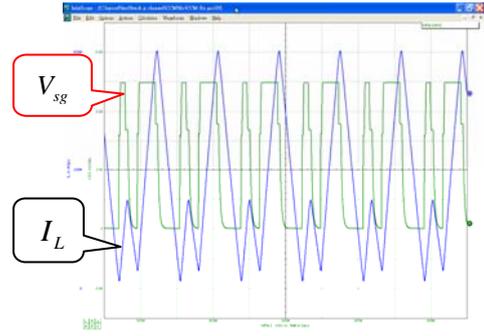


圖 3-42  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $R=20\Omega$ )

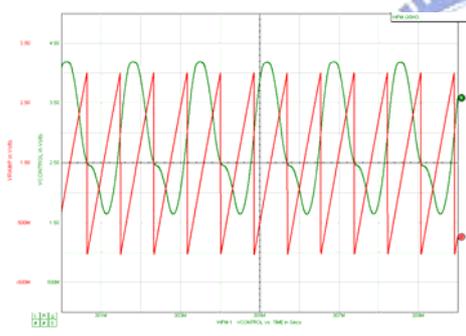


圖 3-43  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 Boundary ( $R=21\Omega$ )

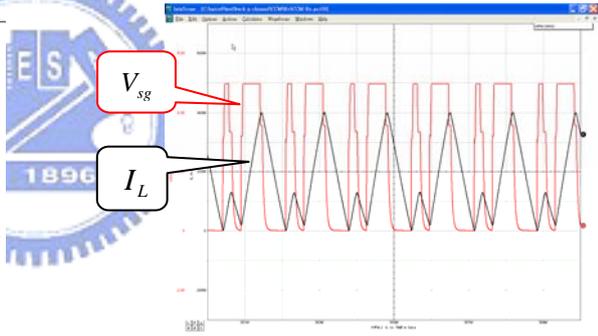


圖 3-44  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 Boundary ( $R=21\Omega$ )

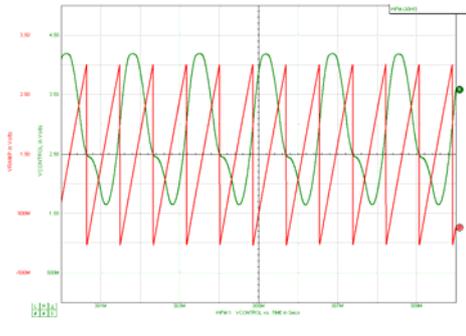


圖 3-45  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $R=22\Omega$ )

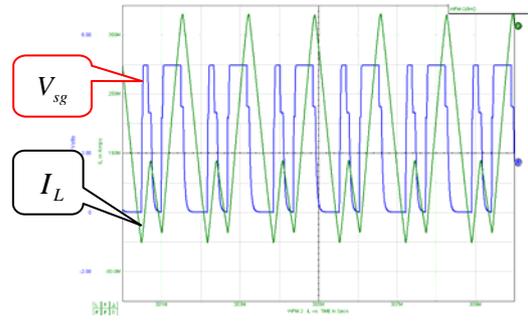


圖 3-46  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $R=22\Omega$ )

### (5) 回授增益 $A$ 的分叉特性(CCM)

當要進行回授增益  $A$  之分叉特性模擬分析，只須改變回授增益  $A$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-31 顯示其回授增益  $A$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖， $A$  改變的範圍為從 1.1 到 7；一開始  $A=1.1$  時是一單週期輸出， $A$  上升到 4.8 時開始

發生明顯的分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $A$  上升到 5.9 時，發生四週期之行為，接者  $A$  上升到 6 時，發生八週期之行為； $A=6.5$  時，發生混沌現象之行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期、四週期、八週期、混沌現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-31 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變回授增益  $A$  來進行模擬，可從圖 3-32 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-31 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都在 CCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

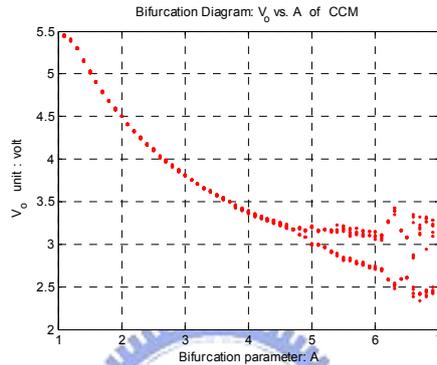


圖 3-47 輸出電壓  $V_o$  與週期回授增益  $A$  之分叉現象圖

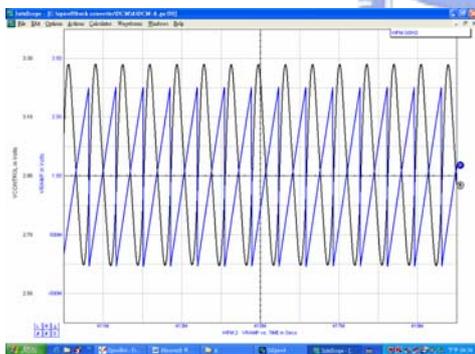


圖 3-48  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $A=2.5$ )

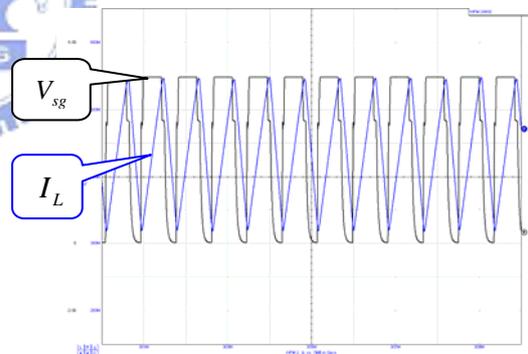


圖 3-49  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $A=2.5$ )

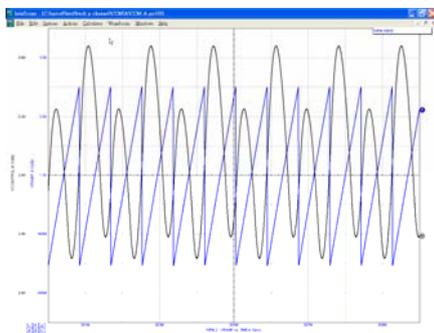


圖 3-50  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $A=5.0$ )

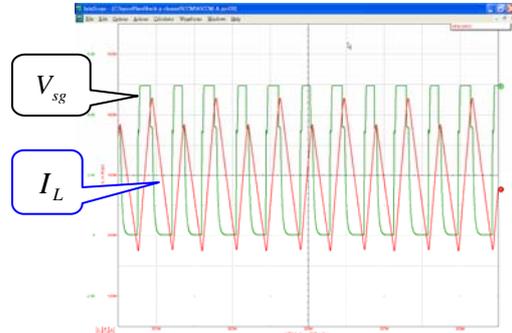


圖 3-51  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $A=5.0$ )

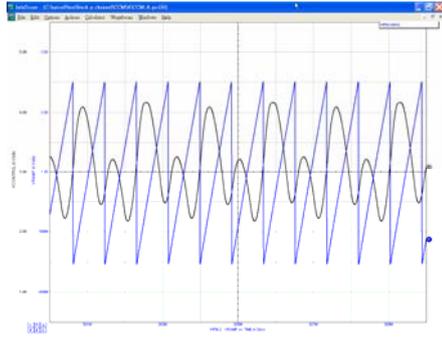


圖 3-52  $V_{ramp} - V_{con}$  四週期軌跡 ( $A=5.9$ )

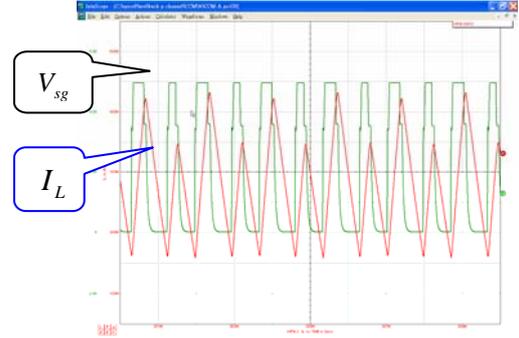


圖 3-53  $V_{sg} - I_L$  四週期軌跡 ( $A=5.9$ )

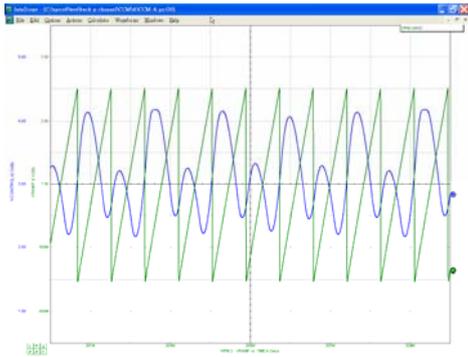


圖 3-54  $V_{ramp} - V_{con}$  八週期軌跡 ( $A=6.0$ )

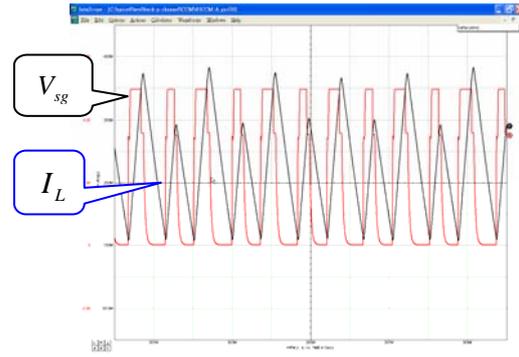


圖 3-55  $V_{sg} - I_L$  八週期軌跡 ( $A=6.0$ )

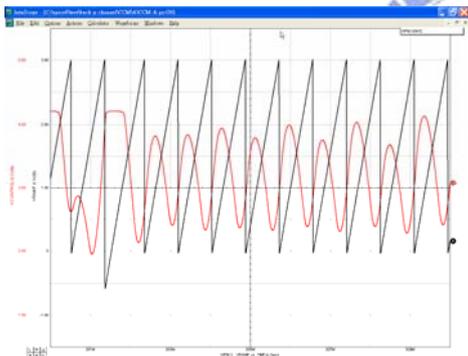


圖 3-56  $V_{ramp} - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $A=6.5$ )

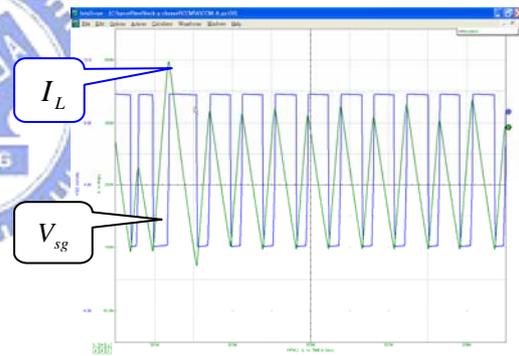


圖 3-57  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $A=6.5$ )

## (6) 切換週期 $T_s$ 的分叉特性(CCM)

當要進行切換週期 $T_s$ 之分叉特性模擬分析，只須改變切換週期 $T_s$ 的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-38 顯示其切換週期 $T_s$ 與週期輸出電壓 $V_o$ 之分叉現象圖， $T_s$ 改變的範圍為從 0.72ms 到 1.18ms；一開始 $T_s=0.72\text{ms}\sim 0.98\text{ms}$ 時是一單週期輸出， $T_s$ 上升到 0.99ms 時開始發生雙週期之分叉行為，接者 $T_s$ 上升到 1.12ms 時，開始發生明顯的雙週期分叉行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-38 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變輸出負載 $T_s$ 來進行模擬，可從圖 3-39 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-38 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都在 CCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發

生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

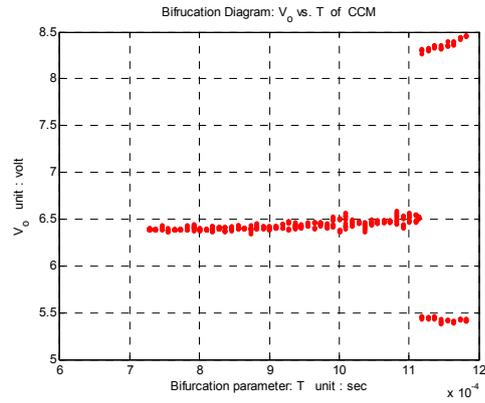


圖 3-58 輸出電壓  $V_o$  與週期切換週期  $T_s$  之分叉現象圖

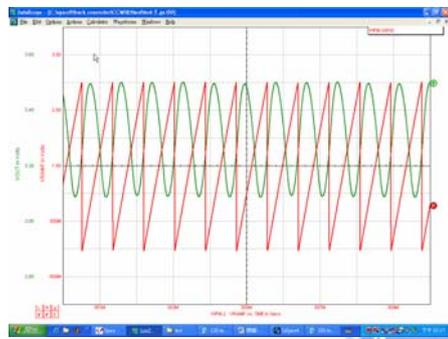


圖 3-59  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $T_s = 0.91\text{ms}$ )

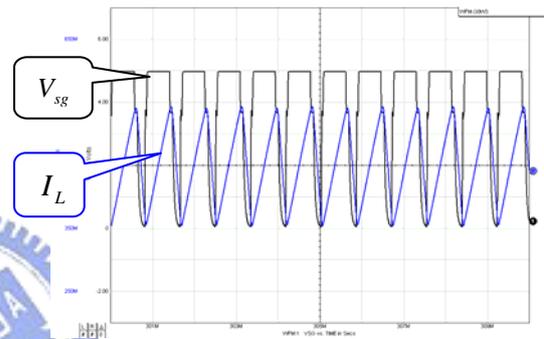


圖 3-60  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $T_s = 0.91\text{ms}$ )

