

國 立 交 通 大 學

電信工程研究所

碩 士 論 文

具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出  
升壓型直流轉直流轉換電路

**Freewheel Charge-Pump Controlled Single-Inductor  
Multiple-Output Step-Up DC-DC Converter**

研究生：許凱修

指導教授：洪崇智 博士

中 華 民 國 九十九 年 九 月

國 立 交 通 大 學

電 信 工 程 研 究 所

碩 士 論 文



具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出  
升壓型直流轉直流轉換電路

**Freewheel Charge-Pump Controlled Single-Inductor  
Multiple-Output Step-Up DC-DC Converter**

研 究 生：許 凱 修

指 導 教 授：洪 崇 智 博 士

中 華 民 國 九 十 九 年 九 月

具順向導通電荷泵控制技術之單電感多輸出  
升壓型直流轉直流轉換電路

**Freewheel Charge-Pump Controlled Single-Inductor  
Multiple-Output Step-Up DC-DC Converter**

研究 生：許凱修

Student : Kai-Hsiu Hsu

指 導 教 授：洪 崇 智

Advisor : Prof. Chung-Chih Hung



A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master

In

Communication Engineering

September 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年九月

# 具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出

## 升壓型直流轉直流轉換電路

研究生：許凱修

指導教授：洪崇智 博士

國立交通大學

電信工程研究所



隨著積體電路的發展，晶片面積不斷縮小，晶片的電壓也越來越低，而手持式裝置的流行，例如：MP3 player、smart phone、cellular phone…等，令電源管理積體電路更為重要，電源管理積體電路提供了智慧型的電源管理，用來延長電池的壽命，而電源管理積體電路中最重要的區塊為直流轉直流轉換電路。電源轉換電路最大的功能在於電壓的轉換以及電壓的穩定，以提供核心電路一個良好且穩定的電壓。故設計與研發一個良好的電源轉換電路具有相當的前瞻性以及發展性。

本論文首先提出了一使用利用增強型誤差放大器之降壓型直流轉直流轉換電路，利用此利用增強型誤差放大器可以提高準確性與暫態響應。接著提出以順向導通電荷汞控制技術之方法，在原電感輸出中增加電荷汞輸出，達到增加輸出但不會拉長操作週期，重複使用此順向導通開關時間的單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路解決了傳統電路中順向導通開關時間的浪費。

利用增強型誤差放大器的高準確降壓型直流轉直流轉換電路，其工作電壓為

3.6V~4.2V，擁有最高 400mA 的負載電流。此電源轉換器以台積電 0.35μm CMOS 製程實現，使用面積為  $1.46 \times 1.91\text{mm}^2$ .

採取順向導通電荷汞控制技術之方法的單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路，其工作電壓為 1.8V，可以得到四組輸出，兩組電感輸出與兩組電荷汞輸出。其電感輸出擁有最高 70mA 的負載電流與低交越穩壓，並且擁有 0.08mV/mA、0.05mV/mA 的負載穩壓和 21mV/V、12mV/V 的線性穩壓。而電荷汞輸出擁有 1.7mV/mA、1.9mV/mA 的負載穩壓。此順向導通電荷汞控制技術單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路以台積電 0.18μm CMOS 製程實現，使用面積為  $1.3 \times 1.3\text{mm}^2$ .



# **Freewheel Charge-Pump Controlled Single-Inductor Multiple-Output Step-Up DC-DC Converter**

Student: Kai-Hsiu Hsu

Advisor: Dr. Chung-Chih Hung

Institute of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Hsinchu, Taiwan



With the development of integrated circuits, chip sizes continue to shrink and the supply voltage of these chips is getting lower and lower while the popularity of handheld devices, eg MP3 player, smart phone, cellular phone ... and so on, renders the power management integrated circuits become even more important. Power management integrated circuits provide smart power management to extend battery life. One of important blocks in the power management integrated circuit is the DC-DC converter circuit. The DC-DC converter circuit needs to provide a good and stable voltage for core circuit. Therefore, the advanced designs and researches of the DC-DC converter circuits are highly expected.

In this thesis, an enhanced error amplifier DC-DC step-down converter circuit is first presented. By using the enhanced error amplifier, the accuracy and the transient response are improved. Then, a freewheel charge-pump controlled technique, which can provide extra charge-pump outputs without cost of time sequences, is introduced.

The freewheel charge-pump controlled single-inductor multiple-output step-up DC-DC converter reuses the time of freewheel switching, which is wasted in the conventional SIMO converters.

The high accuracy step-down DC-DC converter with enhanced error amplifier has the working voltage of  $3.6V \sim 4.2V$  and the maximum loading of  $400mA$ . The power converter by TSMC  $0.35\mu m$  CMOS process occupies an area of  $1.46 \times 1.91mm^2$ .

A freewheel charge-pump controlled (FCPC) technique for single-inductor multiple-output (SIMO) DC-DC converter is proposed. With the supply voltage of  $1.8V$ , the converter can provide four outputs, two step-up outputs and two charge-pump outputs. The two step-up outputs show low cross regulation while the maximum loading current is up to  $70mA$ . The load regulation is  $0.08mV/mA$ ,  $0.05mV/mA$ , and the line regulation is  $21mV/V$ ,  $12mV/V$ , respectively. The charge-pump output has  $1.7mV/mA$ ,  $1.9mV/mA$  load regulation. A freewheel charge-pump controlled single-inductor multiple-output DC-DC converter by TSMC  $0.18\mu m$  CMOS process to occupies an area of  $1.3 \times 1.3mm^2$ .

## 誌謝

隨著這份碩士論文的完成，兩年來在交大的求學生涯也跟著告一個段落，往後迎接著我的，又是另一段嶄新的人生旅程。本論文得以順利完成，最先要感謝的，當然是我的指導教授洪崇智老師。這兩年的研究生涯中，給予我無微不至的指導與照顧，且讓我在研究主題上有無限的發展空間。而類比積體電路實驗室所提供之完備的軟硬體資源，讓我在短短兩年碩士班研究中，學習到如何開始設計類比積體電路，乃至於量測電路，甚至單獨面對及思考問題的所在。此外要感謝李育民教授和溫宏斌教授撥冗擔任我的口試委員並提供寶貴意見，使得本論文更為完整。也感謝國家晶片系統設計中心提供先進的半導體製程，讓我有機會將所設計的電路加以實現並完成驗證。

另一方面，要感謝所有類比積體電路實驗室的成員兩年來的互相照顧與扶持。首先，感謝博士班的學長薛文弘、周芳鼎、廖德文、陳家敏和蘇俊仁以及已畢業的碩士班學長李尚勳、簡兆良、黃聖文和許新傑在研究上所給予我的幫助與鼓勵。特別是陳家敏學長，由於他平時不吝惜的賜教與量測晶片時給予的幫助，還有其論文給予我的啟發，使我的論文研究得以順利完成。對於他的無私幫助，我深深表示感謝。另外也要感謝陳伽維、林均暉、鄭世東、李人維和蔡湯唯等諸位同窗，透過平日與你們的切磋討論，使我不論在課業上，或研究上都得到了不少收穫。尤其是工四 718 實驗室的同學們，兩年來陪我一起努力奮鬥，一起渡過那段同甘共苦的日子，也因為你們，讓我的碩士班生活更加多采多姿，增添許多快樂與充實的回憶。此外也感謝學弟們蘇啓仁、陳瑞明、郭駿逸和張維修的熱情支持，因為你們的加入，讓實驗室注入一股新的活力與朝氣，祝福你們研究順利。

此外，特別要致上最深的感謝給我的父母及家人們，感謝你們從小到大所給予我的栽培、照顧與鼓勵，讓我得以無後顧之憂地完成學業，朝自己的理想邁進，謝謝你們給我那麼多的愛和付出，我會銘記在心。

最後，所有關心我、愛護我及曾經幫助過我的人，願我在未來的人生能有一絲的榮耀歸予你們，謝謝你們！

許凱修 于 交通大學工程四館 718 實驗室  
2010.9.22

# 目錄

摘要.....	I
圖表目錄.....	IX
第一章 簡介.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究動機.....	2
1.3 論文架構.....	3
第二章 降壓型切換式電源轉換電路.....	4
2.1 簡介.....	4
2.2 操作模式.....	5
2.2.1 連續導通模式(continuous-conduction mode, CCM).....	5
2.2.2 不連續導通模式(discontinuous-conduction mode, DCM).....	8
2.3 控制模式.....	10
2.3.1 電壓模式控制(voltage mode).....	10
2.3.2 電流模式控制(current mode).....	11
2.3.2.1 次諧波振盪(sub-harmonic oscillation).....	13
2.3.2.2 斜波補償(slope compensation).....	16
2.4 補償電路與穩定度.....	18
2.4.1 系統分析.....	18
2.4.2 輸出濾波區塊.....	19
2.4.3 調變區塊.....	19
2.4.4 補償迴路區塊與閉迴路穩定度.....	20
2.5 切換式電源轉換電路的基本規格.....	22
2.5.1 電源轉換效率(Efficiency).....	22
2.5.2 線性穩壓(line regulation).....	24
2.5.3 負載穩壓(load regulation).....	24
2.5.4 線性暫態響應(line transient response).....	24
2.5.5 負載暫態響應(load transient response).....	25
第三章 高準確降壓型直流轉直流轉換電路利用增強型誤差放大器.....	26
3.1 簡介.....	26
3.2 高準確降壓型直流轉直流轉換電路之電路架構.....	26
3.3 細部電路.....	27
3.3.1 改良式誤差放大器.....	27
3.3.2 能帶隙電壓參考電路.....	29
3.3.3 電感電流感測電路.....	31

3.3.4 振盪器和加成電路.....	33
3.3.5 比較器.....	35
3.3.6 脈寬調變電路器.....	35
3.3.7 功率電晶體驅動電路.....	36
3.3.8 啟動電路.....	37
3.4 小結.....	38
<b>第四章 降壓型切換式電源轉換電路模擬與量測結果.....</b>	<b>39</b>
4.1 簡介.....	39
4.2 模擬結果.....	39
4.2.1 線性穩壓.....	39
4.2.2 負載穩壓.....	39
4.2.3 線性暫態響應.....	40
4.2.4 負載暫態響應.....	41
4.2.5 電源轉換效率.....	45
4.2.6 預計規格表.....	46
4.3 晶片布局與微顯圖.....	46
4.4 量測結果.....	47
4.4.1 線性穩壓.....	47
4.4.2 負載穩壓.....	47
4.4.3 線性暫態響應.....	47
4.4.4 負載暫態響應.....	49
4.4.5 電源轉換效率.....	51
4.4.6 規格表.....	51
4.4.7 比較規格表.....	52
<b>第五章 單電感多輸出電源轉換電路.....</b>	<b>53</b>
5.1 簡介.....	53
5.2 多輸出電源轉換電路.....	54
5.2.1 N 電感 N 輸出電源轉換電路.....	54
5.2.2 單一升壓電路與 N-1 線性穩壓電路.....	55
5.3 單電感多輸出電源轉換電路.....	55
5.3.1 操作模式.....	56
5.3.2 交越穩壓(cross-regulation effect).....	58
5.4 文獻回顧.....	58
<b>第六章 具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路.....</b>	<b>61</b>
6.1 簡介.....	61
6.2 具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路.....	62

6.3 細部電路.....	65
6.3.1 誤差放大器.....	65
6.3.2 類比多工器.....	66
6.3.3 啟動電路.....	67
6.3.4 振盪器.....	68
6.3.5 脈寬調變電路.....	69
6.3.6 相位控制電路.....	69
6.3.7 電壓平移電路.....	70
6.3.8 功率電晶體驅動電路.....	71
6.3.9 電流感測電路.....	71
6.3.10 電流偵測電路.....	72
6.4 小結.....	73
<b>第七章 單電感多輸出電源轉換電路模擬與量測結果.....</b>	<b>74</b>
7.1 簡介.....	74
7.2 模擬結果.....	74
7.2.1 輸出波形.....	74
7.2.2 線性穩壓.....	75
7.2.3 負載穩壓.....	75
7.2.4 負載暫態響應.....	75
7.2.5 預計規格表.....	77
7.3 晶片布局與微顯圖.....	77
7.4 量測結果.....	78
7.4.1 輸出波形.....	78
7.4.2 線性穩壓.....	78
7.4.3 負載穩壓.....	78
7.4.4 線性暫態響應.....	79
7.4.5 負載暫態響應.....	79
7.4.6 規格表.....	80
<b>第八章 結論.....</b>	<b>81</b>
8.1 結論.....	81
8.2 未來展望.....	82
<b>參考文獻.....</b>	<b>83</b>