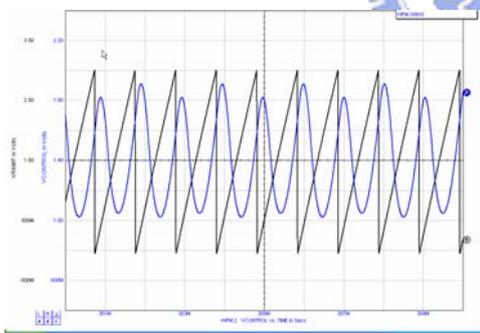


圖 3-61  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T_s = 1.09\text{ms}$ )

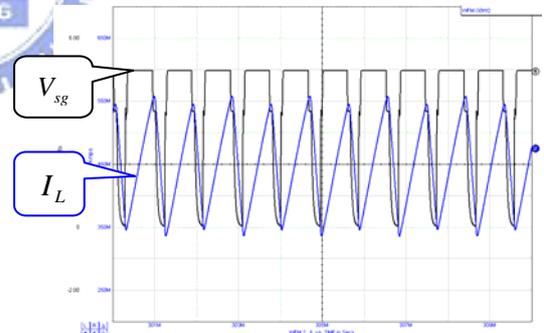


圖 3-62  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $T_s = 1.09\text{ms}$ )

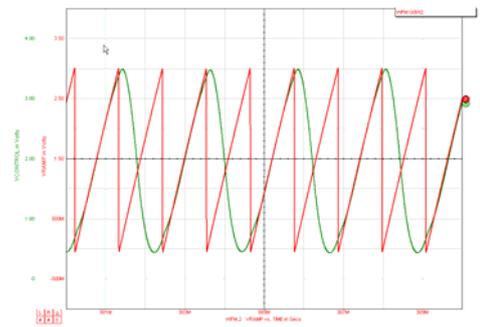


圖 3-63  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T_s = 1.18\text{ms}$ )

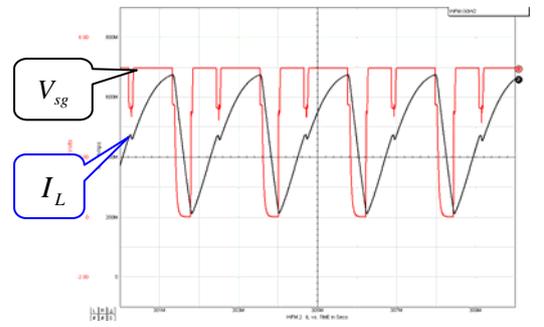


圖 3-64  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $T_s = 1.18\text{ms}$ )

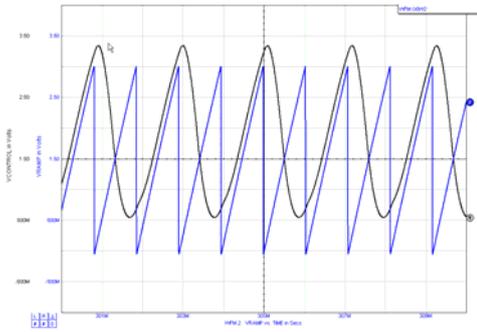


圖 3-65  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T_s = 1.12\text{ms}$ )

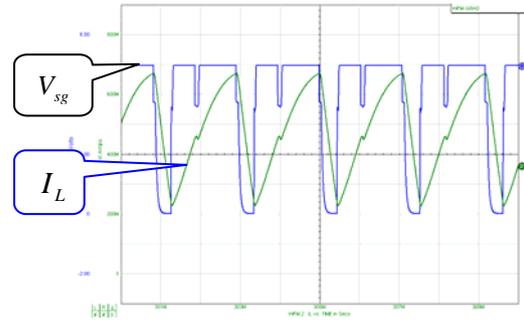


圖 3-66  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $T_s = 1.12\text{ms}$ )

### 3.3.4 不連續電流導通模式(DCM)的分叉現象之參數模擬分析

相關參數值： $R=50\Omega$ 、 $L=3.92\text{mH}$ 、 $C=33\mu\text{f}$ 、 $A=2.5$ 、 $T_s=0.69\text{msec}$ 、 $V_i=8.5\text{v}$ 。模擬分析的取樣 time step 設定為  $2\mu\text{s}$ ，time step maximum 也設定為  $2\mu\text{s}$ ，模擬分析的取樣範圍為  $400\text{ms}\sim 410\text{ms}$ 。其中  $V_{ramp}$  為 TL494 PWM IC 第 5 腳所產生的斜坡函數， $V_{con}$  為第 3 腳誤差放大器之輸出，也就是輸出電壓回授受與參考電壓  $V_{ref}$  比較後再放大的值。

#### (1) 輸入電壓 $V_i$ 的分叉特性(DCM)

當要進行輸入電壓  $V_i$  之分叉特性模擬分析，只須改變輸入電壓  $V_i$  的值；其相關參數值要維持不變。圖 3-43 顯示其輸入電壓  $V_i$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖，當  $V_i$  改變的範圍為從  $7\text{V}$  到  $15\text{V}$ ，為求準確性，在系統穩定後取參數值，所以  $V_i$  取  $8.0\text{V}$  以後的值；一開始是一單週期輸出， $V_i$  繼續上升到  $9.6\text{V}$ ，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $V_i$  上升到  $11.2$  分叉現象為四週期行為。 $V_i=11.7\text{V}$  時出現六週期行為。接者  $V_i$  上升到  $12.1\text{V}$  出現八週期軌跡之行為；在  $12.4\text{V}$  產生混沌軌跡行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期、三週期、四週期、混沌期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-43 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變輸入電壓  $V_i$  來進行模擬，可從圖 3-44 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-43 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都是在 DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄，如此才能達到能量平衡。

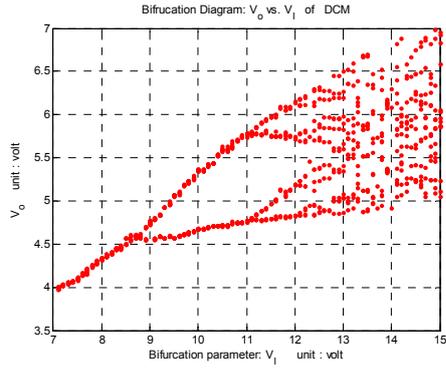


圖 3-67 輸入電壓  $V_i$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖

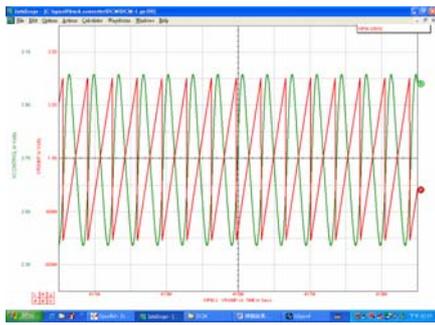


圖 3-68  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $V_i=8.2V$ )

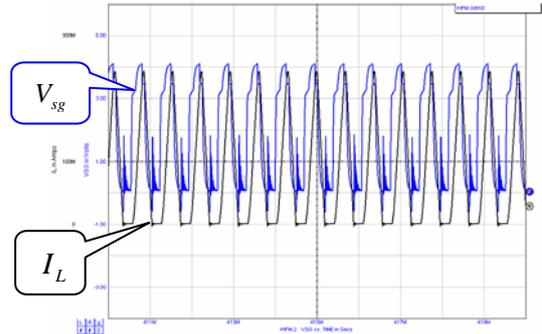


圖 3-69  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $V_i=8.2V$ )

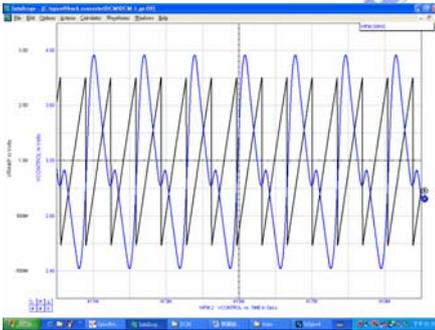


圖 3-70  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $V_i=10V$ )

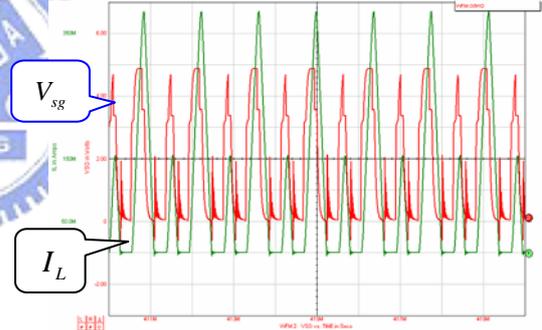


圖 3-71  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $V_i=10V$ )

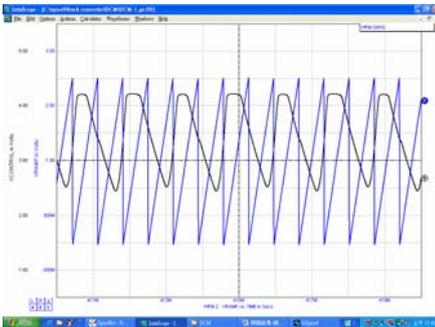


圖 3-72  $V_{ramp} - V_{con}$  四週期軌跡 ( $V_i=11.5V$ )

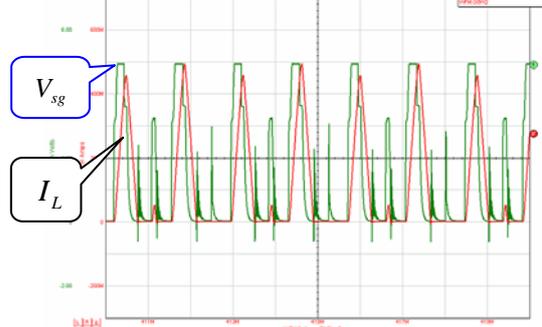


圖 3-73  $V_{sg} - I_L$  四週期軌跡 ( $V_i=11.5V$ )

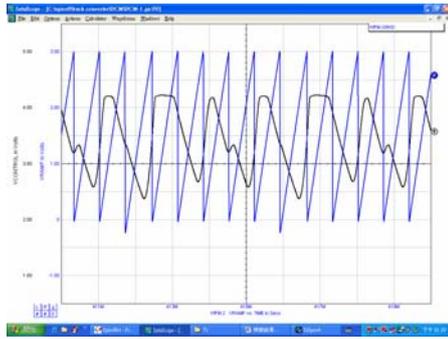


圖 3-74  $V_{ramp} - V_{con}$  六週期軌跡 ( $V_I = 11.7V$ )

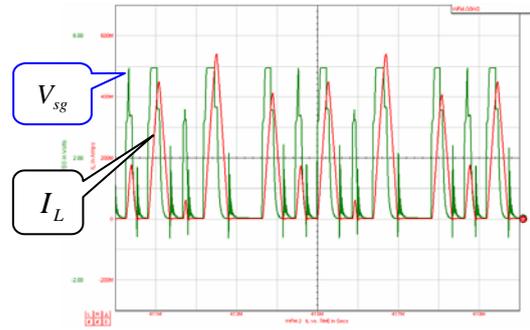


圖 3-75  $V_{sg} - I_L$  六週期軌跡 ( $V_I = 11.7V$ )

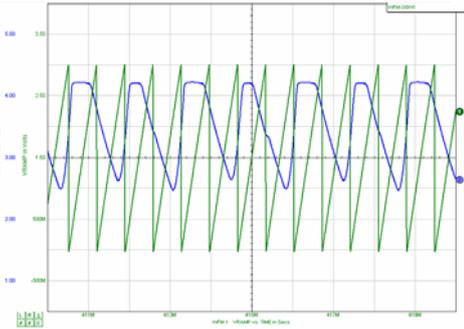


圖 3-76  $V_{ramp} - V_{con}$  八週期軌跡 ( $V_I = 12.1V$ )

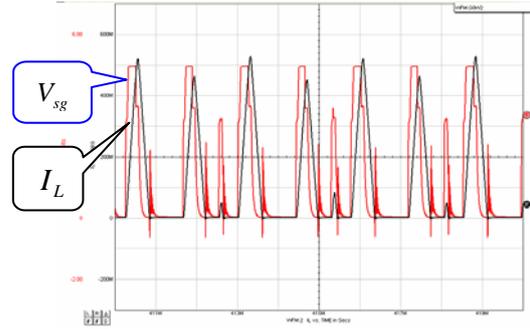


圖 3-77  $V_{sg} - I_L$  八週期軌跡 ( $V_I = 12.1V$ )

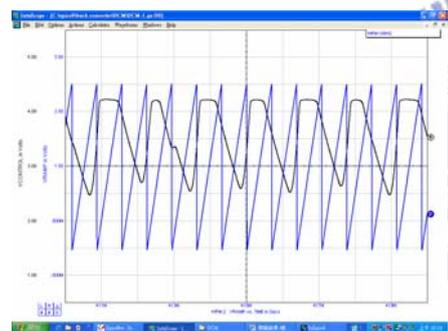


圖 3-78  $V_{ramp} - V_{con}$  八週期軌跡 ( $V_I = 12.4V$ )

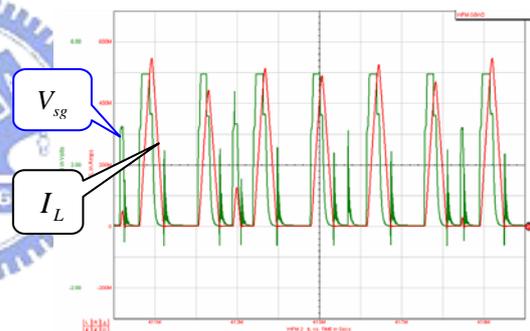


圖 3-79  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $V_I = 12.4V$ )