# 圖表目錄

## 第一章

圖 1.1 直流轉壓示意圖 ..... 1

## 第二章

圖 2.1 降壓型切換式電源轉換電路基本架構 ..... 4

圖 2.2 非同步整流降壓型切換式電源轉換電路 ..... 5

圖 2.3 同步整流降壓型切換式電源轉換電路 ..... 5

圖 2.4 降壓型切換式電源轉換電路之開關  $S_1$  導通情況 ..... 6

圖 2.5 降壓型切換式電源轉換電路之開關  $S_2$  導通情況 ..... 6

圖 2.6 降壓型轉換電路操作於連續導通模式之電壓電流波形 ..... 7

圖 2.7 降壓型轉換電路操作於不連續導通模式之電壓電流波形 ..... 9

圖 2.8 降壓型轉換電路使用電壓模式操作 ..... 11

圖 2.9 降壓型轉換電路使用電流模式操作 ..... 12

圖 2.10 摪動訊號對電感電流波形圖 ..... 13

圖 2.11 摢動訊號對電感電流穩定度分析圖 ..... 13

圖 2.12 穩定操作在  $D=1/4$  ..... 15

圖 2.13 不穩定操作在  $D=3/4$  ..... 15

圖 2.14 加入斜波補償之電感電流波形圖 ..... 16

圖 2.15 電源轉換電路系統分析圖 ..... 18

圖 2.16 電源轉換電路系統分析區塊圖 ..... 18

圖 2.17 輸出濾波區塊圖 ..... 19

圖 2.18 調變區塊圖 ..... 20

圖 2.19 開迴路頻率響應 ..... 20

圖 2.20 補償迴路區塊 ..... 21

圖 2.21 補償迴路頻率響應 ..... 21

圖 2.22 閉迴路頻率響應 ..... 22

圖 2.23 線性暫態響應 ..... 24

圖 2.24 負載暫態響應 ..... 25

## 第三章

圖 3.1 高準確降壓型直流轉直流轉換電路利用增強型誤差放大器 ..... 27

圖 3.2 補償電路 ..... 28

圖 3.3 誤差放大器 ..... 29

圖 3.4 誤差放大器示意圖 ..... 29

圖 3.5 誤差放大器頻率響應 ..... 29

圖 3.6 能帶隙電壓參考電路示意圖 ..... 30

圖 3.7 能帶隙電壓參考電路架構.....	30
圖 3.8 能帶隙電壓參考電路.....	31
圖 3.9 電感電流感測電路.....	32
圖 3.10 電感電流感測電路之放大器.....	32
圖 3.11 振盪器和加成電路.....	33
圖 3.12 振盪器輸出波形.....	33
圖 3.13 傳統的加成電路.....	34
圖 3.14 加成電路輸出波形.....	34
圖 3.15 比較器.....	35
圖 3.16 SR 捏鎖器特性.....	36
圖 3.17 脈寬調變電路.....	36
圖 3.18 功率電晶體驅動電路.....	37
圖 3.19 功率電晶體驅動電路之波形.....	37
圖 3.20 啟動電路.....	38
圖 3.21 啟動時間示意圖.....	38

#### 第四章

圖 4.1 線性暫態響應( $V_{IN}=3.3\sim 4V$ , $V_{OUT}=1.8V$ ).....	40
圖 4.2 線性暫態響應( $V_{IN}=3.3\sim 4V$ , $V_{OUT}=1.8V$ ).....	41
圖 4.3 模擬負載暫態響應.....	41
圖 4.4 負載暫態響應.....	42
圖 4.5 負載暫態響應於負載電流上升.....	43
圖 4.6 負載暫態響應於負載電流下降.....	43
圖 4.7 負載暫態響應( $V_{OUT}=1.3V$ ).....	44
圖 4.8 與傳統轉換電路之比較.....	45
圖 4.9 電源轉換效率.....	45
圖 4.10 預計規格表.....	46
圖 4.11 晶片佈局圖.....	46
圖 4.12 晶片微顯圖.....	46
圖 4.13 量測線性暫態響應.....	48
圖 4.14 量測線性暫態響應之輸入電壓上升.....	48
圖 4.15 量測線性暫態響應之輸入電壓下降.....	49
圖 4.16 量測負載暫態響應.....	49
圖 4.17 量測負載暫態響應於負載電流上升.....	50
圖 4.18 量測負載暫態響應於負載電流下降.....	50
圖 4.19 電源轉換效率.....	51
圖 4.20 規格表.....	51
圖 4.21 比較規格表.....	52

#### 第五章

圖 5.1 多輸出電源轉換器.....	53
圖 5.2 N 電感 N 輸出電源轉換器.....	54
圖 5.3 單一升壓電路與 N-1 線性穩壓電路.....	55
圖 5.4 單電感多輸出電源轉換電路.....	56
圖 5.5 單週期單充多放電模式.....	57
圖 5.6 單週期多重充放電模式.....	57
圖 5.7 單電感雙輸出電源轉換電路.....	58
圖 5.8 於連續導通模式之交越穩壓.....	58
圖 5.9 A Single-Inductor Switching DC-DC Converter With Five Outputs and Ordered Power-Distributive Control.....	59
圖 5.10 Timing diagram of the OPDC SIMO converter.....	59
圖 5.11 A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter With Freewheel Switching and timing diagram.....	60
圖 5.12 Schematic of the PCCM/DCM SIMO Switching Converter.....	60

## 第六章

圖 6.1 FCPC SIMO converter 架構與時序圖.....	62
圖 6.2 FCPC SIMO converter 操作序列圖.....	63
圖 6.3 FCPC SIMO converter 完整電路圖.....	64
圖 6.4 誤差放大器.....	66
圖 6.5 類比多工器.....	66
圖 6.6 啟動電路時間對電壓示意圖.....	67
圖 6.7 電路導通示意圖於 $t_1$ 時間內.....	67
圖 6.8 啟動電路導通示意圖於 $t_1 \sim t_2$ 時間內.....	68
圖 6.9 振盪器.....	68
圖 6.10 振盪器輸出波形.....	69
圖 6.11 脈寬調變電路.....	69
圖 6.12 JK 正反器真值表.....	70
圖 6.13 相位控制電路.....	70
圖 6.14 相位控制電路時序圖.....	70
圖 6.15 電壓平移電路.....	71
圖 6.16 功率電晶體驅動電路.....	71
圖 6.17 電流感測電路.....	72
圖 6.18 電流偵測電路.....	72
圖 6.19 電流感測電路之放大器.....	73

## 第七章

圖 7.1 FCPC SIMO converter 之輸出電壓.....	74
圖 7.2 FCPC SIMO converter 之線性穩壓.....	75
圖 7.3 FCPC SIMO converter 之負載穩壓.....	75

圖 7.4 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應( $I_{O1}$ 改變).....	75
圖 7.5 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應於電流上升.....	76
圖 7.6 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應( $I_{O2}$ 改變).....	76
圖 7.7 FCPC SIMO converter 之預計規格表.....	77
圖 7.8 FCPC SIMO converter 之佈局圖.....	77
圖 7.9 FCPC SIMO converter 之微顯圖.....	77
圖 7.10 量測 FCPC SIMO converter 之輸出電壓.....	78
圖 7.11 量測 FCPC SIMO converter 之線性穩壓.....	78
圖 7.12 量測 FCPC SIMO converter 之負載穩壓.....	78
圖 7.13 量測 FCPC SIMO converter 之線性暫態響應.....	79
圖 7.14 量測 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應.....	79
圖 7.15 FCPC SIMO converter 之規格表.....	80



# 第一章

## 簡介

### 1.1 研究背景

隨著積體電路的發展，晶片面積不斷縮小，晶片的電壓也越來越低，而手持式裝置的流行，例如：MP3 player、smart phone、cellular phone…等，令電源管理積體電路(Power Management Integrated Circuits)更為重要，電源管理積體電路提供了智慧型的電源管理，用來延長電池的壽命，而電源管理積體電路中最重要的區塊為直流轉直流轉換電路(DC-DC Converter)，電源轉換電路最大的功能在於電壓的轉換以及電壓的穩定，以提供核心電路一個良好且穩定的電壓，如圖 1.1 所示。



圖 1.1 直流轉壓示意圖

直流轉直流轉換電路大略分為三種類型：(I) 線性穩壓電路(Linear Regulator)、(II)電荷泵穩壓電路(Charge Pump Regulator)、(III)切換式電源轉換電路 (Switching type Power Converter)。因切換式電源轉換電路擁有高效率而成為

受歡迎的電源轉換積體電路。而切換式電源轉換電路又可以區分為升壓型(step-up)與降壓型(step-down)電路，依照應用的輸出入電壓來決定使用升壓電路或是降壓電路。

## 1.2 研究動機

在今日的消費市場中，攜帶式電子產品的蓬勃發展，而攜帶式電子產品主要依靠電池供給電源，而電池種類中，以單一鋰離子電池(Lithium-ion battery)最為常見，鋰離子電池的操作電壓為2.7~4.2V，所以設計符合此操作區間的電源轉換電路。為了應用於數位電路的電源供應，而數位電路為了減少耗能，皆會有電源閘控(power gating)機制，當機制啟動時，消耗電流會快速改變，導致電源轉換電路的輸出電壓會瞬間改變，為了避免後端電路的錯誤，必須快速的穩定電壓，所以必須設計出快速暫態響應的電源轉換電路。因此本論文欲設計出快速暫態響應且應用於鋰離子電池的電源轉換電路。

隨著多功能的電子產品日漸蓬勃發展，在單一產品中包含了各式各樣的晶片，而各種晶片需要的電壓及電流各有不同，如果繼續使用傳統的一個晶片使用一個電源晶片，將會增加成本及複雜度，所以單電感多輸出電源轉換電路(Single-Inductor Multiple-Output DC-DC Converter)將成為此問題的解決方案。單電感多輸出電源轉換電路很常被應用於液晶顯示器(liquid crystal display, LCD)/有機發光二極體(organic light-emitting diode, OLED)的偏壓電路中，或是電源管理積體電路中[1]-[3]。所以我們設計的目標就是完成一個單電感多輸出升壓型直流轉直流轉壓電路。論文[4]使用順向導通開關(Freewheel Switching)來完成虛連續導通模式(pseudo-continuous conduction mode, PCCM)之單電感多輸出電源轉換電路，可以減少交越穩壓(Cross Regulation)的問題並且提供較高的輸出電流，但是在順向導通開關期間，電路並沒有進行電壓的轉換，耗費了功率，故本論文欲設計出一個可以利用此順向導通開關時間的單電感多輸出電源轉換電路來解決傳統電路順向導通開關時間的浪費。

### 1.3 論文架構

本論文一開始，第二章節會介紹降壓型切換式電源轉換電路的基本架構與操作模式，並且說明切換式電源轉換電路的規格與定義。第三章節介紹了一個加入了改良式誤差放大器的電流模式降壓型切換式電源轉換電路，來改善輕、重載變化時輸出電壓的準位，並使其擁有快速暫態響應與良好的負載穩壓。第四章節列出了第三章節所設計的電源轉換電路之模擬、佈局與量測結果。第五章節詳細介紹了單電感多輸出電源轉換電路的架構與研究。第六章節介紹了採用順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路，使用了順向導通電荷汞控制技術達到增加輸出但不會拉長操作週期，重複使用此順向導通開關時間的單電感多輸出電源轉換電路解決了傳統電路中順向導通開關時間的浪費。第七章節列出第六章節設計之單電感多輸出電源轉換電路的模擬、佈局與量測結果。最後，結論與未來展望將列在第八章節。



## 第二章

### 降壓型切換式電源轉換電路

#### 2.1 簡介

此章節將介紹降壓型切換式電源轉換電路的基本架構和原理[5]。降壓型切換式電源轉換電路為最基本的直流轉直流轉換電路，一般應用於輸入電壓高於輸出電壓，且輸出入無須隔離的情況下。圖 2.1 為降壓型切換式電源轉換電路的基本架構，此電路架構包含了開關  $S_1$  與  $S_2$ ，被動元件電感  $L$  與電容  $C$ ，開關  $S_1$  與  $S_2$  控制能量傳送方向與大小，電感  $L$  的作用在於傳送與儲存能量，並且濾除電流交流雜訊，電容  $C$  為儲存能量並且穩定輸出電壓，當作濾波器來濾除電壓交流雜訊。

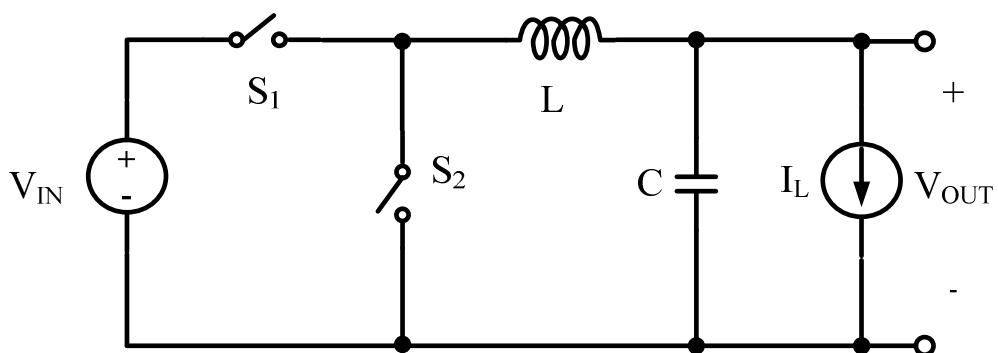


圖 2.1 降壓型切換式電源轉換電路基本架構

依據開關  $S_1$  與  $S_2$  的不同，可以把轉換電路分為同步整流與非同步整流，圖 2.2 顯示將開關  $S_1$  替換成 P 型功率電晶體  $M_P$ ，開關  $S_2$  替換成二極體  $D_2$ ，此種架

構為非同步整流轉換。而將開關  $S_1$  替換成 P 型功率電晶體  $M_P$ ，開關  $S_2$  替換成 N 型功率電晶體  $M_N$  的架構是同步整流轉換，如圖 2.3 所表示，此架構較非同步整流有效率，故同步整流轉換電路為一般電源管理積體電路所常用之架構。