## (2) 濾波電感 $L$ 的分叉特性(DCM)

當要進行濾波電感  $L$  之分叉特性模擬分析，只須改變濾波電感  $L$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-50 顯示其濾波電感  $L$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖，當  $L$  改變的範圍為從 1mH 到 4.5mH；一開始是一單週期輸出， $L$  繼續下降到 3.2mH 時開始發生分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $L$  下降到 1.6mH~1.3mH 時，發生混沌軌跡行為； $L=1.5mH$  時出現六週期行為。接者  $L$  下降到 1.2mH~1mH 時出現四週期軌跡之行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期、四週期、六週期、混沌期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-50 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變濾波電感  $L$  來進行模擬，可從圖 3-51 明顯的得知系統是單週期軌跡行為與圖 3-50 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都是在 DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

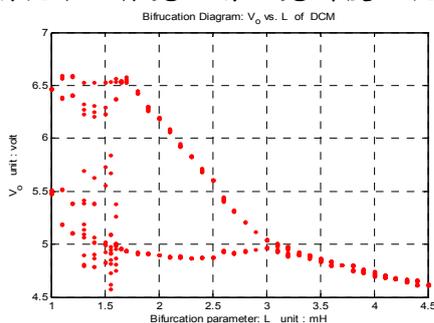


圖 3-80 輸出電壓  $V_o$  與週期濾波電感  $L$  之分叉現象圖

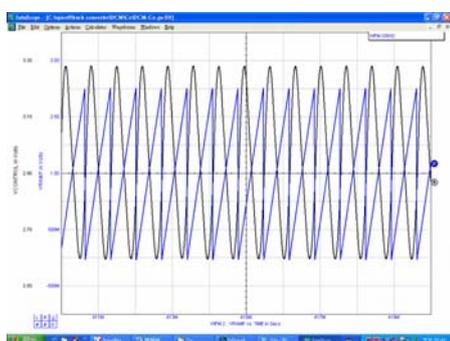


圖 3-81  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $L=3.92\text{mH}$ )

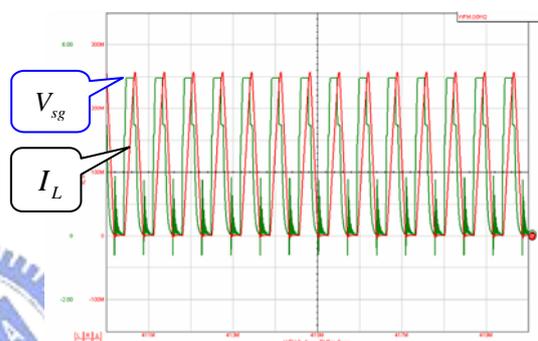


圖 3-82  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $L=3.92\text{mH}$ )

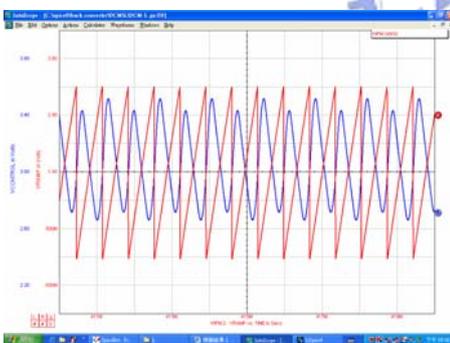


圖 3-83  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $L=3.0\text{mH}$ )

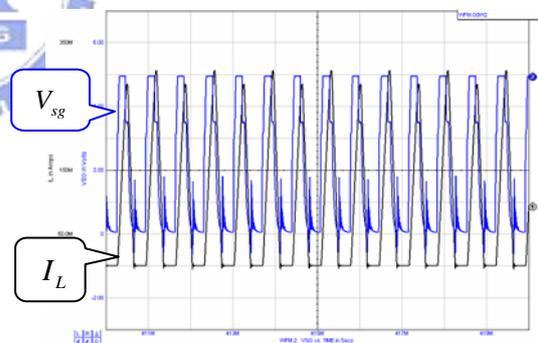


圖 3-84  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $L=3.0\text{mH}$ )

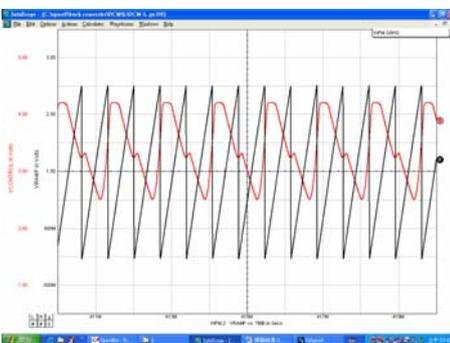


圖 3-85  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $L=2.0\text{mH}$ )

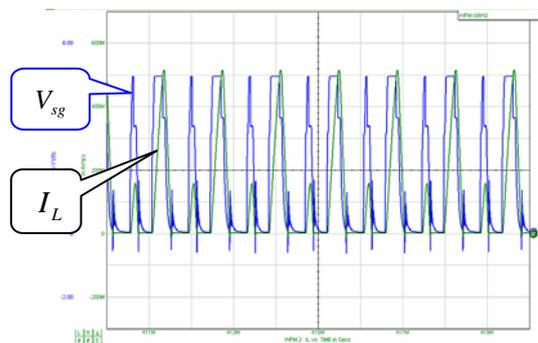


圖 3-86  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $L=2.0\text{mH}$ )

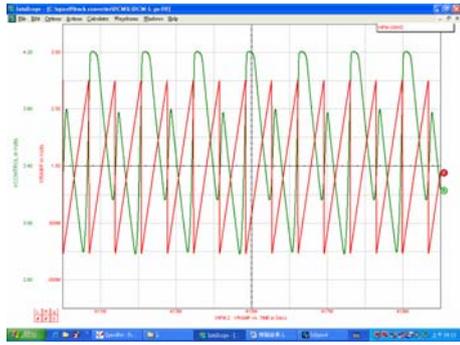


圖 3-87  $V_{ramp} - V_{con}$  四週期軌跡 ( $L=1.0\text{mH}$ )

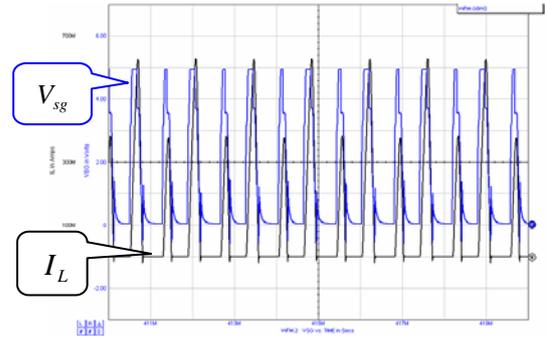


圖 3-88  $V_{sg} - I_L$  四週期軌跡 ( $L=1.0\text{mH}$ )

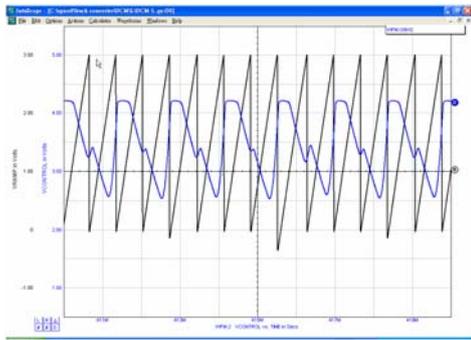


圖 3-89  $V_{ramp} - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $L=1.6\text{mH}$ )

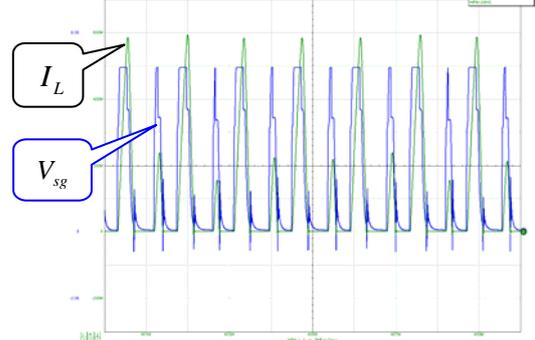


圖 3-90  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $L=1.6\text{mH}$ )

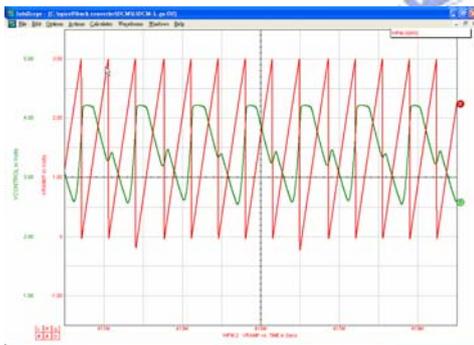


圖 3-91  $V_{ramp} - V_{con}$  六週期軌跡 ( $L=1.5\text{mH}$ )

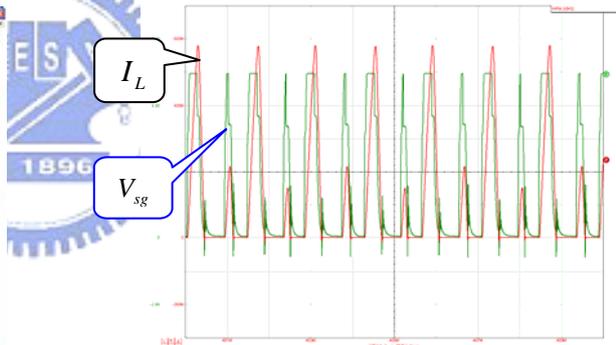


圖 3-92  $V_{sg} - I_L$  六週期軌跡 ( $L=1.5\text{mH}$ )

### (3) 濾波電容 $C$ 的分叉特性(DCM)

當要進行濾波電容  $C$  之分叉特性模擬分析，只須改變濾波電容  $C$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-57 顯示其濾波電容  $C$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖， $C$  改變的範圍為從  $10\mu\text{F}$  到  $40\mu\text{F}$ ；一開始是一單週期輸出， $C$  繼續下降到  $30\mu\text{F}$  時開始發生些微的分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $C$  下降到  $27\mu\text{F}$  時，發生較為明顯的雙週期之行為， $C=17\mu\text{F}$  時出現混沌軌跡行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期、混沌期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-57 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變濾波電感  $C$  來進行模擬，可從圖 3-58 明顯的得知系統是單週期軌跡行為與圖 3-57 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都是在 DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

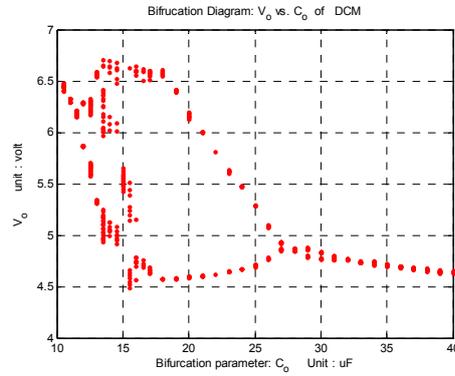


圖 3-93 輸出電壓  $V_o$  與週期濾波電容  $C$  之分叉現象圖

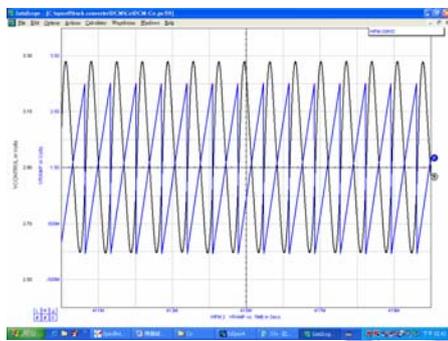


圖 3-94  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $C = 33\mu\text{F}$ )

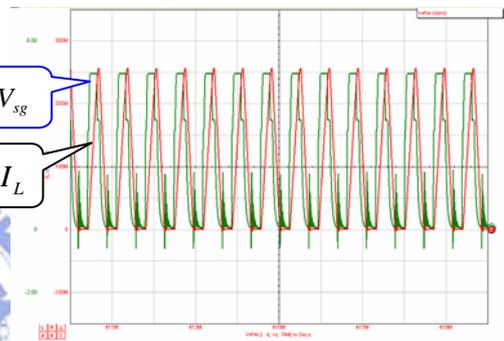


圖 3-95  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $C = 33\mu\text{F}$ )

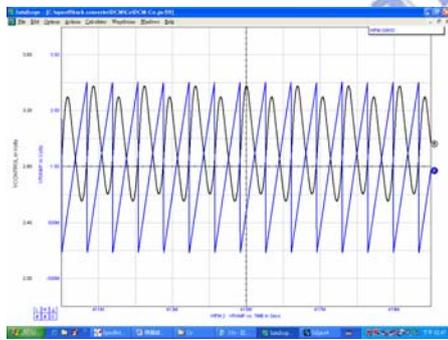


圖 3-96  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $C = 30\mu\text{F}$ )

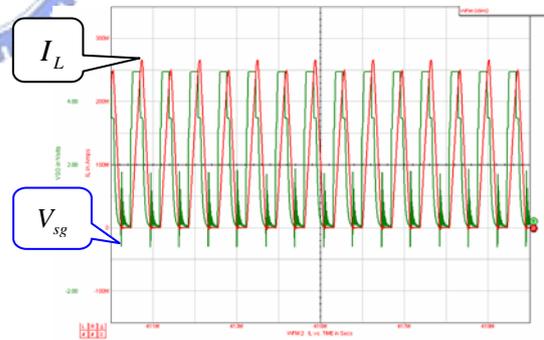


圖 3-97  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $C = 30\mu\text{F}$ )

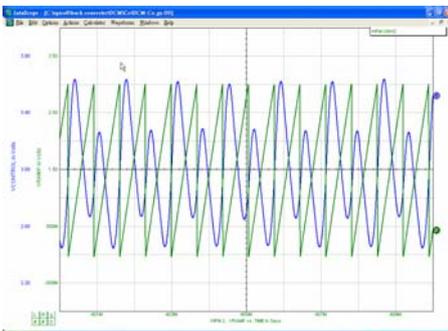


圖 3-98  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $C = 26\mu\text{F}$ )

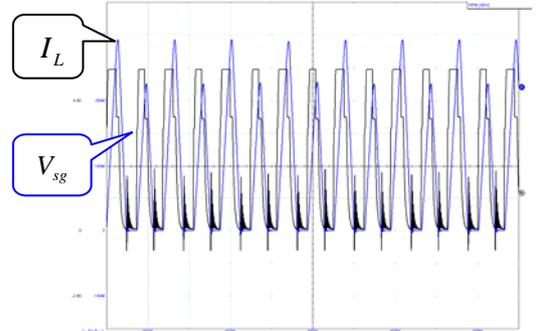


圖 3-99  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $C = 26\mu\text{F}$ )

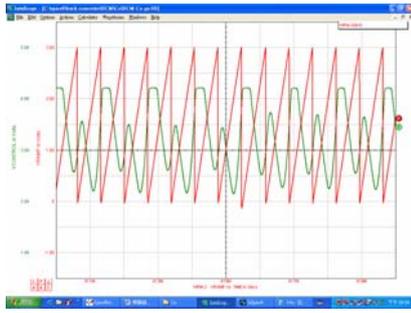


圖 3-100  $V_{ramp} - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $C = 17\mu F$ )

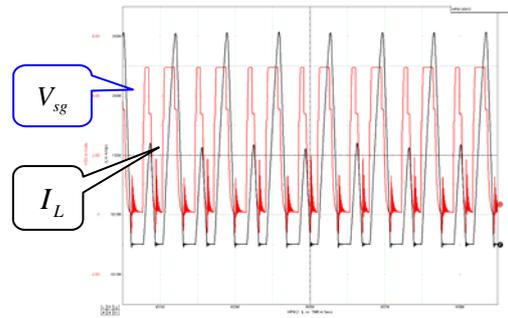


圖 3-101  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $C = 17\mu F$ )

#### (4) 輸出負載 $R$ 的分叉特性(DCM)

當要進行輸出負載  $R$  之分叉特性模擬分析，只須改變輸出負載  $R$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-62 顯示其輸出負載  $R$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖， $R$  改變的範圍為從  $5\Omega$  到  $60\Omega$ ；一開始  $R = 5\Omega$  時是一單週期輸出， $R$  下降到  $5\Omega$  或上升到  $60\Omega$  時開始發生些微的分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $R$  下降到  $11 \sim 19\Omega$  時，發生較為明顯的雙週期之行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp} - V_{con}$  波形與圖 3-62 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變輸出負載  $R$  來進行模擬，可從圖 3-63 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-62 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流 ( $I_L$ ) 都是在 DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

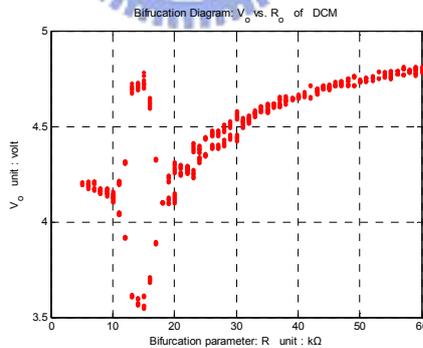


圖 3-102 輸出電壓  $V_o$  與週期輸出負載  $R$  之分叉現象圖

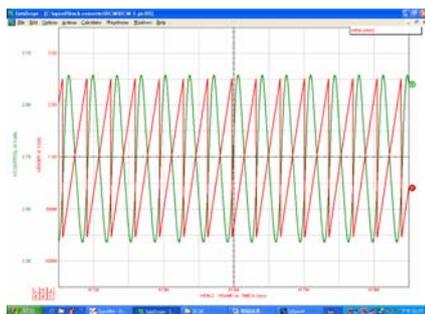


圖 3-103  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $R = 50\Omega$ )

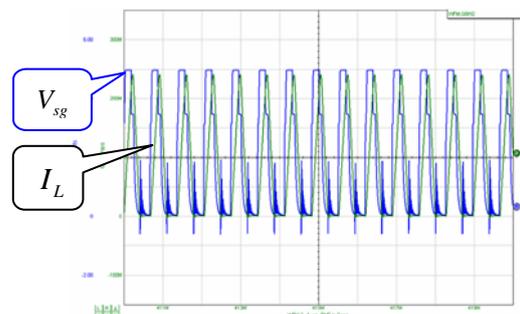


圖 3-104  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $R = 50\Omega$ )

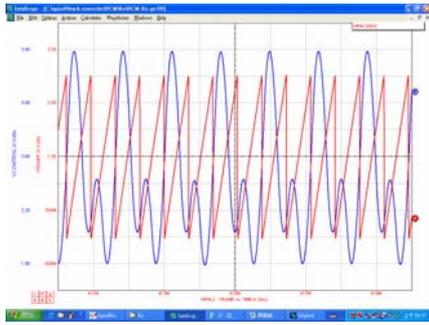


圖 3-105  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $R=16\Omega$ )

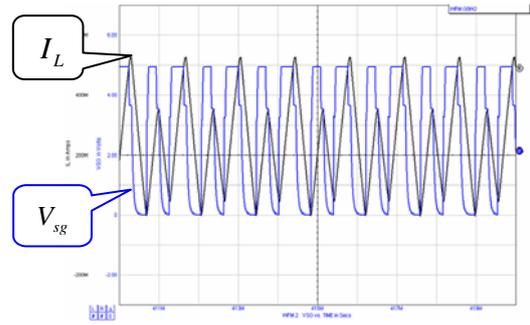


圖 3-106  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $R=16\Omega$ )

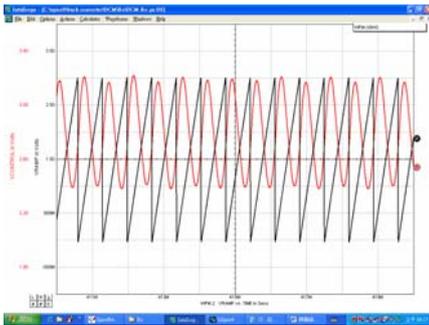


圖 3-107  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $R=35\Omega$ )

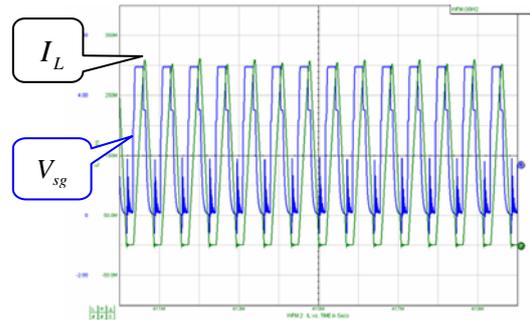


圖 3-108  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $R=35\Omega$ )

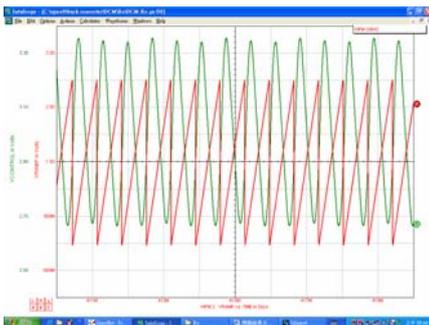


圖 3-109  $V_{ramp} - V_{con}$  三週期軌跡 ( $R=53\Omega$ )

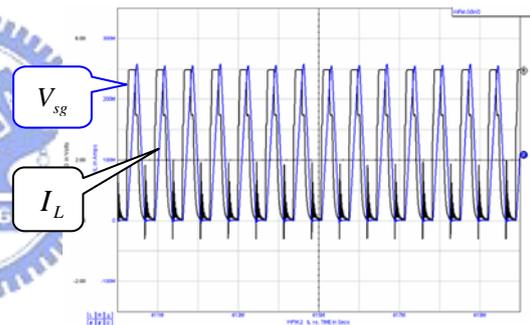


圖 3-110  $V_{sg} - I_L$  三週期軌跡 ( $R=53\Omega$ )

### (5) 回授增益 $A$ 的分叉特性(DCM)

當要進行回授增益  $A$  之分叉特性模擬分析，只須改變回授增益  $A$  的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-67 顯示其回授增益  $A$  與週期輸出電壓  $V_o$  之分叉現象圖， $A$  改變的範圍為從 1.1 到 5；一開始  $A=1.1$  時是一單週期輸出， $A$  上升到 2.8 時開始發生明顯的分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者  $A$  上升到 3.7 時，發生四週期之行為，接者  $A$  上升到 4.2 時，發生混沌現象之行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期、四週期、混沌現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-67 相互比對。在其它參值數不變之下，只改變回授增益  $A$  來進行模擬，可從圖 3-68 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-67 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都是在 DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

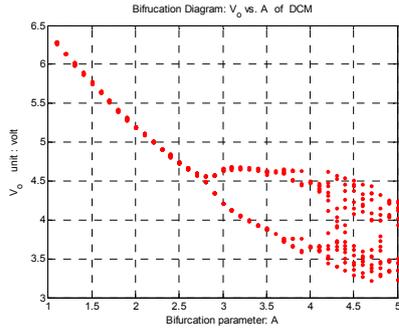


圖 3-111 輸出電壓 $V_o$ 與週期回授增益 $A$ 之分叉現象圖

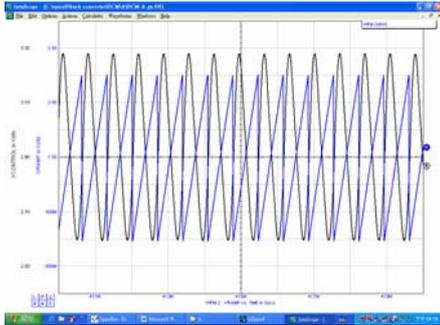


圖 3-112  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $A=2.5$ )

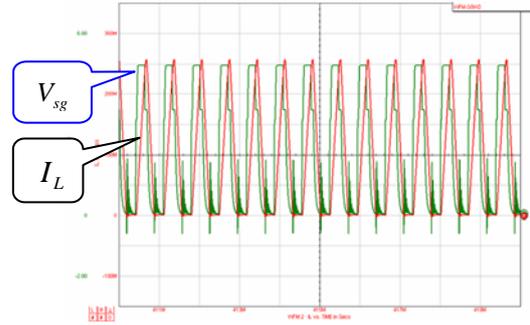


圖 3-113  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $A=2.5$ )

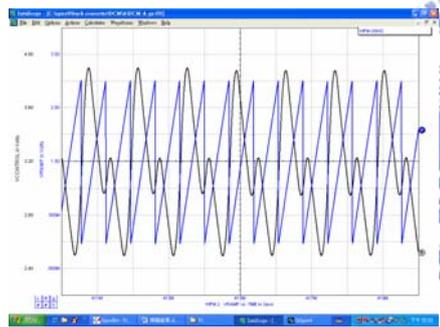


圖 3-114  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $A=3.0$ )

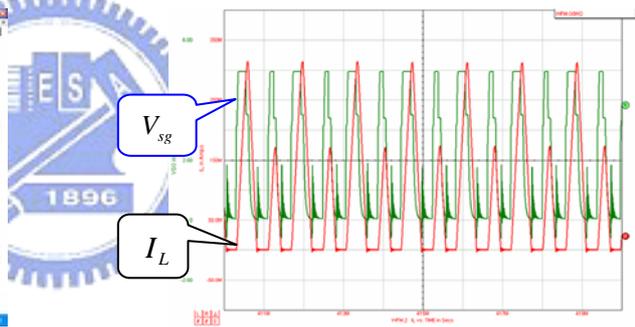


圖 3-115  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $A=3.0$ )

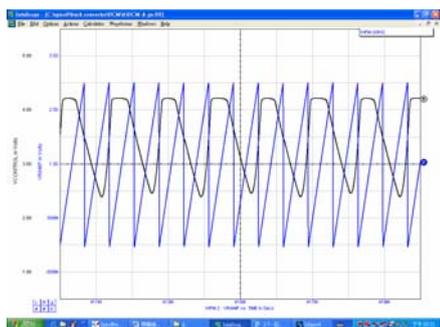


圖 3-116  $V_{ramp} - V_{con}$  四週期軌跡 ( $A=3.8$ )

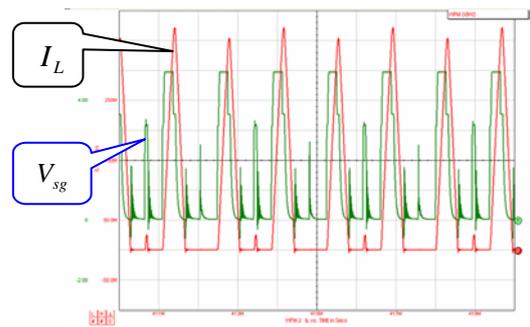


圖 3-117  $V_{sg} - I_L$  四週期軌跡 ( $A=3.8$ )

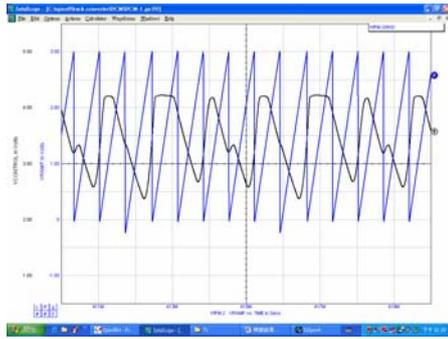


圖 3-118  $V_{ramp} - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $A=4.2$ )