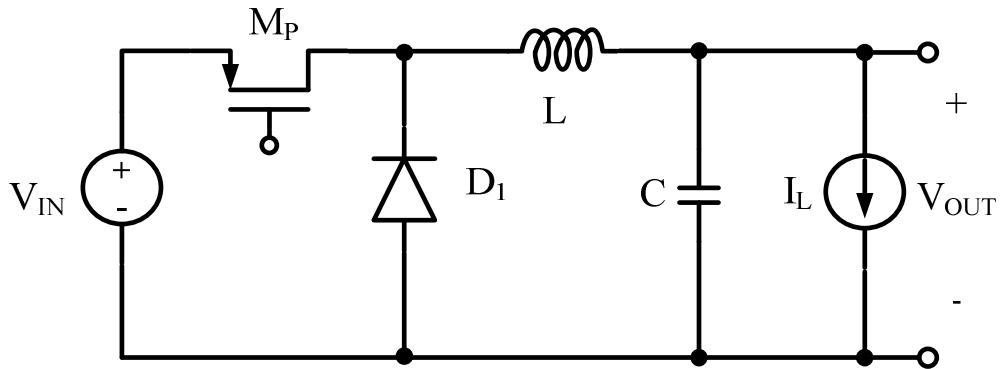


圖 2.2 非同步整流降壓型切換式電源轉換電路

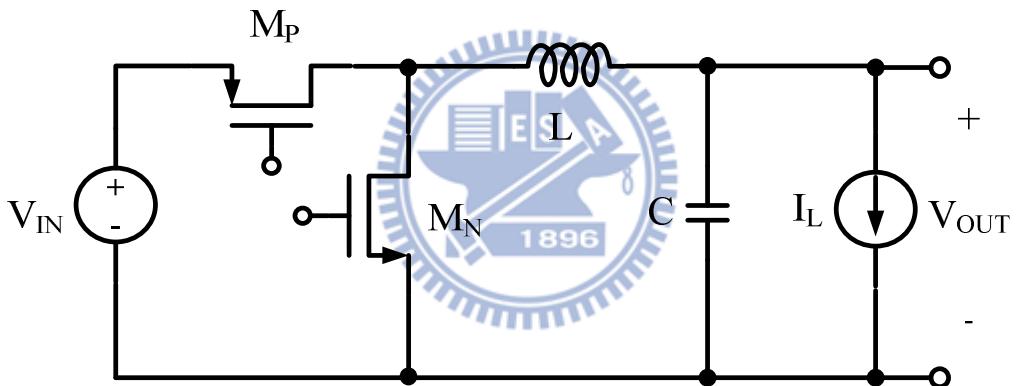


圖 2.3 同步整流降壓型切換式電源轉換電路

## 2.2 操作模式

以電感電流狀態將降壓型切換式電源轉換電路之操作模式分類，可以分為連續導通模式 (continuous-conduction mode, CCM) 與不連續導通模式 (discontinuous-conduction mode, DCM)，以下將對兩種操作模式作更詳細的介紹。

### 2.2.1 連續導通模式(continuous-conduction mode, CCM)

當轉換電路操作於連續導通模式下，電感電流為連續導通之情況，流經電感之電流不會降為零而保持連續，此時轉換器的負載電流較大，故也將此作模式

稱為重載模式(heavy load mode)。圖 2.1 開關  $S_1$  與  $S_2$  不同的切換狀態，如圖 2.4 與 2.5 所示，圖 2.6 為轉換器電壓電流波形圖，透過此三張圖來分析轉換操作於連續導通模式之特性。

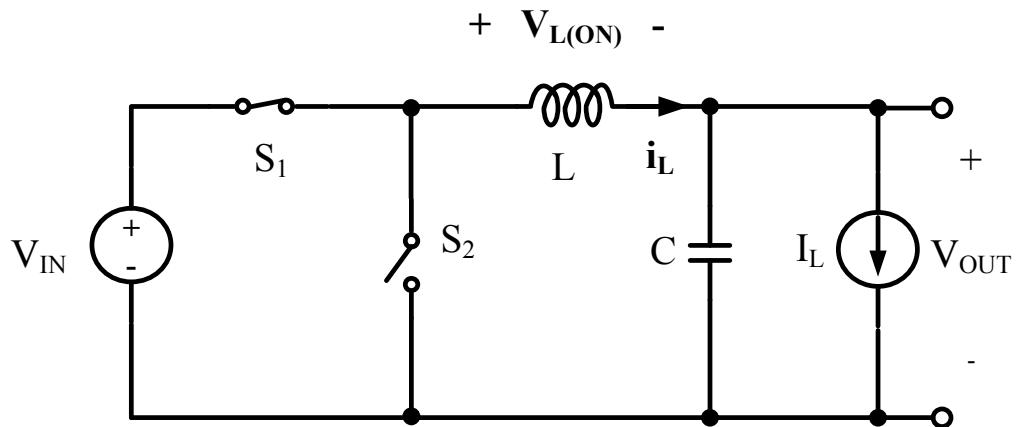


圖 2.4 降壓型切換式電源轉換電路之開關  $S_1$  導通情況

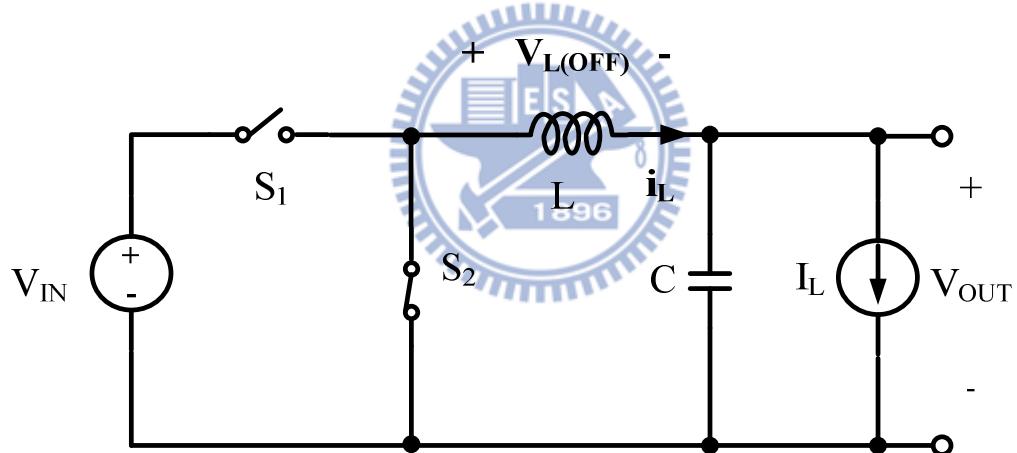


圖 2.5 降壓型切換式電源轉換電路之開關  $S_2$  導通情況

圖 2.4 顯示開關  $S_1$  導通(ON)、開關  $S_2$  不導通(OFF)的情況，亦是圖 2.6 顯示的  $DT_s$  ( $t_{ON}$ )這段時間內，此時電感電流從初始值增加至最高值，而電感上兩端電壓可以表示為

$$V_L(t) = V_{L(ON)} = V_{IN} - V_{OUT} \quad (2.1)$$

而流經電感之電流則為

$$\begin{aligned}
i_L(t) &= i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t) dt \\
&= i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t V_{L(ON)} dt \\
&= i_L(0) + \frac{1}{L} V_{L(ON)} t \\
&= i_L(0) + \frac{1}{L} (V_{IN} - V_{OUT}) t \\
\because t &= t_{ON} = DT_s \\
\Rightarrow i_L(DT_s) &= i_L(0) + \frac{1}{L} (V_{IN} - V_{OUT}) DT_s
\end{aligned} \tag{2.2}$$

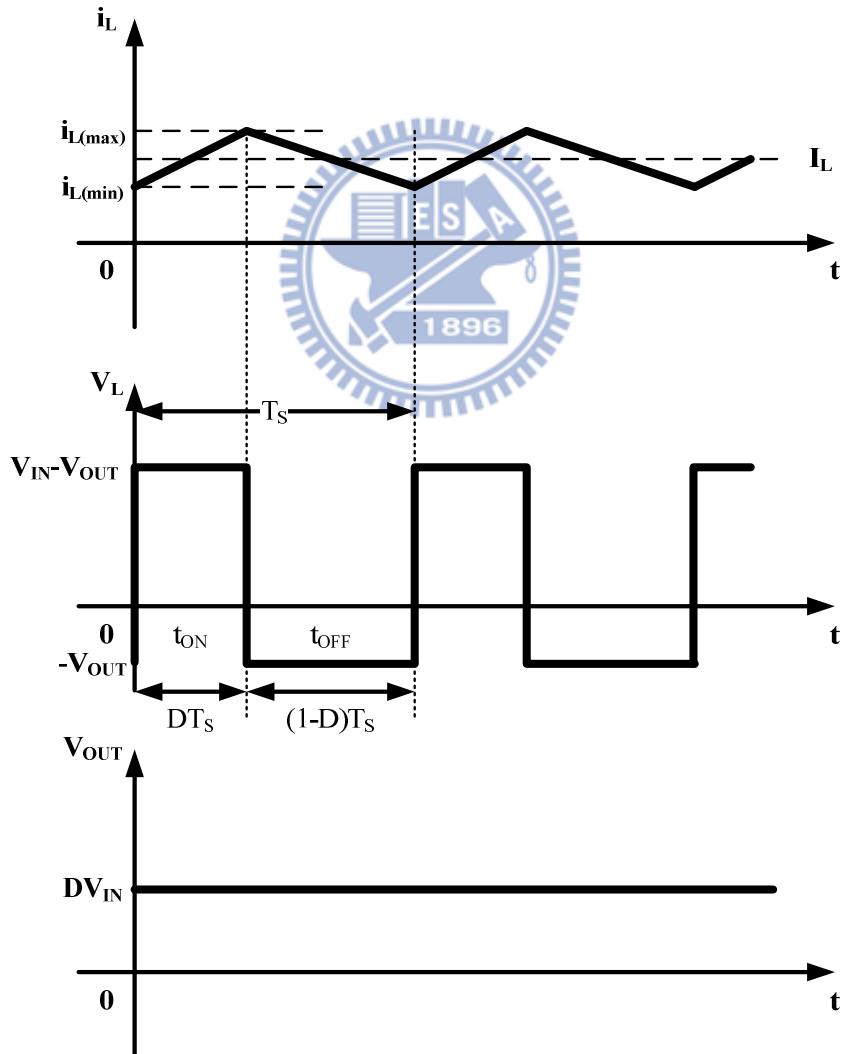


圖 2.6 降壓型轉換電路操作於連續導通模式之電壓電流波形

圖 2.5 顯示開關 S1 不導通(OFF)、開關 S2 導通(ON)的情況，亦是圖 2.6 顯示的(1-D) $T_s$  ( $t_{OFF}$ )這段時間內，此時電感電壓極性反轉，將電感上的能量傳送到負載端，而其電流則從最高值減少至起始值，而電感上兩端電壓可以表示為

$$V_L(t) = -V_{L(OFF)} = -V_{OUT} \quad (2.3)$$

而流經電感之電流則為

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} \int_{DT_s}^t V_L(t) dt \\ &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} \int_{DT_s}^t -V_{L(OFF)} dt \\ &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_{L(OFF)}) (t - DT_s) \\ &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_{OUT}) (t - DT_s) \\ &\because t = T_s \\ \Rightarrow i_L(T_s) &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_{OUT}) (1 - D) T_s \end{aligned} \quad (2.4)$$

而轉換電路在穩態時， $i_L(T_s) = i_L(0)$ ，所以由(2-2)式與(2-4)式可以得到

$$\begin{aligned} i_L(T_s) &= i_L(0) + \frac{1}{L} (V_{IN} - V_{OUT}) DT + \frac{1}{L} (-V_{OUT}) (1 - D) T_s \\ \Rightarrow (V_{IN} - V_{OUT}) DT &= V_{OUT} (1 - D) T_s \\ \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} &= D \end{aligned} \quad (2.5)$$

而  $D = t_{ON}/T_s$ 。由上面方程式可以知道，輸入電壓  $V_{IN}$  與輸出電壓  $V_{OUT}$  比對工作週期  $D$  是有一定關係的。

## 2.2.2 不連續導通模式(discontinuous-conduction mode, DCM)

當轉換電路操作於不連續導通模式下，電感電流為不連續導通之情況，流經電感之電流會降為零而不能保持連續，此時轉換器的負載電流較小，故也將此作模式稱為輕載模式(light load mode)。此操作模式與連續導通模式的差在於此模

式多了第三種狀態，也就是除了  $S_1$  導通( $S_2$  不導通)與  $S_2$  導通( $S_1$  不導通)外的開關  $S_1$  與  $S_2$  均不導通的情況，圖 2.7 為轉換器電壓電流波形圖，透過此圖來分析轉換操作於不連續導通模式之特性。

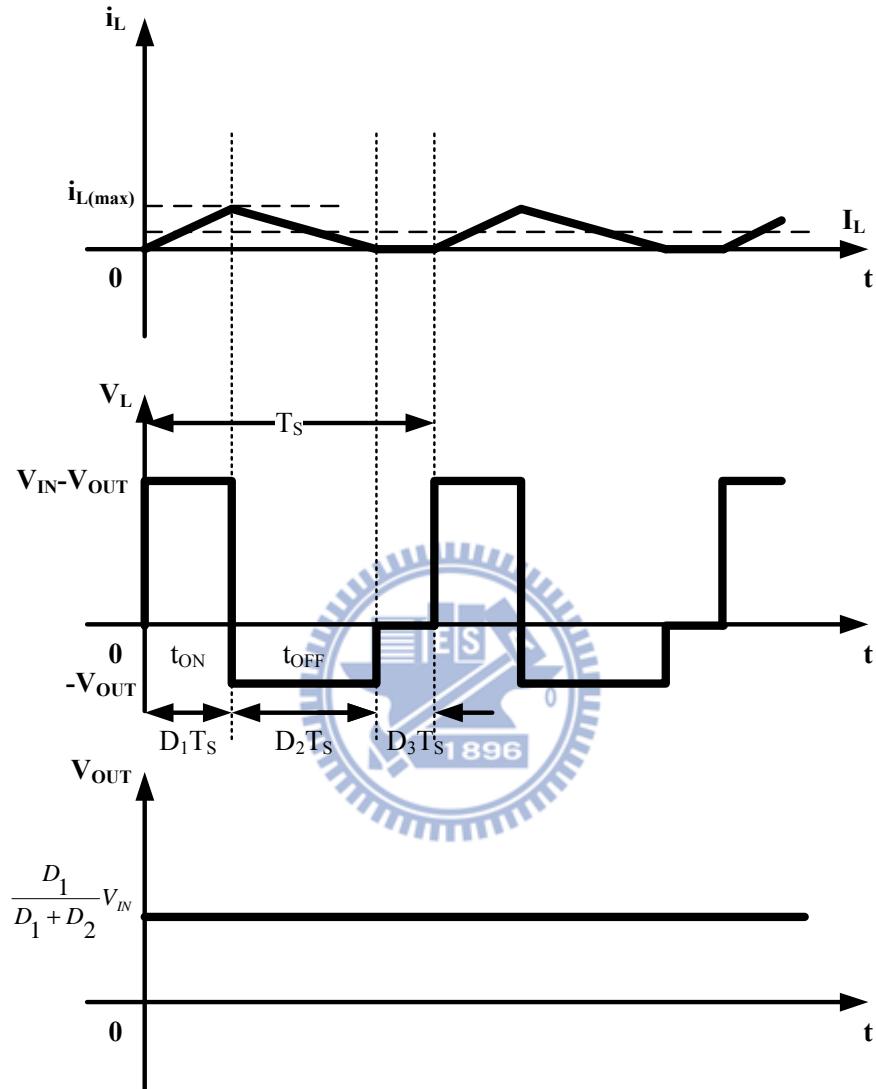


圖 2.7 降壓型轉換電路操作於不連續導通模式之電壓電流波形

圖 2.7 顯示第一種狀態為開關  $S_1$  導通，開關  $S_2$  不導通的期間，其時間為  $D_1 T_s$ ；第二種狀態為開關  $S_1$  不導通，開關  $S_2$  導通的期間，其時間為  $D_1 T_s$ ，到此狀態結束時，電感電流剛好降為零；第三種狀態開關  $S_1$  與  $S_2$  均不導通的情況下，亦是圖 2.7 顯示的  $D_3 T_s$  這段時間內，此時電感上均沒有電流流過。從圖 2.7 可以看出

$$D_1 + D_2 < 1 \quad (2.6)$$

且

$$D_1 + D_2 + D_3 = 1 \quad (2.7)$$

而由推導連續導通模式的方法，我們亦可以得到不連續導通模式輸出入電壓與操作週期之關係，此關係可以表示成

$$\begin{aligned} (V_{IN} - V_{OUT})D_1T &= V_{OUT}D_2T_s \\ \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} &= \frac{D_1}{D_1 + D_2} \end{aligned} \quad (2.8)$$