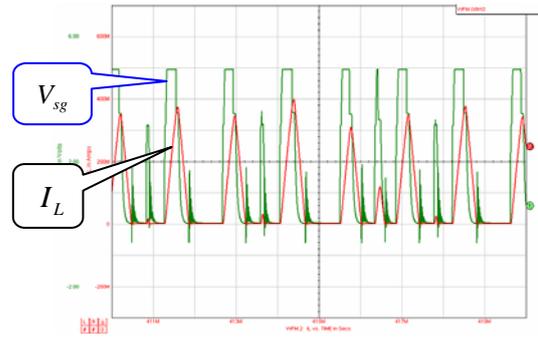


圖 3-119  $V_{sg} - I_L$  混沌現象軌跡 ( $A=4.2$ )

## (6) 切換週期 $T_s$ 的分叉特性(DCM)

當要進行切換週期 $T_s$ 之分叉特性模擬分析，只須改變切換週期 $T_s$ 的值，其相關參數值要維持不變。圖 3-72 顯示其切換週期 $T_s$ 與週期輸出電壓 $V_o$ 之分叉現象圖， $T_s$ 改變的範圍為從 0.45ms 到 0.96ms；一開始 $T_s=0.58\sim 0.78$ ms 時是一單週期輸出， $T_s$ 上升到 0.78ms 時開始發生分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，接者 $T_s$ 上升到 0.85ms 時，開始發生明顯的雙週期分叉行為，相反的 $T_s$ 下降到 0.57ms 時，亦發生雙週期分叉行為。分別針對電路所產生的單週期、雙週期現象等參數進行模擬，並擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形與圖 3-72 相互比對。在其它參值數不變之下，可從圖 3-73 明顯的得知系統週期軌跡行為與圖 3-72 中所示一致。在此行為便可相互驗證系統之分叉現象。

由圖中可看出電感電流( $I_L$ )都是在 DCM 的狀態，在單週時其峰值都一樣高，在發生分叉時其峰值就高低不一；而  $V_{sg}$  在單週期輸出時其責任週期都一樣寬，在發生分叉時其責任週期就不一樣寬，前面寬則後面就窄。

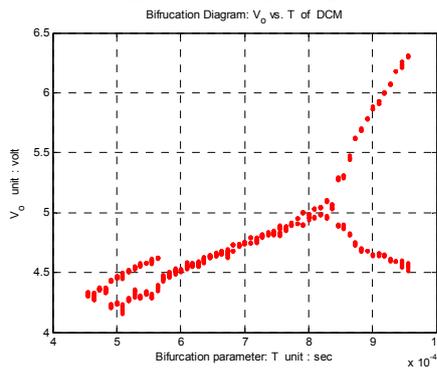


圖 3-120 輸出電壓 $V_o$ 與週期切換週期 $T$ 之分叉現象圖

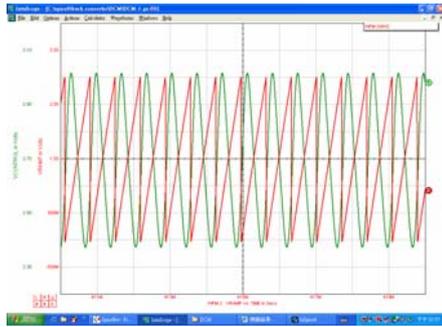


圖 3-121  $V_{ramp} - V_{con}$  單週期軌跡 ( $T = 0.69\text{ms}$ )

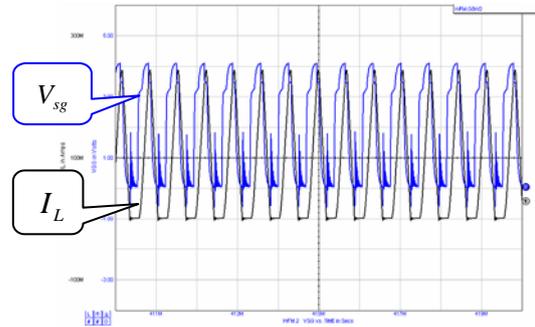


圖 3-122  $V_{sg} - I_L$  單週期軌跡 ( $T = 0.69\text{ms}$ )

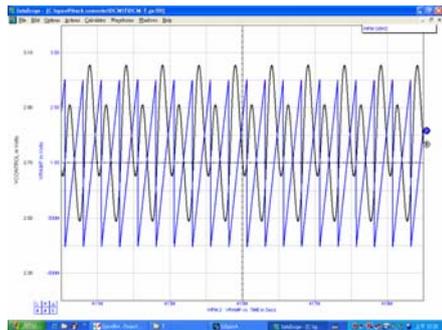


圖 3-123  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T = 0.56 \text{ ms}$ )

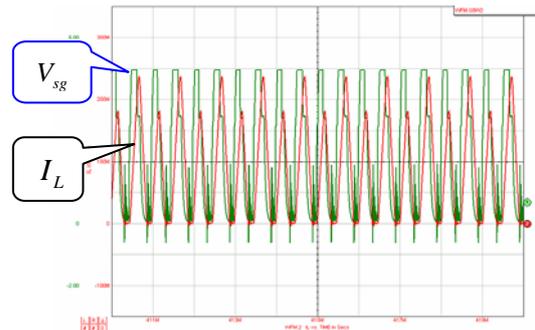


圖 3-124  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $T = 0.56 \text{ ms}$ )

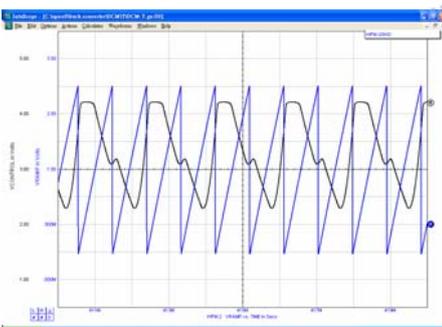


圖 3-125  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T = 0.95 \text{ ms}$ )

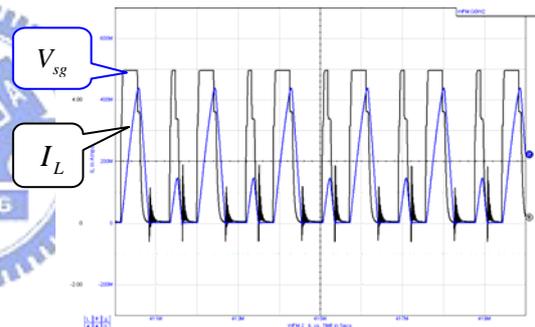


圖 3-126  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $T = 0.95 \text{ ms}$ )

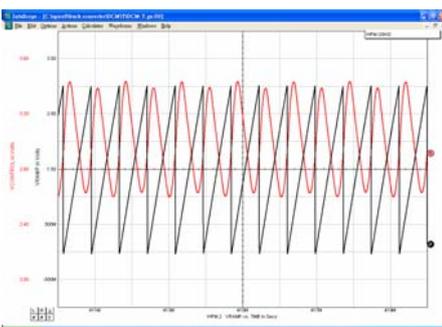


圖 3-127  $V_{ramp} - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T = 0.86\text{ms}$ )

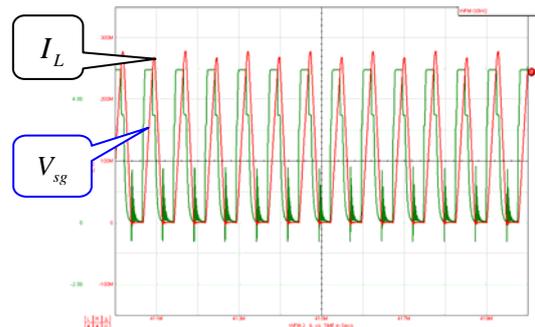


圖 3-128  $V_{sg} - I_L$  雙週期軌跡 ( $T = 0.86\text{ms}$ )

## 四、電路製作與實驗結果分析

### 4.1 降壓型電源轉換器之電路製作

依降壓式電源轉換器分叉現象的模擬結果，以實際的電路實驗來加以印證，所以依模擬過程中之零件製作電路，如開關使用功率電晶體 MOSFET、脈波寬度調變控制器使用 TL494 PWM IC 及一般的電解質、陶瓷電容、電感、電阻、二極體等。使用 PWM IC TL494 製作，並非去組合 PWM 電路來實驗，假設分叉參數發生變化，分叉現象有可能會發生在其他電源轉換器上，所以在此也可以預測電路分叉點，以避免相關電路發生分叉現象。本章的目的旨在製作降壓型電源轉換器實驗電路，並改變參數來實驗，最後將實驗結果與前一章模擬結果分析比較。

降壓型電源轉換器電路之製作，首先須將電路圖設計完成如圖 4-1 所示，並且訂定相關零件規格及考量其輸入電壓、輸出電壓、輸出電流等參數規格後，再加以製作電路。使用 LC 型通低頻濾波器。電路為利用  $S$  對於直流電壓  $V_i$  做 ON/OFF，使其成為方形波，此一  $S$  使用 MOS FET 構成。因 MOSFET 切換頻率、耐壓性高，故選擇它做為開關。

在電路的輸入與 GND 間所加入的二極體  $D$ ，主要是在  $S$  為 OFF 時，儲存於電感  $L$  的能量能夠流通的二極體，稱之為環流二極體。 $S$  只做為 ON/OFF 之用，在  $S$  為 OFF 時，如果沒有  $D$ ，則儲存於  $L$  的電流會沒有路徑流通。一般此一還流二極體為使用 Shottky 二極體。因為其順方向電壓降  $V_F$  比一般的二極體低，所產生的電功率損失( $= V_F \times$  順方向電流)也可以減少。降壓型電源轉換器電路輸入電源與 PWM IC TL494 電源分開處理。IC 本身電源電壓固定在 15V，如此 IC 本身的特性才不會改變。將圖 4-1 電路圖製作完成如圖 4-2 PCB 電路板，完成降壓型電源轉換器實作電路，並測試正常後，再進行實驗與分析。

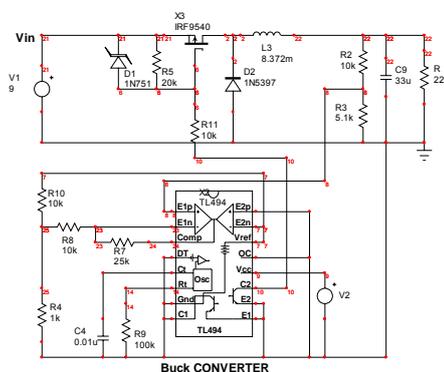


圖 4-1 降壓型電源轉換器電路圖

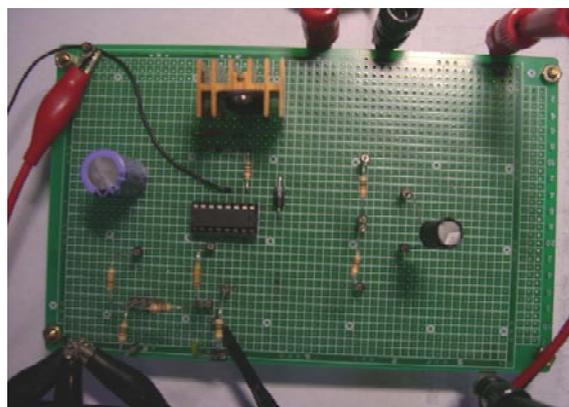


圖 4-2 降壓型電源轉換器 PCB 電路板

## 4.2 參數實驗與結果分析

### 4.2.1 連續電流導通模式(CCM)的分叉現象參數實驗與結果分析

實驗的過程中，相關參數值要維持不變( $R = 10\ \Omega$ 、 $L = 8.372\text{mH}$ 、 $C = 33\ \mu\text{F}$ 、 $T_s = 0.91\text{msec}$ 、 $A = 3.5$ 、 $V_I = 7.5\text{v}$ )。在實驗過程中，我們希望模擬結果與實驗結果都能出現單週期、雙週期、三週期、四週期、混沌現象等，所以我們利用示波器擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波形來相互比對結果，其中第 5 腳  $V_{ramp}$  代表 TL494 PWM IC 所產生的斜波函數，第 3 腳  $V_{con}$  為誤差放大器之輸出，也就是輸出電壓回授與參考電壓比較後再放大的值。

#### (1) 輸入電壓 $V_I$ 的分叉特性實驗(CCM)

當要進行輸入電壓  $V_I$  之分叉特性的分析，在實驗中只需改變輸入電壓  $V_I$  的值，輸入電壓  $V_I$  之值從 6V 升到 15V 來進行實驗，當  $V_I$  改變從 6V 到 7.2V，是單週之行為，如圖 4-3，當  $V_I$  上升到  $\approx 7.3\text{V}$ ，是雙週期之行為如圖 4-4。接著上升到 11V 時系統四週期之行為如圖 4-5 所示，圖 4-6，當  $V_I = 12.3\text{V}$  以上時出現混沌現象。