## 2.3 控制模式

降壓型切換式電源轉換電路的主要目的為穩定輸出電壓，為了因應不同的負載電流與輸入電壓，必須加入控制電路達成閉迴路控制，而一般的控制電路控制模式可以分為電壓模式(voltage mode)與電流模式(current mode)控制，以下將詳細介紹兩種控制模式。



### 2.3.1 電壓模式控制(voltage mode)

電壓模式控制的電路相對簡單，其控制被廣泛的使用，如圖 2.8 所示，主要是利用輸出電壓的回授訊號達成穩定電壓之目的。電壓模式控制的機制如下：將輸出電壓經分壓電阻( $R_{f1}$  與  $R_{f2}$ )分壓回授的方式，透過誤放大器(error amplifier)放大分壓輸出電壓  $bV_{OUT}$  與參考電壓  $V_{REF}$  的誤差並且提供補償來使轉換電路達到良好的動態響應，將此放大的誤差訊號與鋸齒波訊號送入比較器(comparator)中，來產生脈寬調變訊號(Pulse-Width Modulation, PWM)，而鋸齒波訊號由振盪器(oscillator)所產生且為固定頻率，使用此脈寬調變訊號來控制功率電晶體(power MOS) $M_P$  與  $M_N$  進行開關來達成穩定電壓之功能。

電壓模式控制的轉換電路具有下面的優缺點：

優點：

- 只有單一回授途徑，所以設計與分析較為簡單。
- 大的斜波訊號提供良好的雜訊邊限。
- 較適合利用在多輸出電路。

缺點：

- 較慢的暫態響應。
- 輸出的 LC 產生兩個極點，補償的時候必須產生一個更低頻的主極點或是產生零點來補償，其補償較為複雜。

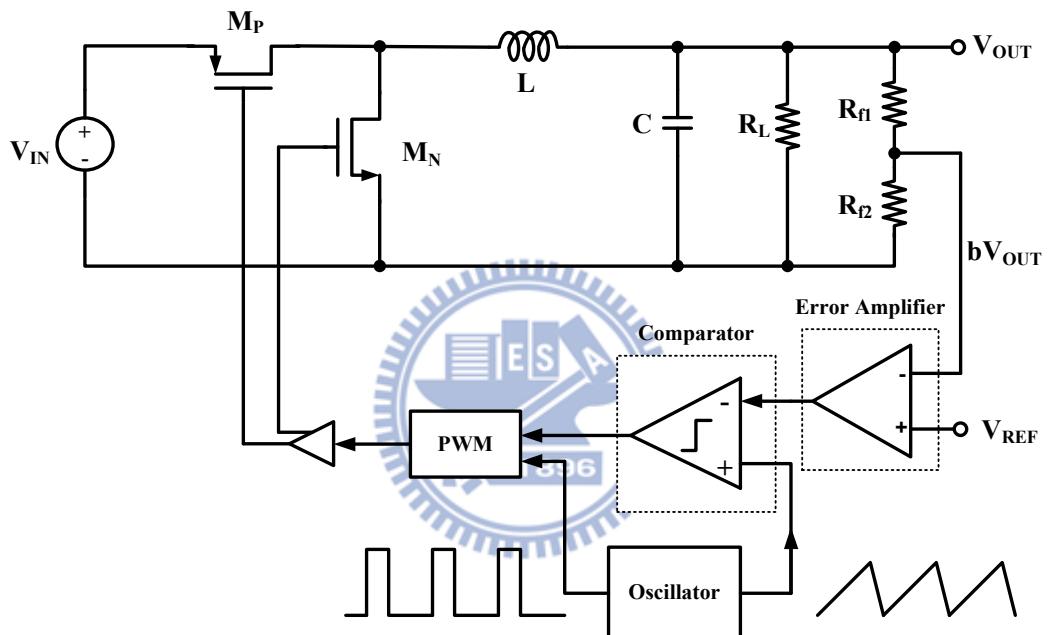


圖 2.8 降壓型轉換電路使用電壓模式操作

### 2.3.2 電流模式控制(current mode)

電流模式控制被廣泛應用在過電流保護與擁有快速暫態響應。利用電感電流來修正脈寬調變控制，如圖 2.9 所示，所以控制模式不再如同電壓模式只有輸出電壓與輸入電壓的比例關係，變成電感電流和輸出入電壓的綜合關係。綜合了兩個控制迴路，電流模式的暫態響應(transient response)比電壓模式來的好。

從上述可以得知，為了將電感電流加入脈寬調變控制中，所以電流模式控制比起電壓模式多了電感電流感測電路(current sensor)與加成電路(summing

circuit)，電感電流感測電路用來感測感測電感電流，而加成電路則是將電感電流訊號與鋸齒波訊號加成起來，而此鋸齒波訊號由振盪器所產生，是為了避免電流模式特有的次諧波振盪(sub-harmonic oscillation)，故此鋸齒波又可以稱為斜波補償(slope compensation)。

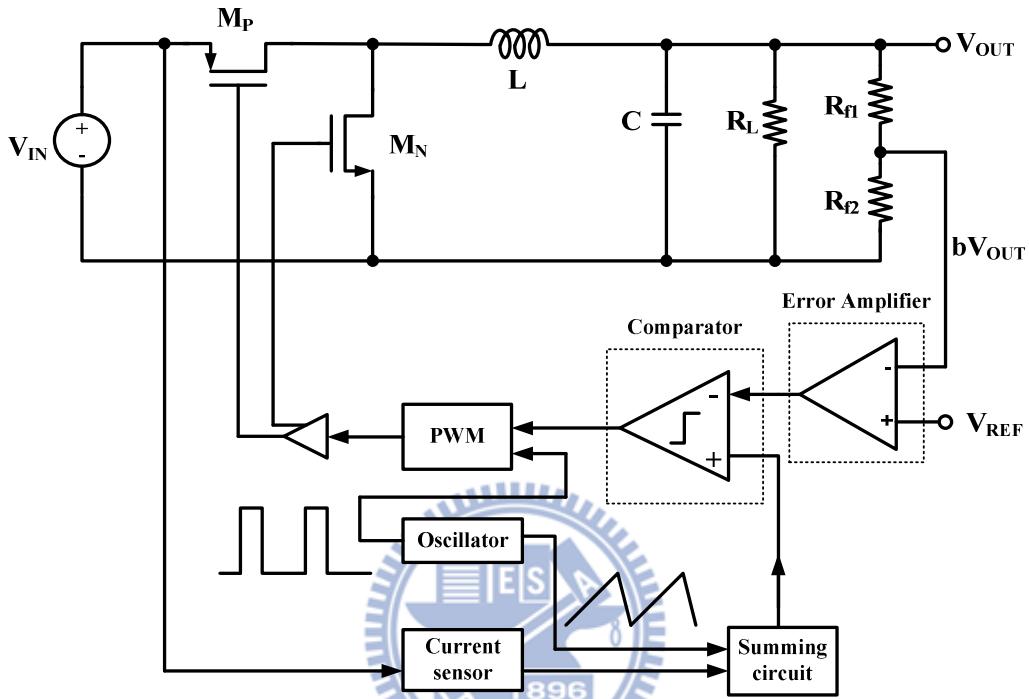


圖 2.9 降壓型轉換電路使用電流模式操作

電流模式控制的轉換電路具有下面的優缺點：

優點：

1. 因為電感電流的斜率由輸出入電壓決定，所以可以快速反應線性變化(line transient)。
2. 因為誤差放大器的輸出訊號為電流不是電壓，讓 LC 產生的兩個極點分離，高頻極點推移至切換頻率外，所以在頻寬內只有單一極點，故可以使用較簡單的補償方式。

缺點：

1. 因為兩個回授迴圈，所以較難分析。
2. 當工作週期比例(duty-ratio, D)大於 0.5，將會產生次諧波振盪，所以必須加入

斜波補償。

3. 因為必須使用電感電流來做控制，造成電路結構較為複雜且減少電源效率。

### 2.3.2.1 次諧波振盪(sub-harmonic oscillation)

由於電流模式 PWM 操作在工作週期大於 0.5 會產生不穩定現象，所以我們必須加入斜波補償來使的系統穩定，此現象我們稱為次諧波振盪。下面以公式推導與範例說明次諧波振盪的現象。

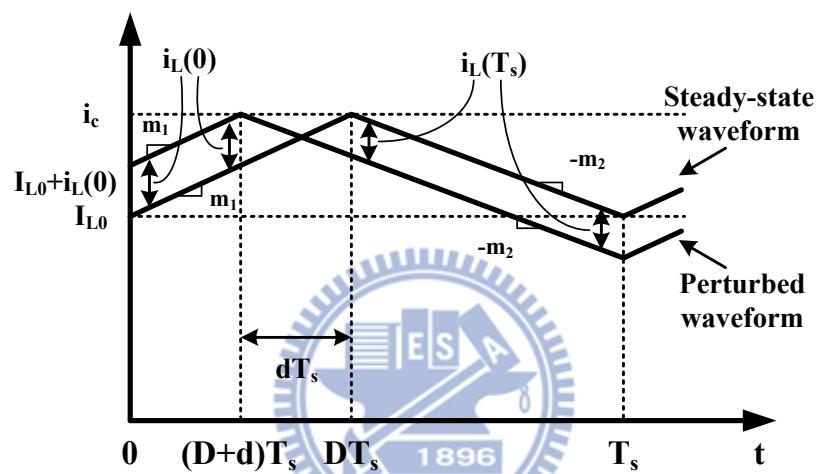


圖 2.10 摆動訊號對電感電流波形圖

圖 2.10 顯示了穩態波形與擾動波形，圖中的  $i_L(0)$  為一個初始擾動訊號，假設發生在靠近穩態波形，時間為  $dT_s$ ， $i_L(T_s)$  為時間  $(D+d)T_s < t < T_s$  內穩態波形與擾動波形的差額，上升斜率為  $m_1$ ，下降斜率  $m_2$ ，將  $(D+d)T_s < t < T_s$  這段時間放大來看，如圖 2.11。

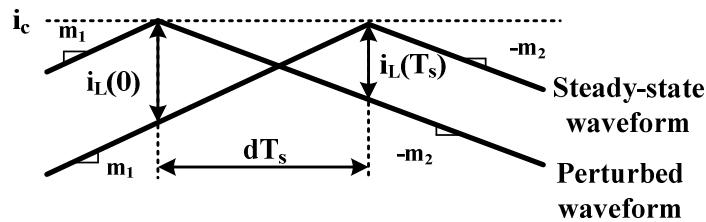


圖 2.11 摆動訊號對電感電流穩定度分析圖

從圖 2.11 的穩態波形得到  $i_L(0)$ ，

$$i_L(0) = -m_1 \cdot dT_s \quad (2.9)$$

同樣的，可以從擾動波形得到  $i_L(T_s)$ ，

$$i_L(T_s) = m_2 \cdot dT_s \quad (2.10)$$

將式子(2.9)與(2.10)結合，

$$i_L(T_s) = i_L(0) \cdot \left( -\frac{m_2}{m_1} \right) \quad (2.11)$$

當為穩態波形時，波形的出始值會等於結束值，也就是電感電流上升和下降的數值是一樣的，

$$\begin{aligned} m_1 \cdot DT_s &= m_2(1-D)T_s \\ \Rightarrow \frac{m_2}{m_1} &= \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (2.12)$$

將式子(2.12)帶入(2.11)中，

$$i_L(T_s) = i_L(0) \cdot \left( -\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.13)$$

依照同樣的分析，到了第二切換個週期結束，會得到  $i_L(2T_s)$ ，

$$i_L(2T_s) = i_L(T_s) \cdot \left( -\frac{D}{1-D} \right) = i_L(0) \cdot \left( -\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad (2.14)$$

過了  $n$  個切換週期會得到  $i_L(nT_s)$ ，

$$i_L(nT_s) = i_L(0) \cdot \left( -\frac{D}{1-D} \right)^n = i_L(0) \cdot \alpha^n \quad (2.15)$$

當  $n$  趨近於無限大時， $\alpha$  小於 1， $i_L(nT_s)$  會趨近於 0；而  $\alpha$  大於 1， $i_L(nT_s)$  會趨近於無限大，

$$|i_L(nT_s)| \rightarrow \begin{cases} 0 & \text{when } \alpha < 1 \\ \infty & \text{when } \alpha > 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

從式子(2.16)看出，如果要得到穩定的操作，必須要讓  $|\alpha|=D/(1-D)$  小於 1，

$$D < 0.5 \quad (2.17)$$

以範例說明，當轉換電路操作在工作週期  $D=1/4$  的時候，從式子(2.16)可以

看出系統是可以穩定的，

$$|\alpha| = \frac{D}{1-D} = \frac{\frac{1}{4}}{1-\frac{1}{4}} = \frac{1}{3} < 0.5 \quad (2.18)$$

圖 2.12 也說明了操作在工作週期  $D=1/4$  的時候，系統是穩定的，

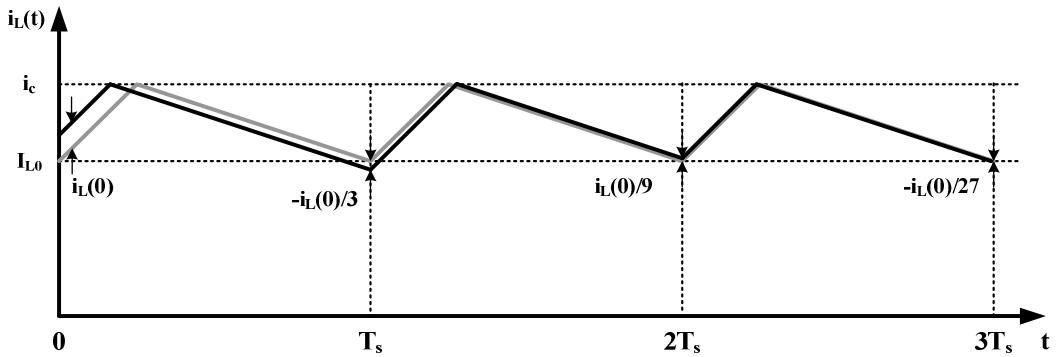
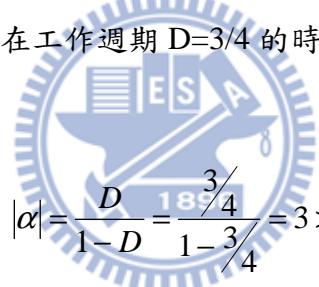


圖 2.12 穩定操作在  $D=1/4$

另外，當轉換電路操作在工作週期  $D=3/4$  的時候，從式子(2.16)可以看出系統是不穩定的，



$$|\alpha| = \frac{D}{1-D} = \frac{\frac{3}{4}}{1-\frac{3}{4}} = 3 > 0.5 \quad (2.18)$$

圖 2.13 也說明了操作在工作週期  $D=3/4$  的時候，系統是不穩定的，

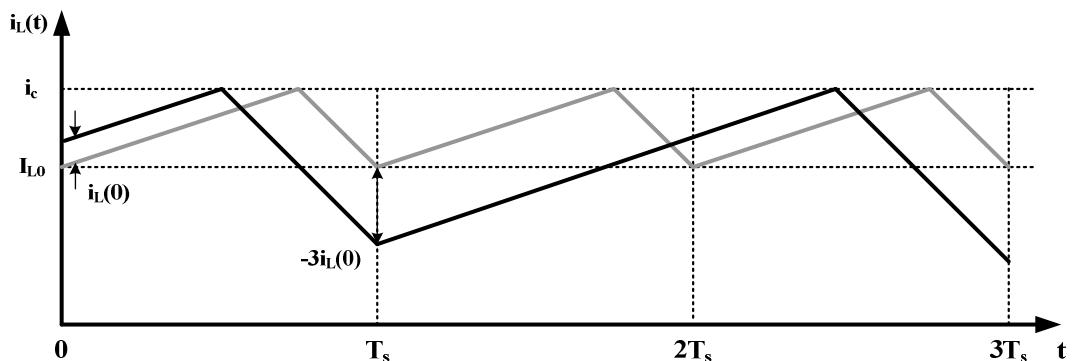


圖 2.13 不穩定操作在  $D=3/4$

由上述的推導與範例說明了，當工作週期  $D$  大於 0.5 的時候，操作在電流模式控制的電源轉換器會有不穩定的問題產生，而解決不穩定的方式是加入斜波

補償，下面將會詳細介紹。

### 2.3.2.2 斜波補償(slope compensation)

加入一組三角波，其大小為  $i_a(t)$ ，週期為  $T_s$ ，斜率為  $m_a$ 。

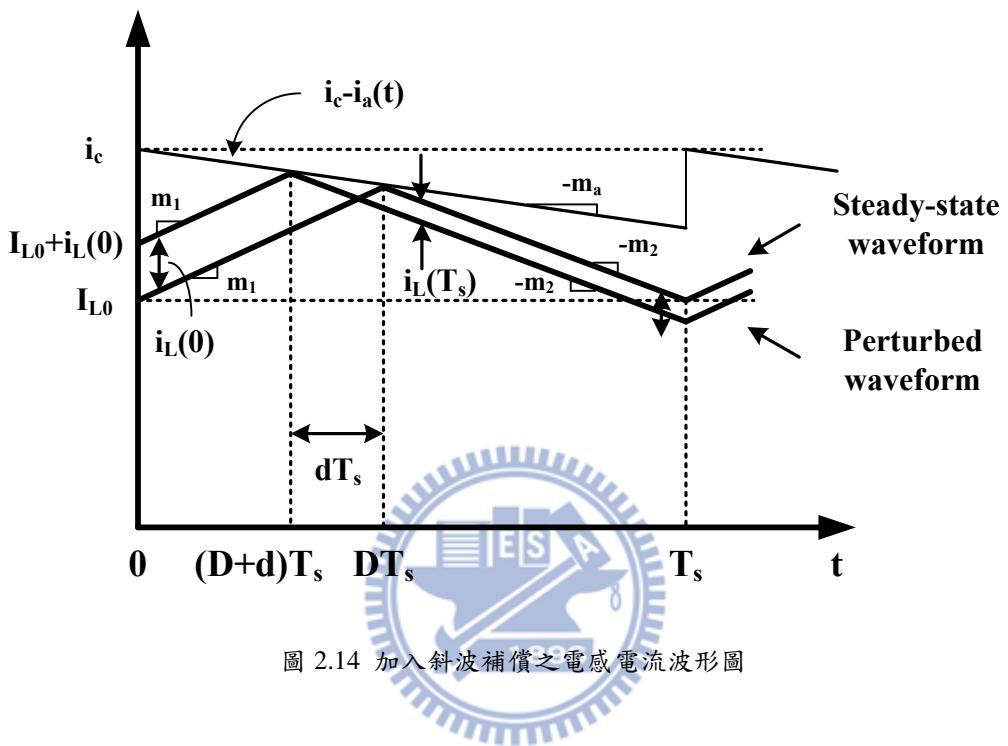


圖 2.14 顯示了加入一三角波當作斜波補償穩態之波形，圖中的  $i_L(0)$  為一個初始擾動訊號，假設發生在靠近穩定波形，時間為  $dT_s$ ， $i_L(T_s)$  為時間  $(D+d)T_s < t < T_s$  內穩態波形與擾動波形的差額，上升斜率為  $m_1$ ，下降斜率  $m_2$ ，補償三角波的斜率為  $m_a$ ，大小為  $i_a(t)$ 。

從圖 2.14 可以得到  $i_L(0)$  與  $i_L(T_s)$ ，

$$i_L(0) = -(m_1 + m_a) \cdot dT_s \quad (2.19)$$

$$i_L(T_s) = -(m_a - m_2) \cdot dT_s \quad (2.20)$$

將式子(2.19)與(2.10)結合，

$$i_L(T_s) = i_L(0) \cdot \left( -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right) \quad (2.21)$$

過了 n 個切換週期會得到  $i_L(nT_s)$ ，

$$i_L(nT_s) = i_L(0) \cdot \left( -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \right)^n = i_L(0) \cdot \alpha^n \quad (2.22)$$

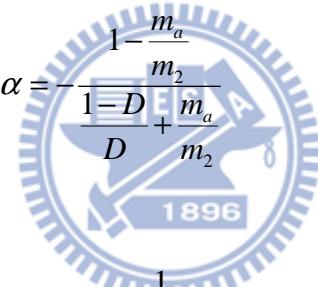
而電感電流的變化量就由  $\alpha$  所決定，

$$\alpha = -\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \quad (2.23)$$

當 n 趨近於無限大時， $\alpha$  小於 1， $i_L(nT_s)$  會趨近於 0；而  $\alpha$  大於 1， $i_L(nT_s)$  會趨近於無限大，

$$|i_L(nT_s)| \rightarrow \begin{cases} 0 & \text{when } \alpha < 1 \\ \infty & \text{when } \alpha > 1 \end{cases} \quad (2.24)$$

從式子(2.23)與式子(2.24)看出，如果要得到穩定的操作，必須選擇一個良好的斜波斜率  $m_a$ ，讓  $|\alpha|$  小於 1。將式子(2.12)帶入式子(2.23)，



$$\alpha = -\frac{\frac{1-m_a}{m_2}}{\frac{1-D}{D} + \frac{m_a}{m_2}} \quad (2.25)$$

一個常用的  $m_a$  選擇，

$$m_a = \frac{1}{2}m_2 \quad (2.26)$$

從式子(2.25)與式子(2.26)得到，當  $D=1$  時，此時的  $\alpha=-1$ ，而當  $0 \leq D < 1$  時， $|\alpha| < 1$ ，故此  $m_a$  值為讓系統對於任何工作週期都可以穩定的最小值。而另一個常用的  $m_a$  選擇，

$$m_a = m_2 \quad (2.27)$$

此值會讓  $\alpha=0$ ，也就是在一個切換週期  $T_s$  之後，所有的擾動誤差都會消失。

由上述的推導說明了，加入了三角波當作斜波補償，選擇適合的斜率  $m_a$ ，可以避免次諧波振盪。而  $m_a$  的最小值為  $m_a=0.5m_2$ ，此時在工作週期  $D$  小於 1、大於等於 0 的時候，系統均不會發生次諧波振盪。而當  $m_a=m_2$ ，此時系統可以在一個工作週期就把擾動誤差訊號修正。

## 2.4 補償電路與穩定度

降壓型切換式電源轉換電路加入了回授控制，可以對不同輸入電壓與負載電流進行控制，但是在系統構成閉迴路控制的時候，穩定度就成為了一個很重要的部份，加入補償電路可以使系統穩定。

### 2.4.1 系統分析

將電源轉換電路與其回授控制電路區分為三個部份，如圖 2.15 與圖 2.16 所表示。電感、電容與分壓電阻為輸出濾波區塊(output filter)，比較器、振盪器、脈寬調變電路與功率電晶體為調變區塊(modulator)，誤差放大器與補償元件組成補償迴路區塊(compensation neteork)。