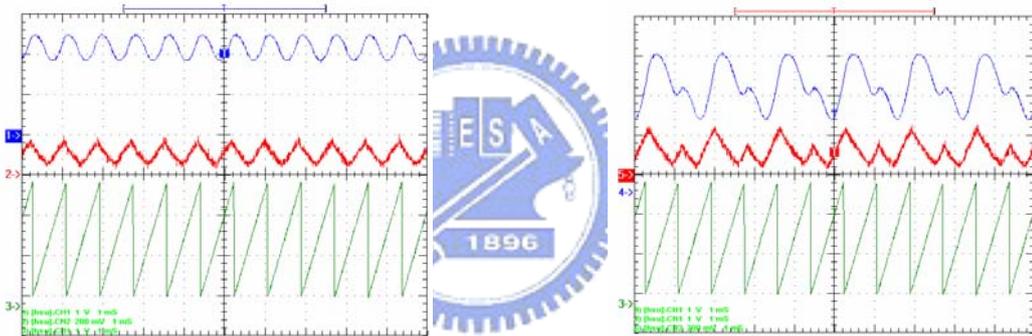


圖 4-3  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $V_I = 7.0\text{v}$ )

圖 4-4  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $V_I = 7.3\text{v}$ )

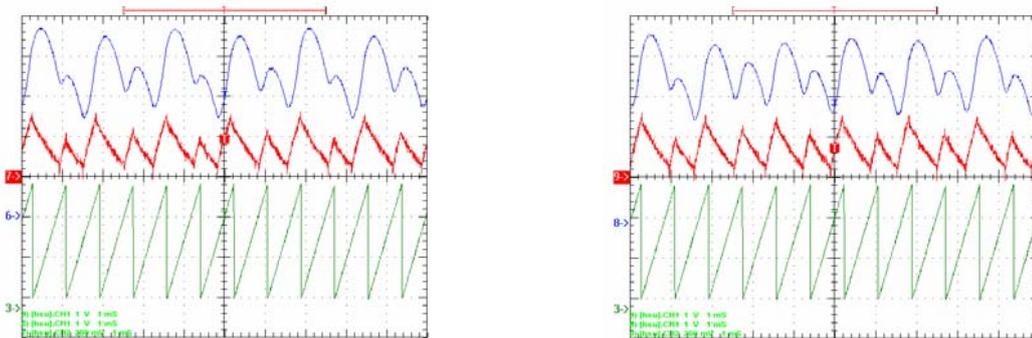


圖 4-5  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $V_I = 11\text{v}$ )

圖 4-6  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $V_I = 12.3\text{v}$ )

#### (2) 濾波電感 $L$ 的分叉特性實驗(CCM)

當要進行濾波電感  $L$  之分叉特性的分析，在實驗中只需改變濾波電感  $L$  之值，濾波電感  $L$  之值從 13mH 下降到 0.5mH 來進行實驗，當  $L$  改變從 13mH 到 8.2mH 時，是單週之行為，如圖 4-7；當  $L$  下降到  $\approx 8.179\text{mH}$  時，是雙週期之行為，如圖

4-8；當 $L$ 下降到 $\approx 7.687\text{mH}$ 時，又是單週期之行為，如圖 4-9；當 $L$ 下降到 $2.572\text{mH}$ 時，又是雙週期之行為，如圖 4-10；；當 $L$ 下降到 $\approx 1.173\text{mH}$ 時，則出現四週期之行為，如圖 4-11。

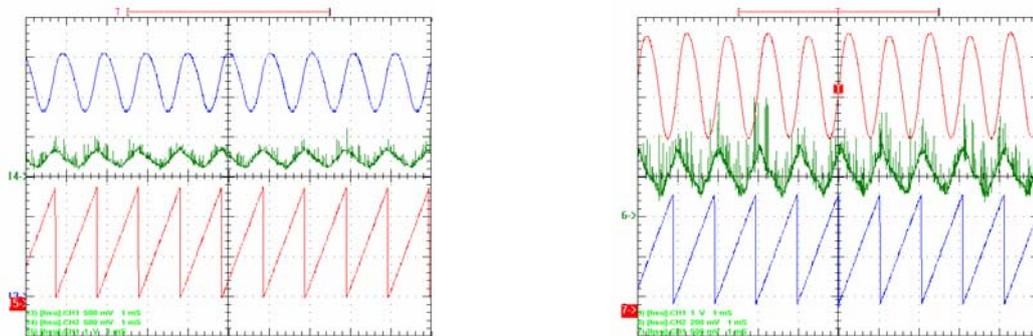


圖 4-7  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $L=8.372\text{mH}$ ) 圖 4-8  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $L=8.179\text{mH}$ )

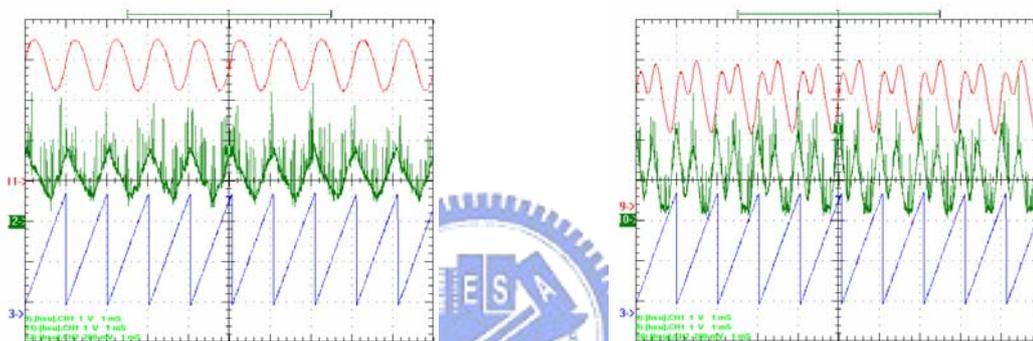


圖 4-9  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $L=7.687\text{mH}$ ) 圖 4-10  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $L=2.572\text{mH}$ )

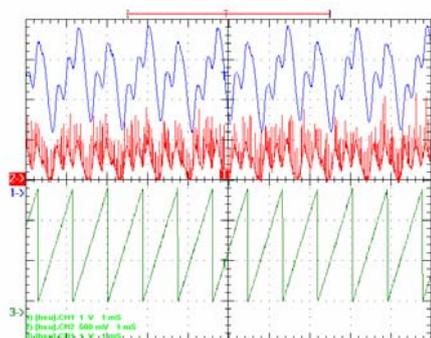


圖 4-11  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $L=1.173\text{mH}$ )

### (3) 濾波電容 $C$ 的分叉特性實驗(CCM)

當要進行濾波電容 $C$ 之分叉特性分析，只須改變濾波電容 $C$ 的值，其相關參數值要維持不變。 $C$ 改變的範圍為從 $5\mu\text{F}$ 到 $40\mu\text{F}$ ；一開始是一單週期輸出，如圖 4-12； $C$ 繼續下降到 $12\mu\text{F}$ 時開始發生些微的分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，如圖 4-13； $C=6.9\mu\text{F}$ 時，出現四週期之行為，如圖 4-14； $C=3.3\mu\text{F}$ 時又出現單週軌跡行為，如圖 4-15。

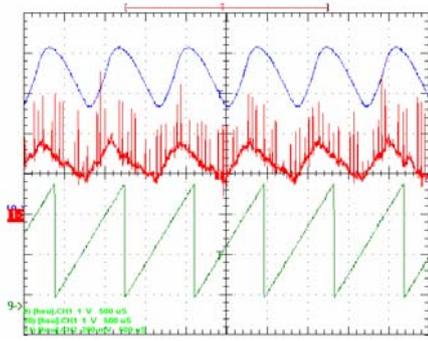


圖 4-12  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $C=22\mu\text{F}$ )

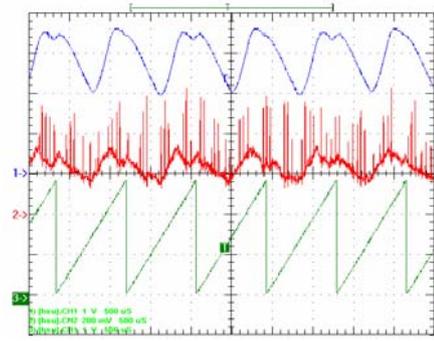


圖 4-13  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $C=12\mu\text{F}$ )

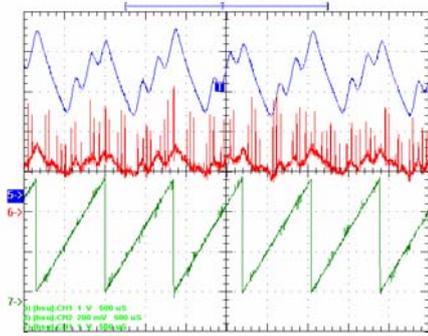


圖 4-14  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $C=6.9\mu\text{F}$ )

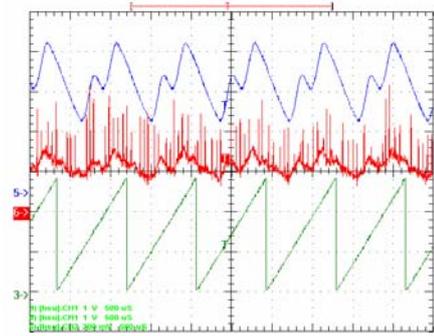


圖 4-15  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $C=3.3\mu\text{F}$ )

#### (4) 輸出負載 $R$ 的分叉特性實驗(CCM)

當要進行輸出負載  $R$  之分叉特性分析，只須改變輸出負載  $R$  的值，其相關參數值要維持不變。 $R$  改變的範圍為從  $5\Omega$  到  $60\Omega$ ；一開始  $R=5\sim 27\Omega$  時是單週期輸出，如圖 4-16； $R$  上升到  $28\Omega$  時開始發生些微的分叉為雙週期之行為，如圖 4-17；接者  $R$  上升到  $39\Omega$  時，又發生邊界現象輸出之行為，如圖 4-18。

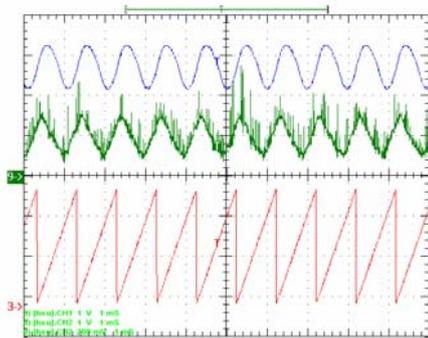


圖 4-16  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $R=25\Omega$ )

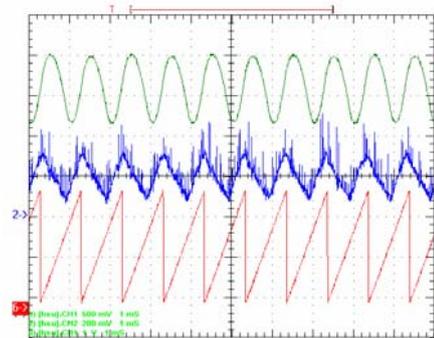


圖 4-17  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $R=28\Omega$ )

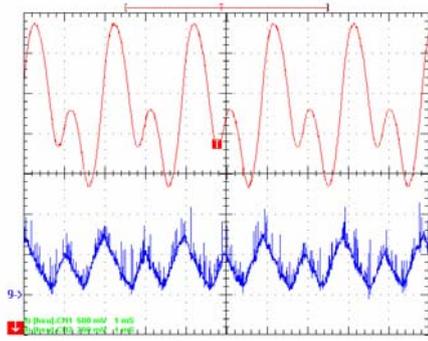


圖 4-18  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  Boundary 軌跡 ( $R=39\Omega$ )

### (5) 回授增益 $A$ 的分叉特性實驗(CCM)

當要進行回授增益之分叉特性分析，只須改變回授增益  $A$  的值，其相關參數值要維持不變。 $A$  改變的範圍為從 1.1 到 5；一開始  $A=1.1$  時是一單週期輸出，如圖 4-19； $A$  上升到 2.1 時開始發生明顯的分叉為雙週期之行為，如圖 4-20；接者  $A$  上升到 3 時，發生四週期之行為，如圖 4-21；接者  $A$  上升到 4 時，發生混沌現象之行為，如圖 4-22。

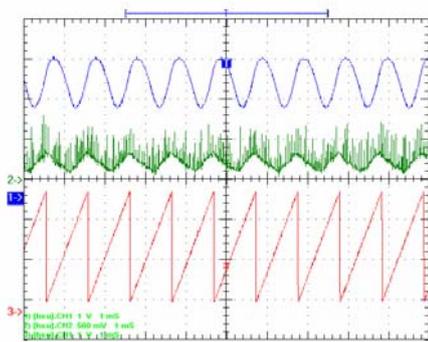


圖 4-19  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $A=2$ )

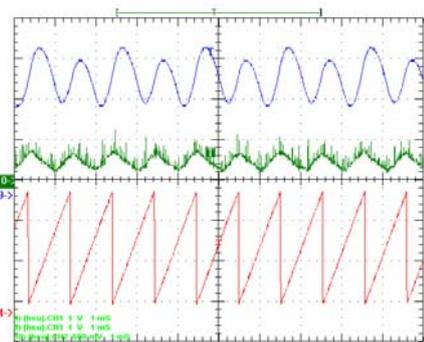


圖 4-20  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $A=2.1$ )

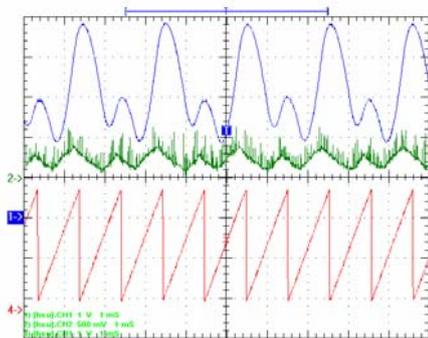


圖 4-21  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $A=3$ )