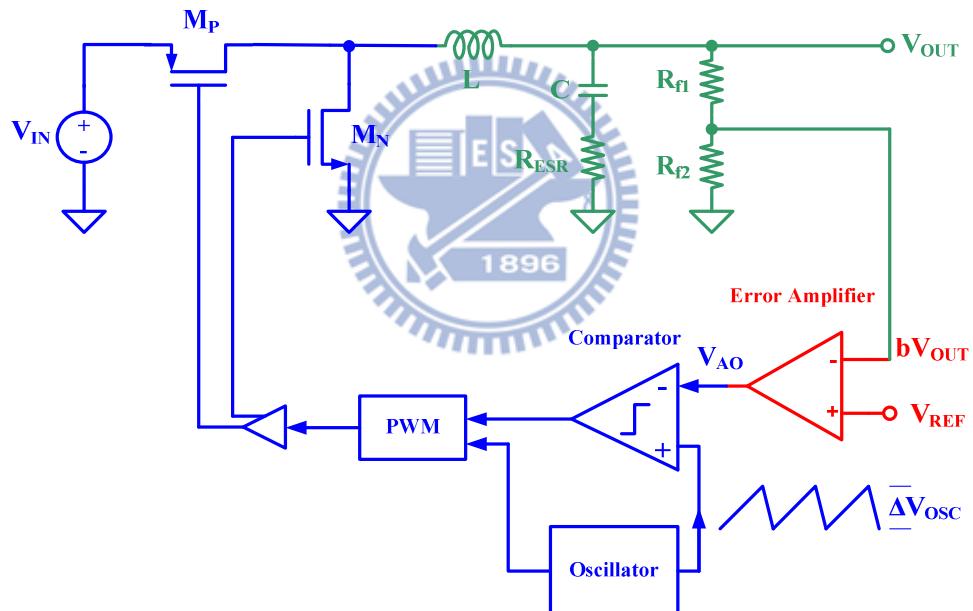


圖 2.15 電源轉換電路系統分析圖

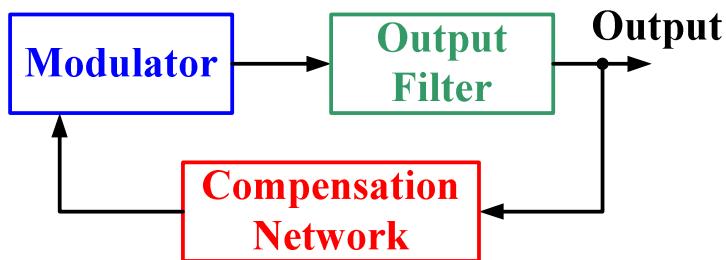


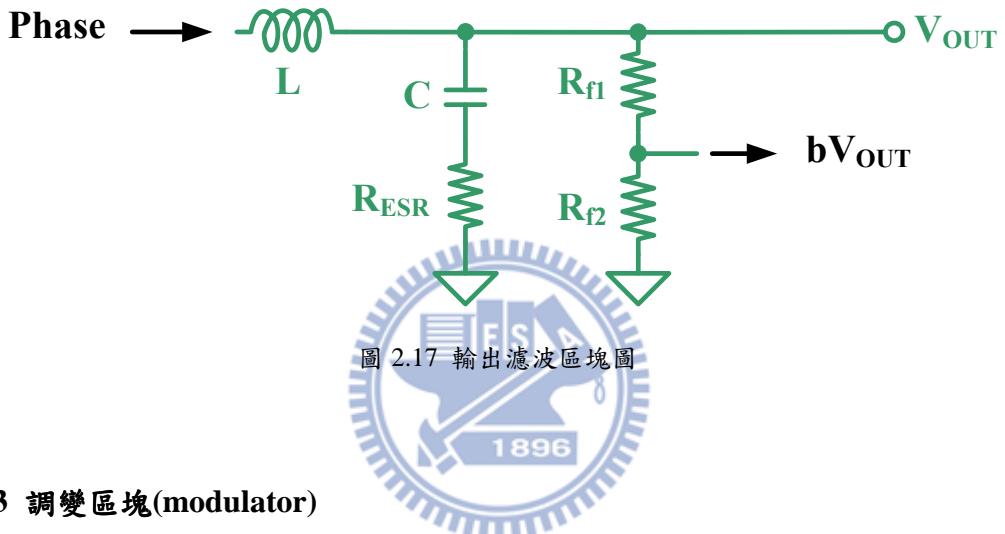
圖 2.16 電源轉換電路系統分析區塊圖

## 2.4.2 輸出濾波區塊(output filter)

輸出濾波區塊包含電感 L、電容 C、電容等效串連電阻  $R_{ESR}$  與分壓電阻  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$ ，將圖 2.15 中的輸出濾波區塊列在圖 2.17，此區塊的輸入為調變區塊產生的相位控制，輸出為分壓輸出  $bV_{OUT}$ ，此區塊的轉移函數可以寫成，

$$Gain_{Filter} = \frac{1 + s \cdot R_{ESR} \cdot C}{1 + s \cdot R_{ESR} \cdot C + s^2 \cdot L \cdot C} \quad (2.28)$$

由式子(2.28)可以得到兩個極點由電感與電容所產生，而電容等效串連電阻會額外產生一個零點。



## 2.4.3 調變區塊(modulator)

調變區塊包含比較器、振盪器、脈寬調變電路與功率電晶體，將圖 2.15 中的調變區塊列在圖 2.18，此區塊的輸入為補償迴路區塊的誤差放大器輸出，輸出為相位控制，此區塊的轉移函數可以寫成，

$$Gain_{Modulator} = \frac{V_{IN}}{\Delta V_{OSC}} \quad (2.29)$$

由式子(2.29)看出此調變區塊不產生任何的極點與零點，單純影響增益的大小。

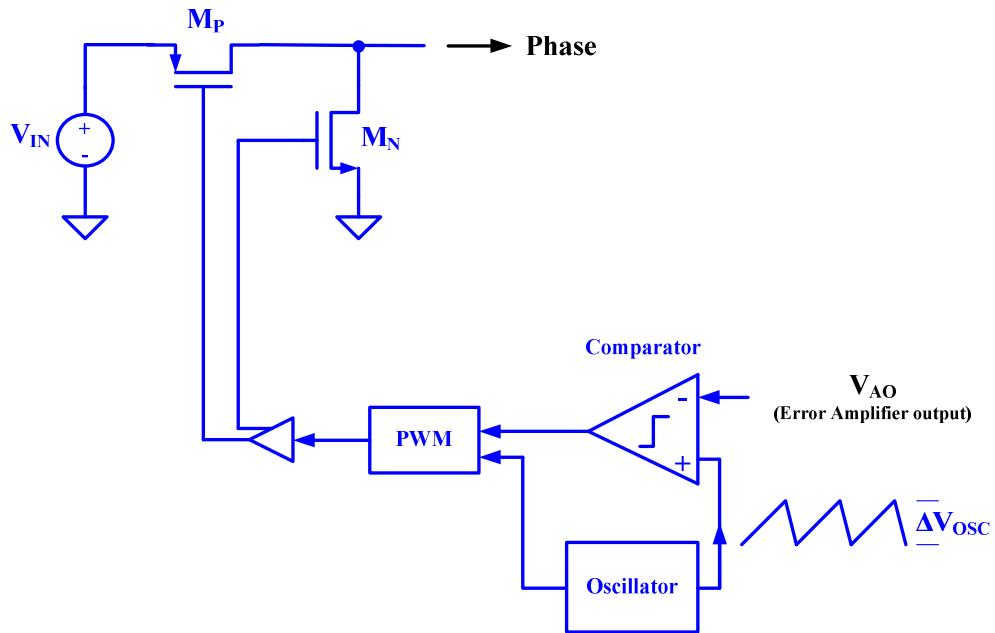


圖 2.18 調變區塊圖

將輸出濾波區塊與調變區塊結合，可以得到開迴路增益，其頻率響應圖如 2.19 表示，增益大小為調變區塊提供，而輸出濾波區塊產生二極點與一零點。

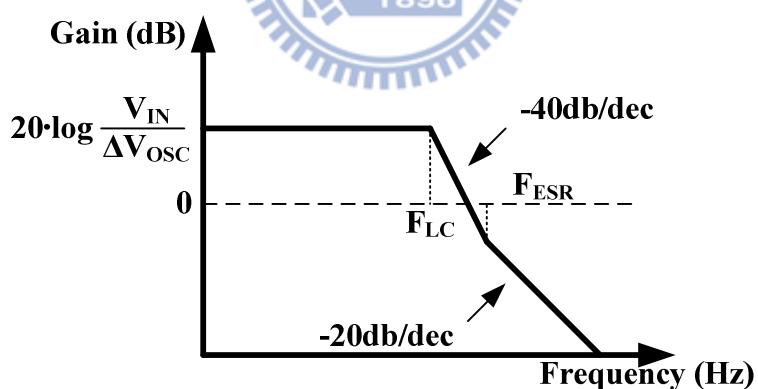


圖 2.19 開迴路頻率響應

#### 2.4.4 補償迴路區塊(compensation neteork)與開迴路穩定度

從上述兩小節可以了解到開迴路頻率響應，將誤差放大器與補償元件構成了補償迴路區塊，如圖 2.20 表示，此補償迴路區塊由誤差放大器與補償元件  $R_M$ 、 $C_M$  組成，亦可以將誤差放大器轉換成轉導放大器  $G_m$  與輸出阻抗  $R_O$ ，可以得到

其轉移函數，

$$Gain_{compensation} = G_M R_O \frac{1 + SC_M R_M}{1 + SC_M (R_O + R_M)} \quad (2.30)$$

由此轉移函數可以畫出其頻率響應，如圖 2.21，擁有一低頻極點與一零點。

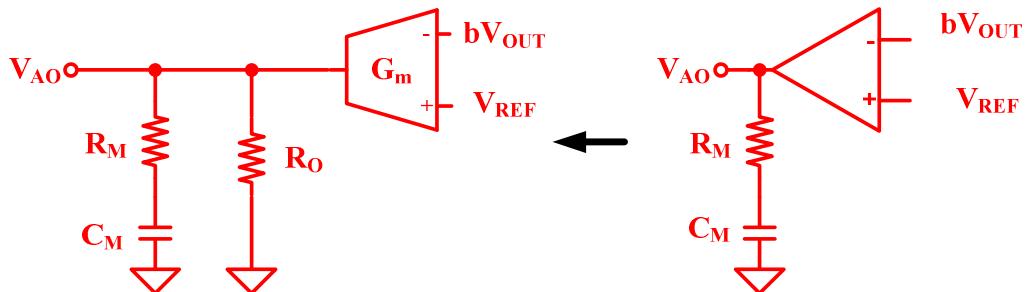


圖 2.20 補償迴路區塊

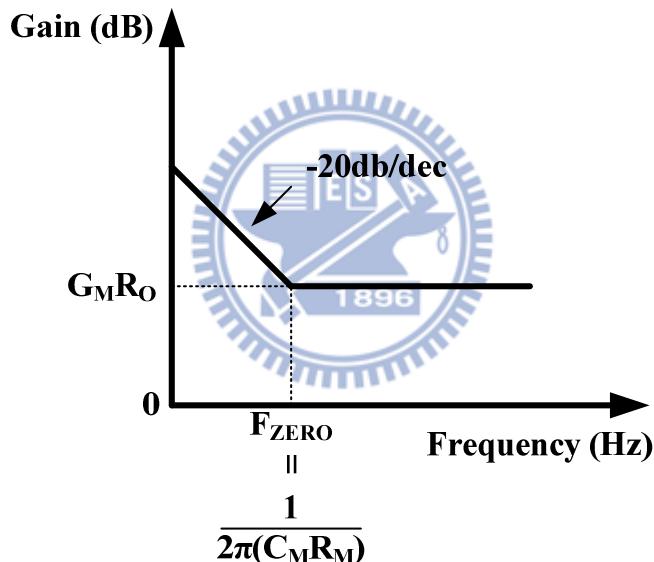


圖 2.21 補償迴路頻率響應

將輸出濾波區塊、調變區塊與補償迴路區塊組成閉迴路，得到轉移函數，

$$Gain = \left[ \frac{1 + s \cdot R_{ESR} \cdot C}{1 + s \cdot R_{ESR} \cdot C + s^2 \cdot L \cdot C} \right] \cdot \left[ \frac{V_{IN}}{\Delta V_{OSC}} \right] \cdot \left[ G_M R_O \frac{1 + SC_M R_M}{1 + SC_M (R_O + R_M)} \right] \quad (2.31)$$

將此轉移函數畫出頻率響應圖形，如圖 2.22。電源轉換電路的閉迴路增益從低頻以 20dB/dec 下降，到補償迴路增加的零點  $F_{ZERO}$  變成平線，當遇到雙極點  $F_{LC}$ ，以 40dB/dec 的速度下降，透過輸出電容等效串連電阻補償零點  $F_{ESR}$ ，使增益再

度改為 20dB/dec 下降，直到增益為 0dB，在單增益頻寬(unit-gain bandwidth)內等效只有一個極點，可以得到良好的相位邊限(phase margin)。

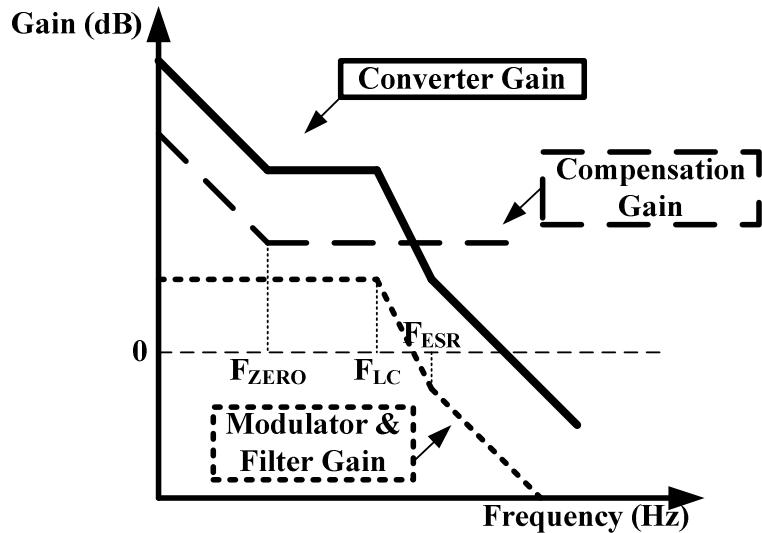


圖 2.22 閉迴路頻率響應

## 2.5 切換式電源轉換電路的基本規格

以下將介紹切換式電源轉換電路的基本規格與其定義，此規格是用來判斷電源轉換電路的效率，透過了解規格的定義，可以找出如何改善電路之效能。

### 2.5.1 電源轉換效率(Efficiency)

電源轉換效率定義為輸出功率與輸入功率的比值：

$$Efficiency = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \quad (2.32)$$

雖然切換式電源轉換電路比起線性穩壓電路與電荷汞穩壓電路有較高的轉換效率，但依舊有不少能量會在轉換中散失，使的轉換效率降低。

#### (1) 導通損失(conduction loss)

當電流流過功率電晶體  $M_P$  與  $M_N$ ，以及電感 L 和電容 C，因為其內阻造成能量的損失，為了減輕的  $M_P$  與  $M_N$  內阻的影響，故  $M_P$  與  $M_N$  會設計較大的寬長比來降低內阻。

$$P_{con,loss} = R_{p,ON} \times I_p^2 + R_{n,ON} \times I_n^2 \quad (2.33)$$

其中  $R_{p,ON}$  為功率電晶體  $M_P$  導通之內阻， $R_{n,ON}$  為功率電晶體  $M_N$  導通之內阻， $I_p$  與  $I_n$  各為其導通電流，此損失在重載下特別明顯。

### (2) 切換損失(switching loss)

當電源轉換電路穩態操作時，其功率電晶體  $M_P$  與  $M_N$  是不斷交換導通，為了減少內阻設計了大的寬長比將使的功率電晶體的閘極寄生電容變大，此閘極寄生電容在不斷的切換中，不停的充電與放電，因此形成功率的損耗，其損耗功率公式

$$P_{sw,loss} = f_{sw} \times (C_{gp} + C_{gn}) \times V_{IN}^2 \quad (2.34)$$

其中

$C_{gp}$ ：功率電晶體  $M_P$  之閘極電容

$C_{gn}$ ：功率電晶體  $M_N$  之閘極電容

$V_{IN}$ ：輸入電壓

$f_{sw}$ ：切換頻率



如果切換頻率增快，其切換損失將會跟著變大。

### (3) 靜態損失(quiescent loss)

當電源轉換電路操作時，其控制電路也會耗損能量，所以可以讓電源轉換電路操作於無負載的情況，整體轉換電路所耗損的能量就是靜態損失。

$$P_{q,loss} = V_{IN} \times I_q \quad (2.35)$$

其中  $I_q$  為靜態電流，也就是轉換電路操作時所需要電流。此損失在輕載下特別明顯。

### (4) 其他損失

其他損失包括了功率電晶體寄生二極體導通損失(body diode conduction loss)以及開關功率電晶體之時序誤差損失(turn ON/OFF transition loss)。

### 2.5.2 線性穩壓(line regulation)

線性穩壓，當輸入電壓改變時，輸出電壓變化率，

$$\text{Line regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} (\text{mV/V}) \quad (2.36)$$

$\Delta V_{IN}$  為輸入電壓的變化量， $\Delta V_{OUT}$  為輸出電壓變化量，單位為 mV/V。線性穩壓越小，代表此轉換電路不易受到輸入電壓的影響，故其應用範圍就越廣。

### 2.5.3 負載穩壓(load regulation)

負載穩壓，當輸出負載電流改變時，輸出電壓變化率，

$$\text{Load regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} (\text{mV/mA}) \quad (2.37)$$

$\Delta I_{OUT}$  為輸電流的變化量， $\Delta V_{OUT}$  為輸出電壓變化量，單位為 mV/mA。負載穩壓越小，代表此轉換電路不易受到輸出負載電流的影響，故其應用範圍就越廣。

### 2.5.4 線性暫態響應(line transient response)

線性暫態響應用來測試電源轉換電路在輸入電壓瞬間改變時，其轉換電路的穩壓能力，如圖 2.23。當輸入電壓  $V_{IN}$  發生變化，透過回授控制讓輸出電壓快速且精確的回到目標輸出電壓。

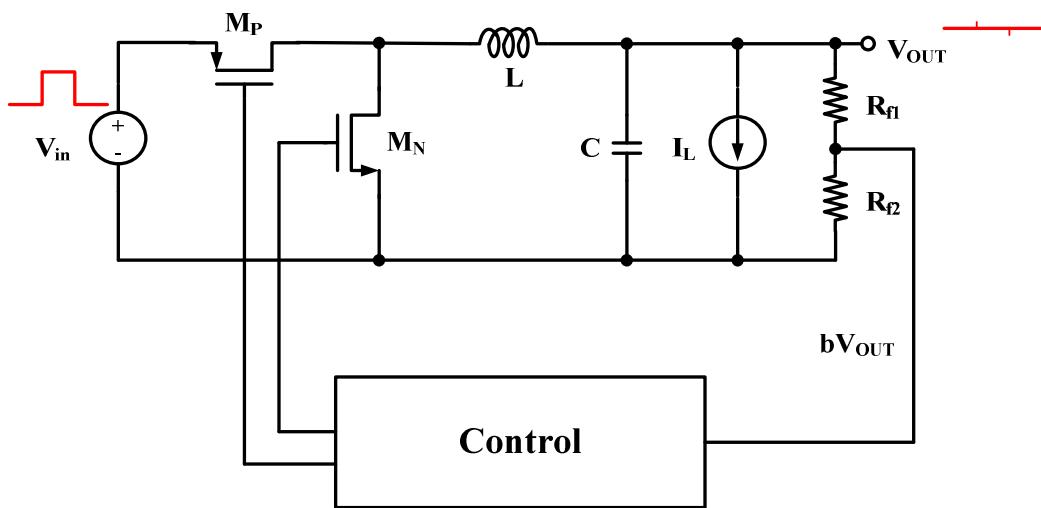


圖 2.23 線性暫態響應

### 2.5.5 負載暫態響應(load transient response)

負載暫態響應用來測試電源轉換電路在負載電流瞬間改變時，其轉換電路的穩壓能力，如圖 2.24。當負載電流瞬間變大  $\Delta I_L$ ，輸出電壓  $V_{OUT}$  會有  $V_{drop}$  的電壓降，經過  $T_1$  時間回覆到穩壓；負載電流又瞬間變小，輸出電壓  $V_{OUT}$  會有  $V_{peak}$  的電壓上升，經過  $T_2$  時間回覆到穩壓。可以透過  $V_{drop}$ 、 $T_1$ 、 $V_{peak}$  和  $T_2$  來判斷電源轉換電路的暫態響應快慢。

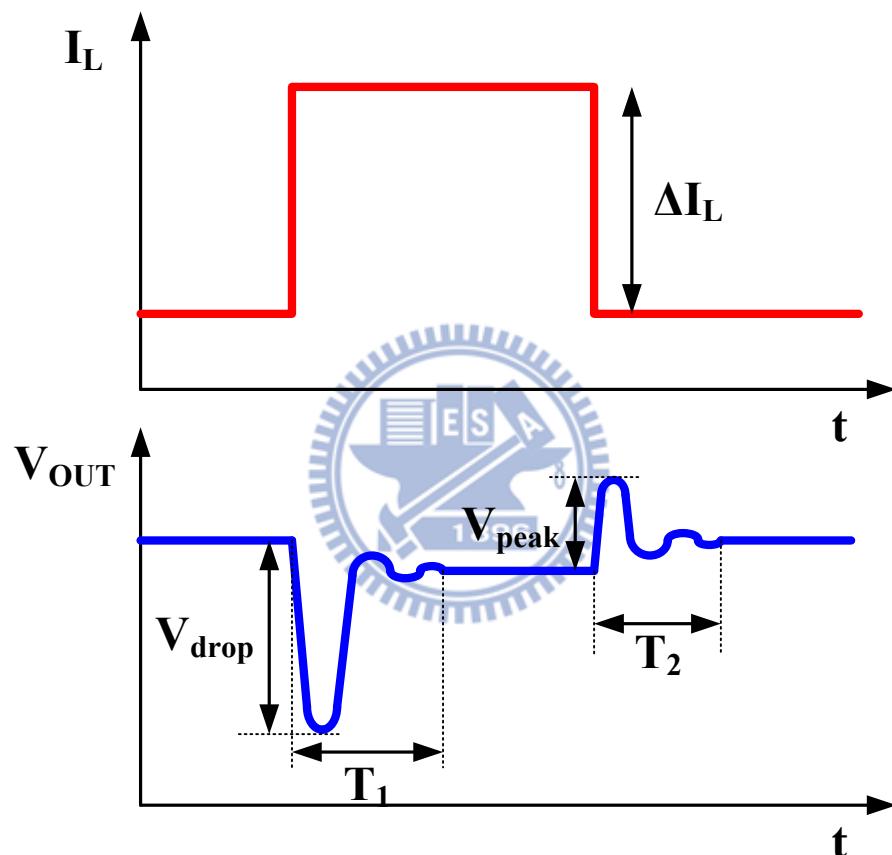


圖 2.24 負載暫態響應

# 第三章

## 高準確降壓型直流轉直流轉換電路利用增強型誤差放大器

### 3.1 簡介

在上一個章節，我們介紹了降壓型切換式電源轉換電路的基本架構與原理，並且了解不同模式的控制，因為電流模式控制利用電感電流來修正脈寬調變控制，令輸出電壓與電感電流和輸出入電壓的呈現綜合關係，使其擁有快速暫態響應[6]-[13]。

在此章節中，我們將介紹一個加入了改良式誤差放大器的電流模式降壓型切換式電源轉換電路，來改善輕、重載變化時輸出電壓的準位，並使其擁有快速暫態響應與良好的負載穩壓。

### 3.2 高準確降壓型直流轉直流轉換電路之電路架構

圖 3.1 為此高準確降壓型直流轉直流轉換電路利用增強型誤差放大器的架構圖。系統上包括了功率元件與控制電路，功率元件包括功率電晶體  $M_P$  與  $M_N$ 、電感  $L$ 、電容  $C$  和負載電阻  $R_L$  所組成，控制電路包括改良式誤差放大器(Error Amplifier)、比較器(Comparator)、能帶隙電壓參考電路(Bandgap reference)、啟動電路(Soft-start)、振盪器(Oscillator)、加成電路(Summing circuit)、電感電流感測電路(Current sensor)、脈寬調變電路(pulse-width modulation, PWM)和功率電晶體

驅動電路(Buffer)。

將輸出電壓經分壓電阻( $R_{f1}$  與  $R_{f2}$ )分壓回授的方式，透過誤放大器放大分壓輸出電壓  $bV_{OUT}$  與參考電壓  $V_{REF}$  的誤差並且提供補償來使轉換電路達到良好的動態響應，電感電流感測電路用來感測感測電感電流，而加成電路則是將電感電流訊號與鋸齒波訊號加成，將放大的誤差訊號與加成訊號送入比較器中，來產生脈寬調變訊號，而鋸齒波訊號由振盪器所產生且為固定頻率，使用此脈寬調變訊號來控制功率電晶體  $M_P$  與  $M_N$  進行開關來達成穩定電壓之功能。

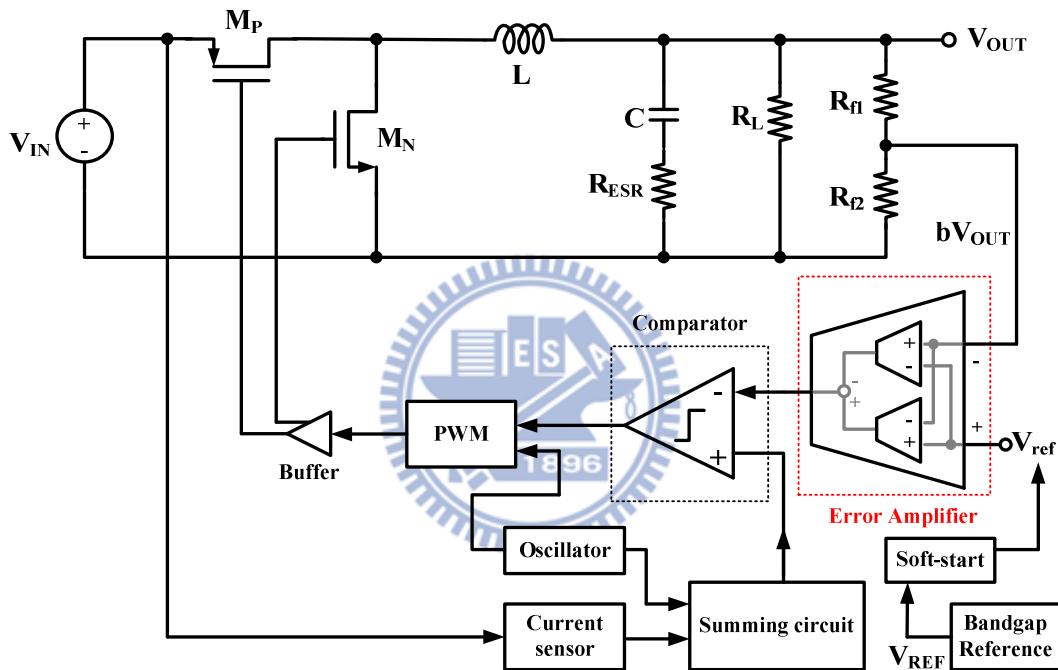


圖 3.1 高準確降壓型直流轉直流轉換電路利用增強型誤差放大器

### 3.3 細部電路

以下介紹此電源轉換電路的細部電路。

#### 3.3.1 改良式誤差放大器(error amplifier)

誤差放大器用來比較參考電壓和回授電壓的差值，並且將誤差放大來修正輸出電壓。而誤差放大器和補償電路組成補償迴路，讓閉迴路增益可以穩定[14]，如圖 3.2。

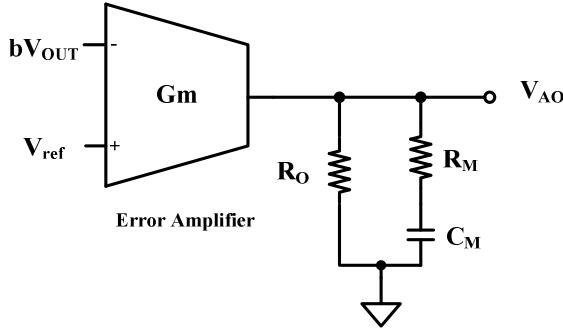


圖 3.2 補償電路

補償電路轉移函數為

$$T(s) = \frac{V_{AO}}{bV_{OUT}} = -G_m R_o \frac{1 + SC_M R_M}{1 + SC_M (R_o + R_M)} \quad (3.1)$$

$R_o$  是誤差放大器的輸出電阻， $G_m$  為誤差放大器的轉導。 $R_M$  和  $C_M$  為外部的補償電阻與電容，其組成補償電路來對閉迴路增益進行補償。產生了一個零點和一個極點如下：

$$f_{zero} = \frac{1}{2\pi(C_M R_M)} \quad (3.2)$$

$$f_{pole} = \frac{1}{2\pi C_M (R_o + R_M)} \quad (3.3)$$

此改良式誤差放大器如圖 3.3 所表示，包括了兩個小 OP 放大器(operation amplifier)和一個二階放大器，改良了一般的 OP 放大器，使擁有高增益(high gain)和高頻寬(bandwidth)，擁有良好的 slew-rate，100V/ $\mu$ s，可以提供良好的大訊號暫態反應。為了提高電源效率，設計了低耗電的誤差放大器，總功率耗損為 40 $\mu$ W。

將圖 3.3 簡化成圖 3.4 說明，從圖 3.4 可以計算出整體的 Gain：

$$A_{all} = A_3 \times [A_1 \times (V_{ref} - bV_{OUT}) - A_2 (bV_{OUT} - V_{ref})] = (A_1 + A_2) A_3 (V_{ref} - bV_{OUT}) \quad (3.4)$$