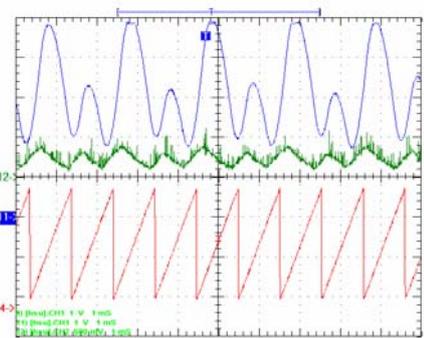


圖 4-22  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $A=4$ )

### (6) 切換週期 $T_s$ 的分叉特性實驗(CCM)

當要進行切換週期  $T_s$  之分叉特性分析，只須改變切換週期  $T_s$  的值，其相關參數值要維持不變。 $T_s$  改變的範圍為從 0.72ms 到 1.8ms；一開始  $T_s=0.72\text{ms}\sim 1.6\text{ms}$  時是

一單週期輸出，如圖 4-23； $T_s$  上升到 1.64ms 時開始發生雙週期之分叉行為，如圖 4-24。

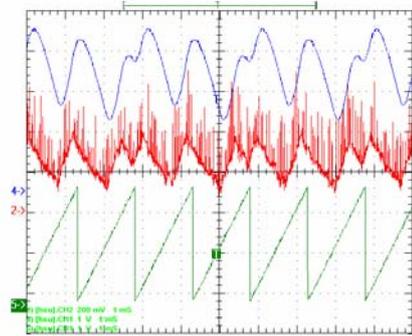
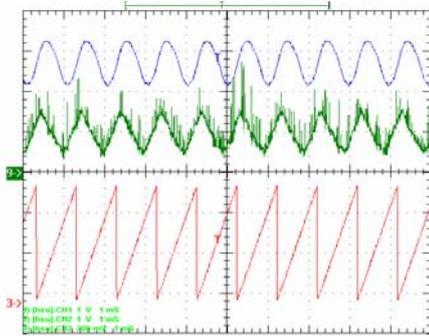


圖 4-23  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $T = 0.91\text{ms}$ ) 圖 4-24  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T = 1.64\text{ms}$ )

## 4.2.2 不連續電流導通模式(DCM)的分叉現象參數實驗與結果分析

實驗的過程中，相關參數值要維持不變( $R=50\Omega$ 、 $L=3.92\text{mH}$ 、 $C=33\mu\text{F}$ 、 $T_s=0.69\text{msec}$ 、 $A=2.5$ 、 $V_i=7.5\text{v}$ )。在實驗過程中，我們希望模擬結果與實驗結果都能出現單週期、雙週期、三週期、四週期、混沌現象等，所以我們利用示波器擷取出  $V_{ramp}$  與  $V_{con}$  波型來相互比對結果，其中第 5 腳  $V_{ramp}$  代表 TL494 PWM IC 所產生的斜波函數，第 3 腳  $V_{con}$  為誤差放大器之輸出，也就是輸出電壓回授與參考電壓比較後再放大的值。

### (1) 輸入電壓 $V_i$ 的分叉特性實驗(DCM)

當要進行輸入電壓  $V_i$  之分叉特性的分析，在實驗中只需改變輸入電壓  $V_i$  的值，輸入電壓  $V_i$  之值從 6V 升到 15V 來進行實驗，當  $V_i$  改變從 6V 到 7.7V，是單週之行為，如圖 4-25，當  $V_i$  上升到  $\approx 7.8\text{V}$ ，是雙週期之行為如圖 4-26。接著上升到 12V 時系統四週期之行為如圖 4-27 所示，當  $V_i=12.5\text{V}$  以上時出現混沌現象，如圖 4-28。

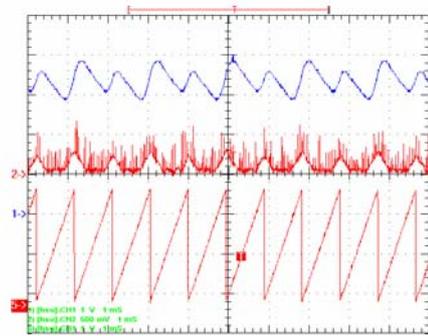
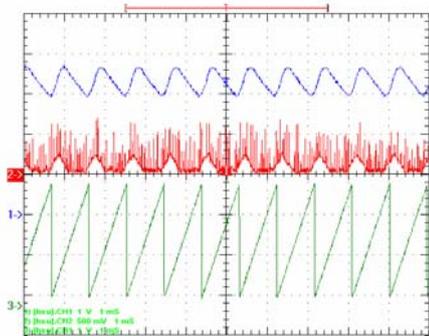


圖 4-25  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $V_i = 7.7\text{v}$ ) 圖 4-26  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $V_i = 7.8\text{v}$ )

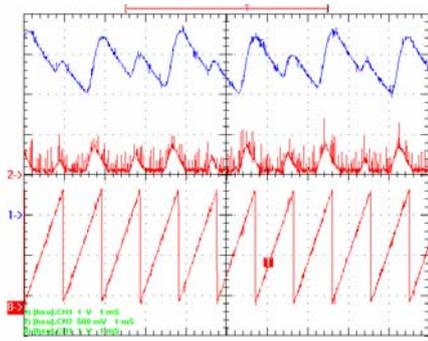


圖 4-27  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $V_I=12v$ )

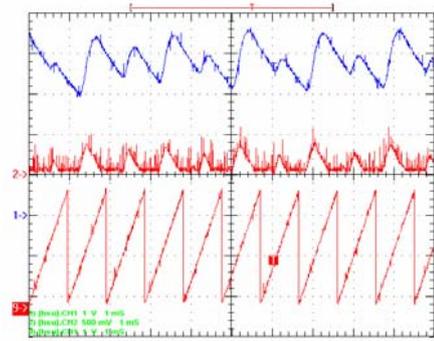


圖 4-28  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $V_I=12.5v$ )

## (2) 濾波電感 $L$ 的分叉特性實驗(DCM)

當要進行濾波電感  $L$  之分叉特性的分析，在實驗中只需改變濾波電感  $L$  之值，濾波電感  $L$  之值從 0.5mH 升到 8mH 來進行實驗，當  $L$  改變從 8mH 到 0.8mH 時，是單週期之行為，如圖 4-29，當  $L$  下降到  $\approx 0.806mH$  時，是雙週期之行為如圖 4-30；當  $L$  下降到  $\approx 0.636mH$  時，是混沌之行為，如圖 4-31。

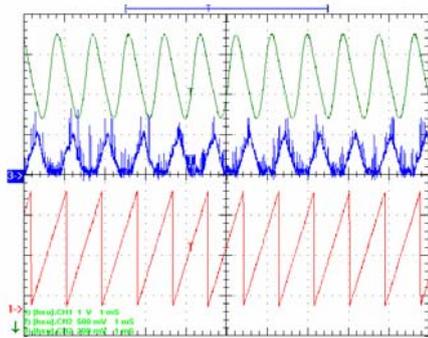


圖 4-29  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $L=4.452mH$ )

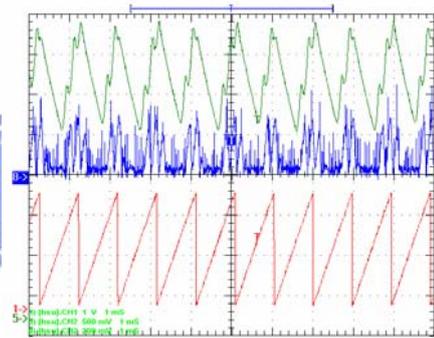


圖 4-30  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $L=0.806mH$ )

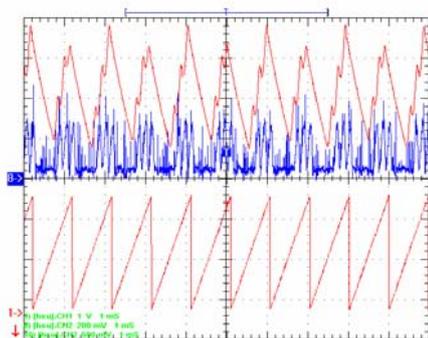


圖 4-31  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $L=0.636mH$ )

## (3) 濾波電容 $C$ 的分叉特性實驗(DCM)

當要進行濾波電容  $C$  之分叉特性分析，只須改變濾波電容  $C$  的值，其相關參數值要維持不變。 $C$  改變的範圍為從 5uF 到 40uF；開始是單週期輸出，圖 4-32； $C$  繼續下降到 17uF 時發生些微的分叉行為，分叉為雙週期之行為，如圖 4-33； $C=11uF$  時，出現四週期之行為，如圖 4-34； $C=10uF$  時出現混沌軌跡行為，如圖 4-35。

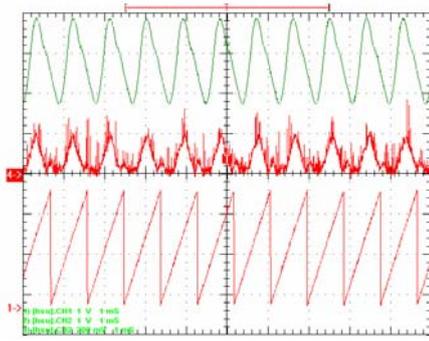


圖 4-32  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $C = 17.5\mu\text{F}$ )

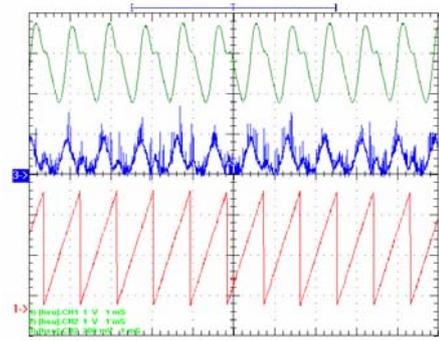


圖 4-33  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $C = 17\mu\text{F}$ )

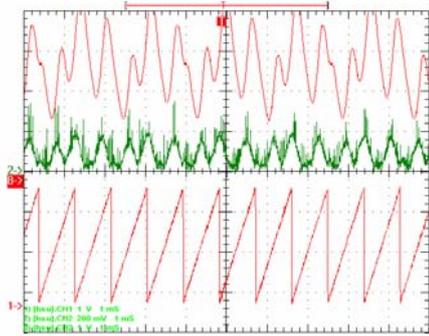


圖 4-34  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $C = 11\mu\text{F}$ )

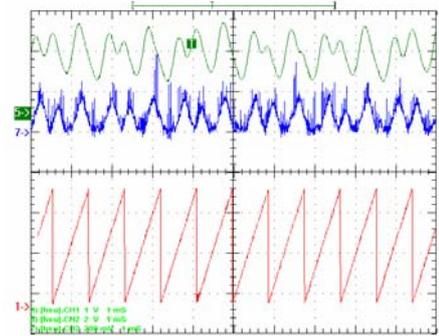


圖 4-35  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $C = 10\mu\text{F}$ )

#### (4) 輸出負載 $R$ 的分叉特性實驗(DCM)

當要進行輸出負載  $R$  之分叉特性分析，只須改變輸出負載  $R$  的值，其相關參數值要維持不變。 $R$  改變的範圍為從  $5\Omega$  到  $60\Omega$ ；一開始  $R = 40 \sim 60\Omega$  時是單週期輸出，如圖 4-36； $R$  下降到  $40\Omega$  時開始發生些微的雙週期分叉行為，圖 4-37；接者  $R$  下降到  $10\Omega$  時，又發生單週期輸出之行為，圖 4-39。

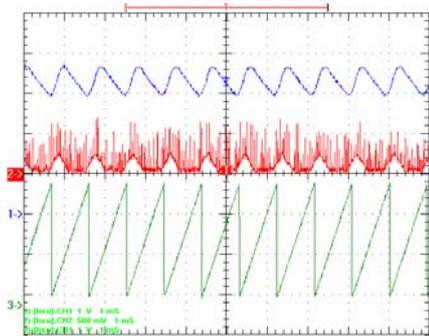


圖 4-36  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $R = 60\Omega$ )

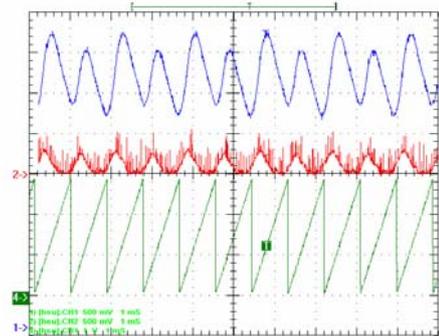


圖 4-37  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $R = 40\Omega$ )

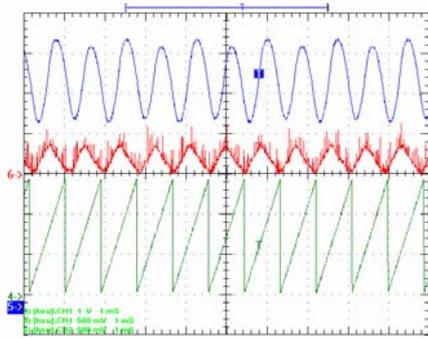


圖 4-38  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $R=20\Omega$ )

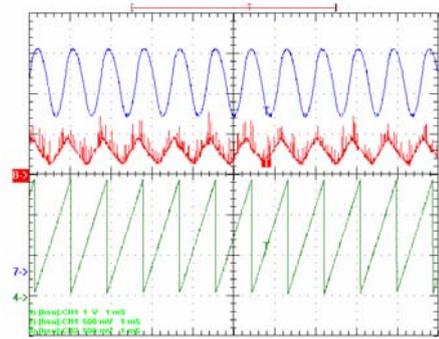


圖 4-39  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $R=10\Omega$ )

### (5) 回授增益 $A$ 的分叉特性實驗(DCM)

當要進行回授增益之分叉特性分析，只須改變回授增益  $A$  的值，其相關參數值要維持不變。 $A$  改變的範圍為從 1.1 到 5；一開始  $A=1.1$  時是一單週期輸出，如圖 4-40； $A$  上升到 2.5 時開始發生明顯的分叉行為，分叉行為開始的是雙週期之行為，如圖 4-41；接者  $A$  上升到 3 時，發生四週期之行為，如圖 4-42；接者  $A$  上升到 4 時，發生混沌現象之行為，如圖 4-43。

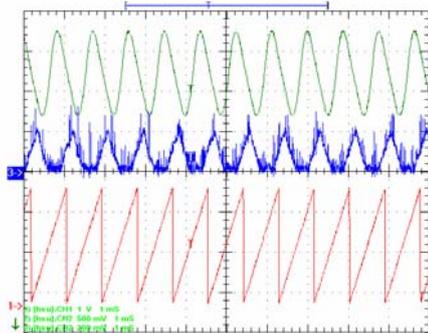


圖 4-40  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $A=2$ )

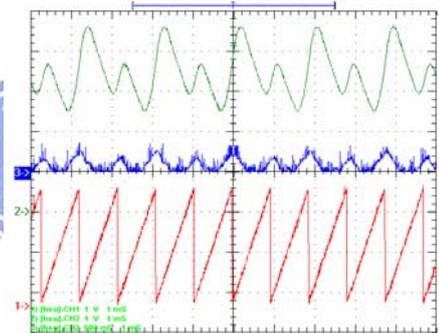


圖 4-41  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $A=2.5$ )

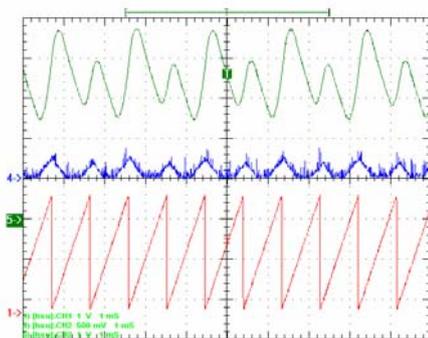


圖 4-42  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  四週期軌跡 ( $A=3$ )

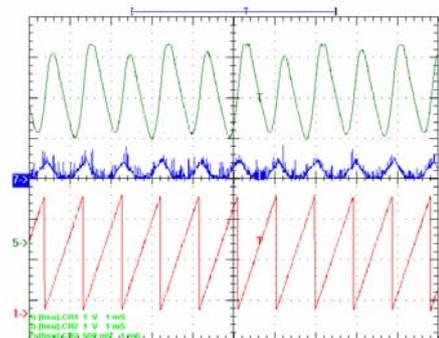


圖 4-43  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  混沌現象軌跡 ( $A=4$ )

### (6) 切換週期 $T_s$ 的分叉特性實驗(DCM)

$T_s$  改變的範圍為從 0.25ms 到 3ms；一開始  $T_s=0.45\sim 0.91$ ms 時是單週期輸出，如圖 4-44； $T_s$  上升到 1.0ms 時開始發生雙週期分叉行為，如圖 4-47；接者  $T_s$  上升到 1.81ms 時，開始發生四週軌跡分叉行為，如圖 4-48；接者  $T_s$  上升到 2.91ms 時，開

始發生混沌軌跡，如圖 4-49；相反的 $T_s$ 下降到 0.4ms 時，亦發生雙週期分叉行為，如圖 4-45。

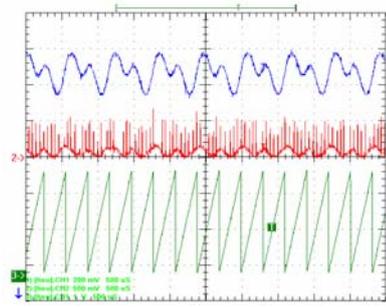
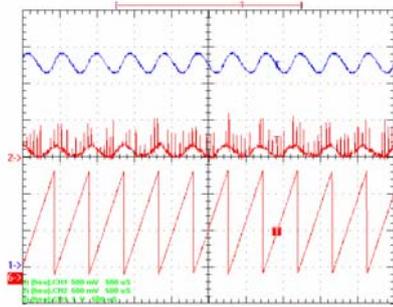


圖 4-44  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $T_s = 0.45\text{ms}$ ) 圖 4-45  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T_s = 0.3\text{ms}$ )

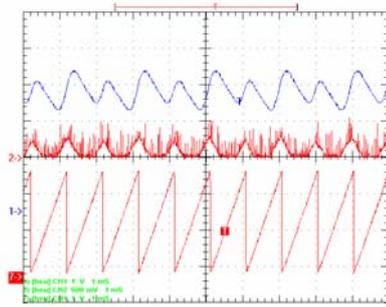
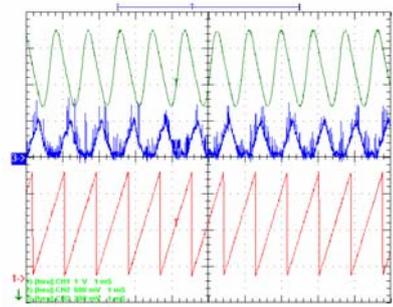


圖 4-46  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $T_s = 0.91\text{ms}$ ) 圖 4-47  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T_s = 1\text{ms}$ )

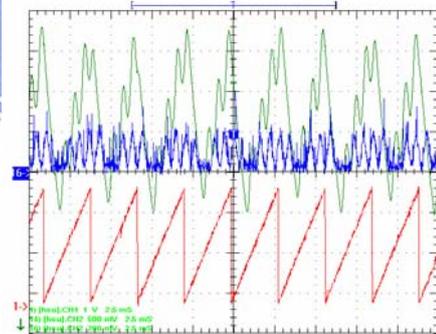
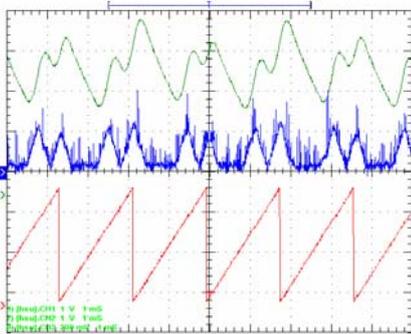


圖 4-48  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  單週期軌跡 ( $T_s = 1.81\text{ms}$ ) 圖 4-49  $V_{ramp} - I_L - V_{con}$  雙週期軌跡 ( $T_s = 2.91\text{ms}$ )

### 4.2.3 實驗結果與模擬結果比較分析

每一個系統都有其額定的工作範圍，若超過其額定，則系統不保證會穩定；在研究的過程中發現，在某些特定的分叉參數值下發生分叉的行為時，其切換的責任週期大約在 0.5 左右；比較模擬與實驗結果可看出分叉的行為是相同的，因實驗的電路與實際商業電路是相近的，故可預期到，若電路在操作不當時可能會遇到分叉現象而產生無法預期後果。

工作模式： CCM		分叉參數的 Ispice 模擬結果					
		輸入電壓 $V_I$ unit : volt	濾波電感 $L$ unit : mH	濾波電容 $C$ unit : uF	輸出負載 $R$ unit : $\Omega$	回授增益 $A$ unit :	切換週期 $T_s$ unit : ms
雙週期分叉點 電路模擬的值		<b>12</b>	<b>5</b>	<b>9</b>	<b>20</b>	<b>5.0</b>	<b>1.09</b>
分 叉 現 象	單週期	V	V	V	V	V	V
	雙週期	V	V	V	V	V	V
	四週期	V				V	
	八週期					V	
	邊界現象		V		V		
	混沌現象	V	V			V	
工作模式： CCM		分叉參數的電路實驗結果					
		輸入電壓 $V_I$ unit : volt	濾波電感 $L$ unit : mH	濾波電容 $C$ unit : uF	輸出負載 $R$ unit : $\Omega$	回授增益 $A$ unit :	切換週期 $T_s$ unit : ms
雙週期分叉點 電路實驗的值		<b>7.3</b>	<b>2.572</b>	<b>12</b>	<b>28</b>	<b>2.1</b>	<b>1.64</b>
分 叉 現 象	單週期	V	V	V	V	V	V
	雙週期	V	V	V	V	V	V
	四週期	V	V	V		V	
	八週期						
	邊界現象				V		
	混沌現象	V				V	

表 4-1 連續電流導通模式(CCM)的分叉現象分叉參數之分叉點一覽表

工作模式： DCM		分叉參數的 Ispice 模擬結果					
		輸入電壓 $V_I$ unit : volt	濾波電感 $L$ unit : mH	濾波電容 $C$ unit : uF	輸出負載 $R$ unit : $\Omega$	回授增益 $A$ unit :	切換週期 $T_s$ unit : ms
雙週期分叉點 電路模擬的值		<b>10</b>	<b>3.0</b>	<b>30</b>	<b>35</b>	<b>3.0</b>	<b>0.86</b>
分 叉 現 象	單週期	V	V	V	V	V	V
	雙週期	V	V	V	V	V	V
	四週期	V	V			V	
	八週期	V					
	邊界現象						
	混沌現象	V	V	V		V	
工作模式： DCM		分叉參數的電路實驗結果					
		輸入電壓 $V_I$ unit : volt	濾波電感 $L$ unit : mH	濾波電容 $C$ unit : uF	輸出負載 $R$ unit : $\Omega$	回授增益 $A$ unit :	切換週期 $T_s$ unit : ms
雙週期分叉點 電路實驗的值		<b>7.8</b>	<b>0.806</b>	<b>17</b>	<b>40</b>	<b>2.5</b>	<b>0.91</b>
分 叉 現 象	單週期	V	V	V	V	V	V
	雙週期	V	V	V	V	V	V
	四週期	V	V	V		V	
	八週期						
	邊界現象						
	混沌現象	V		V		V	

表 4-2 不連續電流導通模式(DCM)的分叉現象分叉參數之分叉點一覽表

## 五、結 論

本論文採用商業用 IC TL494 作為脈波寬度調變 PWM 製作的，故降壓型電源轉換器電路中之脈波寬度調變(PWM)控制電路，與市面上的商業化產品類似的，其他論文大多利用誤差放大器、比較器或以正反器等元件拼湊組合電路而成的；與商業化 TL494 PWM IC 電路不大相同，所以當系統之參數發生變化而發生分叉現象，同樣的在同類型電源轉換器上也可能發生，利用軟體模擬來預測降壓型電源轉換器電路之分叉點，以避免類似電路發生分叉現象。

經由軟體模擬分叉現象與實際電路之實驗過程，其得到的結果是與系統所呈現之分叉特性相當一致，表示我們建立軟體模擬的電路模型皆可正確地預測系統的分叉點，同時我們也針對系統的分叉參數：輸入電壓  $V_i$ 、濾波電容  $C$ 、濾波電感  $L$ 、回授增益  $A$ 、切換週期  $T_s$ 、輸出負載  $R$ ，進行分析並比對結果，其實驗與模擬所得到的分叉行為也是一致的，整體來說也直接驗證模擬電路分析與實際電路之實驗的正確性。

在研究的過程中，發現系統無論是由連續電流導通模式(CCM)轉換到不連續電流導通模式(DCM)，或者是由不連續電流導通模式(DCM)轉換到連續電流導通模式(CCM)，也就是在邊界模式(Boundary Mode)，系統會發生分叉的現象；在某些特定的分叉參數值下發生分叉的行為時，MOSFET 開關切換的責任週期大約在 0.5 左右；所以系統在操作時應盡可能避免工作在邊界模式附近，以免系統發生分叉行為。由此在電路設計上，將可避免電路在操作不當時可能會遇到分叉現象而產生無法預期後果。本論文所提出的各種參數之分叉圖將有助於瞭解此系統的穩定區間與發生不穩定條件，對於降壓型電源轉換器之製作將可提供良好的設計參考。

## 參 考 文 獻

- [ 1 ] Mohan, Undeland, and Robbins, *Power Electronics Converters , Applications , and Design*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, INC, New York, 1995.
- [ 2 ] Takashi HIKIHARA, Masaki KONAKA, and Yoshisuke UEDA, “Controlling Chaotic Chattering in Discontinuous Switching Mode of DC-DC Buck Converter,” *IEEE Trans. Power Electronics*, 2000, pp. 2400-2406.
- [ 3 ] 鈴木雅臣, *FET/電功率 MOS 切換電路*, 建興出版, 1994.
- [ 4 ] D.-C. Liaw, C.-C. Song, and F.-C. Wei, “Nonlinear Modeling and Stability Analysis of Switching Converters,” Proc. *2003 Aeronautics and Astronautics Conference*, Tainan, Taiwan, R.O.C., December 19, 2003, pp. 1-7.
- [ 5 ] D.-C. Liaw and C.-C. Song, “Nonlinear Analysis and Control of Buck Converter Dynamics,” *2003 自動控制研討會暨生物機電系統控制與應用研討會*, 桃園, Taiwan, R.O.C., March 13-14, 2003, pp. 1705-1710.
- [ 6 ] Fang, C.C., “Sampled-data modeling and analysis of one-cycle control and charge control,” *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, May 2001, pp. 345-350.
- [ 7 ] E. Fossas and G. Olivar, “Study of chaos in the buck converter,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Vol. 43, Jan. 1996, pp. 13-25.
- [ 8 ] D.-C. Liaw, C.-C. Song, and H.-L. Zeng, “Bifurcation Analysis of Boost Converters with PWM IC,” *37 th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea, June, 18-22, 2006, pp. 2774-2779.
- [ 9 ] “Switchmode Pulse Width Modulation Control Circuit,” *Motorola analog IC device data*, 2000, pp. 1-10.