從式子(3.4)可以計算出整體的增益等於  $(A_1 + A_2) A_3$ ，一般誤差放大器只有  $A_3$ ，而此放大器可增加  $A_1 + A_2$  的增益，達到高增益。誤差放大的頻率響應如圖 3.5 所表示， $A_1$  和  $A_2$  設計成低增益高頻寬， $A_3$  設計成高增益，將  $A_1 A_2$  和  $A_3$  串

連時，可以得到如圖 3.5 最右邊的圖形， $A_{all}$  為高增益高頻寬之誤差放大器。

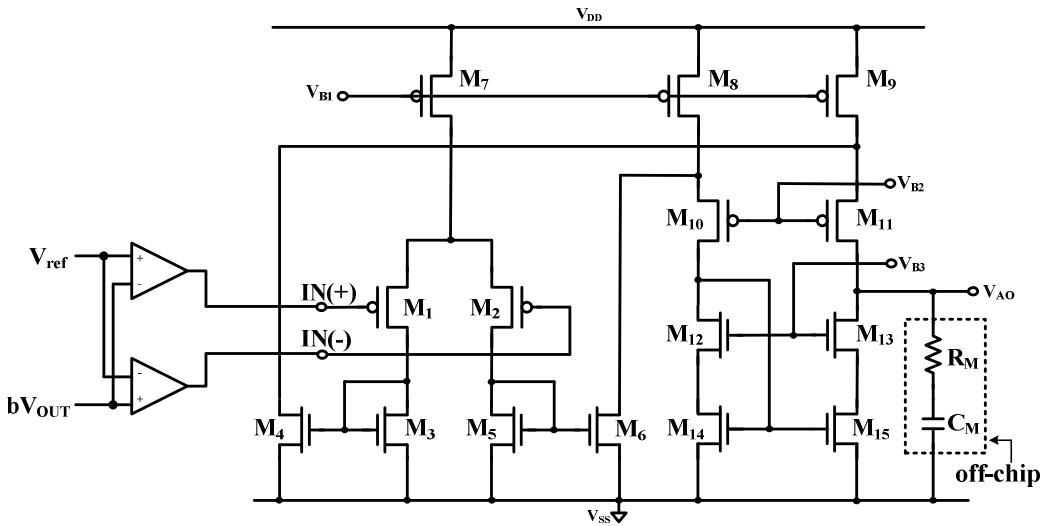


圖 3.3 誤差放大器

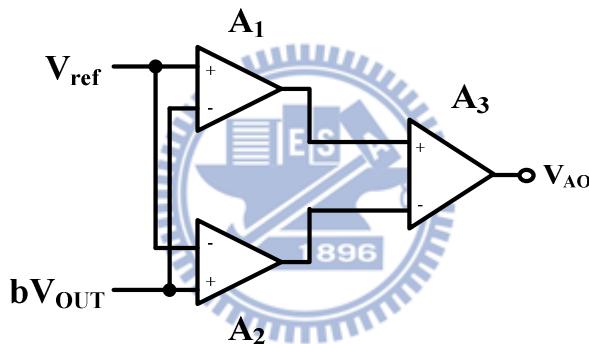


圖 3.4 誤差放大器示意圖

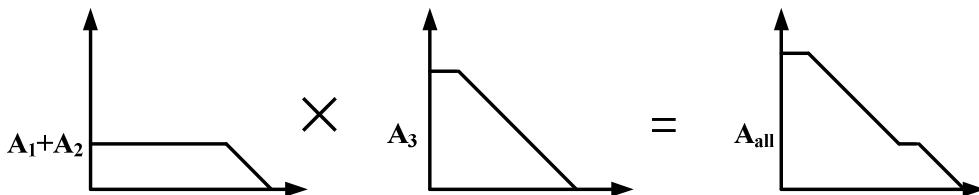


圖 3.5 誤差放大器頻率響應

### 3.3.2 能帶隙電壓參考電路(bandgap reference)

利用正溫度係數電流( $I_{PTAT}$ )與負溫度係數電流( $I_{CTAT}$ )加成比例關係來產生零溫度係數的參考電壓，如圖 3.6 所示，所產生的電壓如下列式子：

$$V_{REF} = (\alpha \times I_{PTAT} + \beta \times I_{CTAT}) R_{REF} \quad (3.5)$$

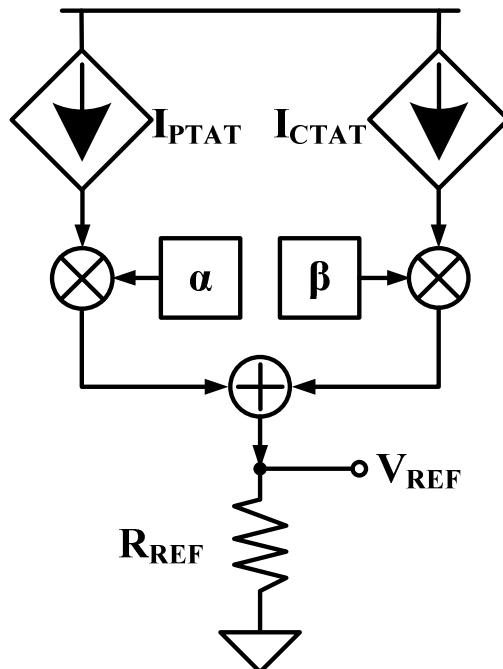


圖 3.6 能帶隙電壓參考電路示意圖

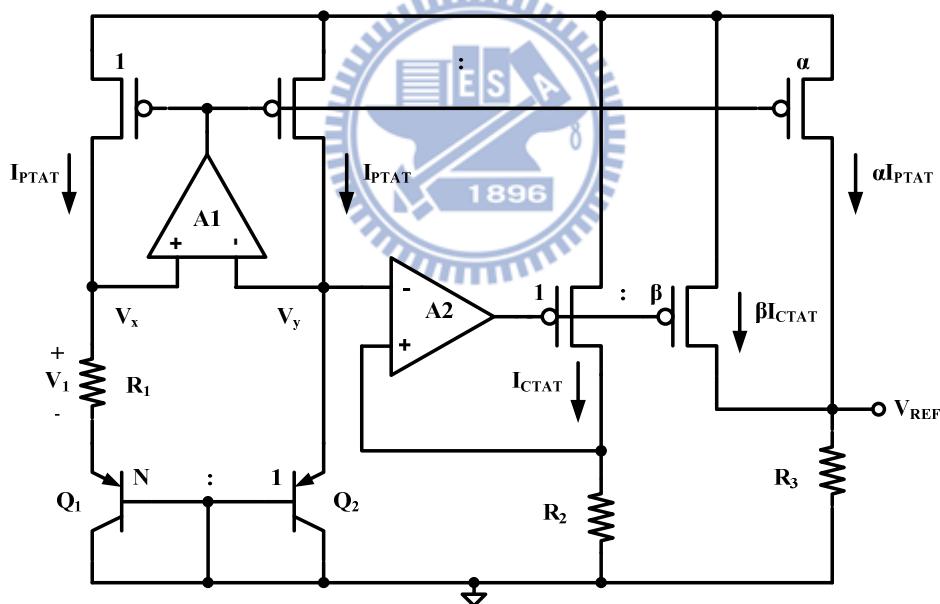


圖 3.7 能帶隙電壓參考電路架構

將圖 3.6 示意圖設計出能帶隙電壓參考電路，如圖 3.7 表示，利用放大器 A1 將  $V_x$  與  $V_y$  固定為相同電壓值，電阻  $R_1$  的跨壓等於  $V_{EB2} - V_{EB1}(\Delta V_{EB})$ ，而  $\Delta V_{BE}$  對溫度呈現正向關係，故可以得到正溫度係數的電流  $I_{PTAT} = \Delta V_{EB}/R_1$ ，利用放大器 A2 使電阻  $R_2$  的電壓為  $V_{EB2}$ ， $V_{EB2}$  對溫度呈現負向關係，得到負溫度係數的

電流  $I_{CTAT} = V_{EB2}/R_2$ ，利用電流鏡(current mirror)的方式把正溫度係數電流  $I_{PTAT}$  與負溫度係數電流  $I_{CTAT}$  以  $\alpha$  和  $\beta$  的倍數加成，產生零溫度係數的電流，通過電阻  $R_3$  得到參考電壓  $V_{REF}$ ，

$$V_{REF} = (\alpha I_{PTAT} + \beta I_{CTAT}) R_3 = \left( \alpha \frac{\Delta V_{EB}}{R_1} + \beta \frac{V_{EB2}}{R_2} \right) R_3 \quad (3.6)$$

圖 3.8 為完整的電路圖。

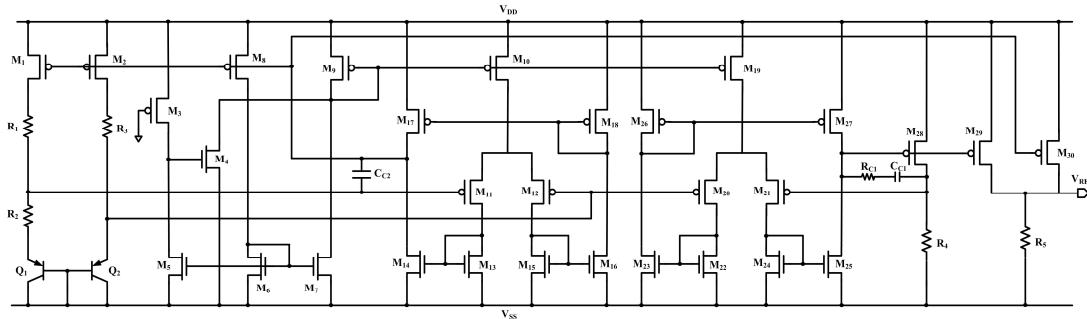


圖 3.8 能帶隙電壓參考電路

### 3.3.3 電感電流感測電路 (current sensor)

電感電流感測電路是電流模式控制所獨有的，必須將電感電流回授進控制電路，所以穩定且準確的電感電流感測電路是必須的。電感電流感測電路如圖 3.9 所示，當功率電晶體  $M_P$  導通時，利用放大器將  $V_A$  與  $V_B$  點固定為相同電壓，此時  $M_P$  與  $M_1$  的源極(source)、閘極(gate)與汲極(drain)均為相等電壓，讓  $M_P$  與  $M_1$  成  $N$  倍比例關係，得到  $I_{MP}$  為  $I_{M1}$  的  $N$  倍關係，

$$I_{M1} = \frac{1}{N} I_{MP} \quad (3.7)$$

而  $I_B$  相當的小，所以  $I_{SENSE}$  約等於  $I_{M1}$ ，得到感測電感電流。

$$I_{sense} = \frac{1}{N} I_{MP} - 2I_B \approx \frac{1}{N} I_{MP} \quad (3.8)$$

此感測電感電流相對於電感電流非常的小，可以減少感測電路的靜態電流，進而減少功率消耗，達到高電源效率。電感電流感測電路得到電感電流訊號會傳送到加成電路中，與鋸齒波訊號加成。

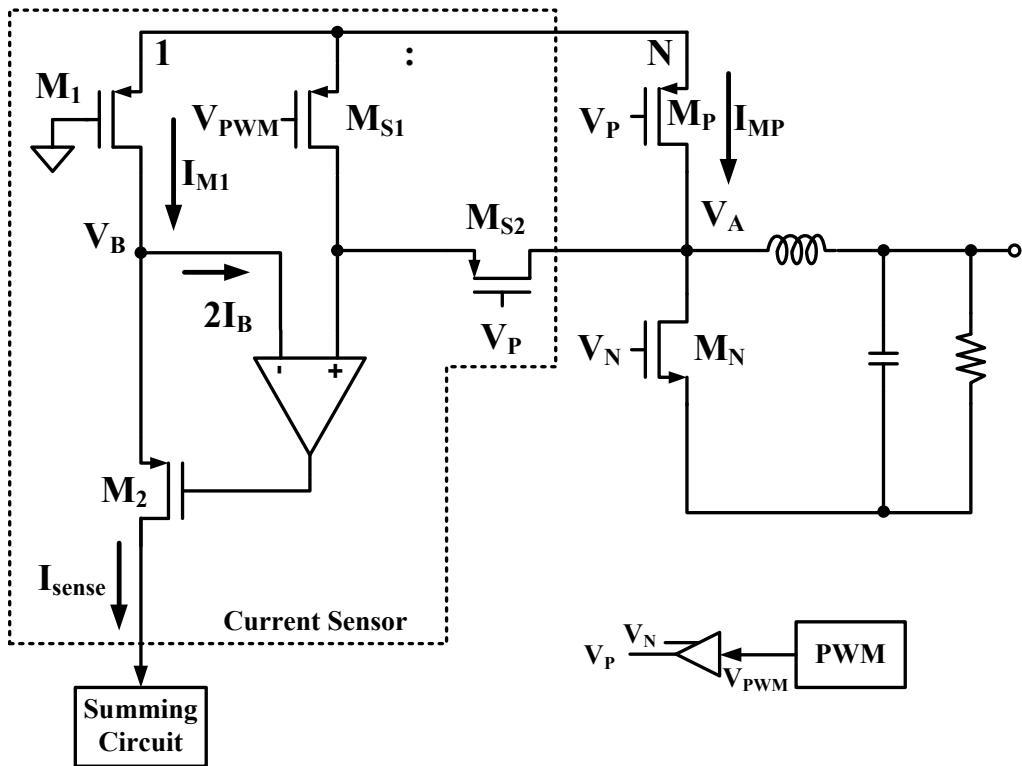


圖 3.9 電感電流感測電路

電感電流感測電路使用改良式誤差放大器如圖 3.10 所示。有別一般使用於電感電流感測電路使用電壓放大器，此電路改良使用電流放大器來提高速度及降低功率消耗與面積。其中  $I_B$  為  $2\mu\text{A}$ ，整個放大器只使用  $8\mu\text{A}$ ，相對於其他放大器的架構，此架構可以有效減少功率的消耗，進而提高電源效率。

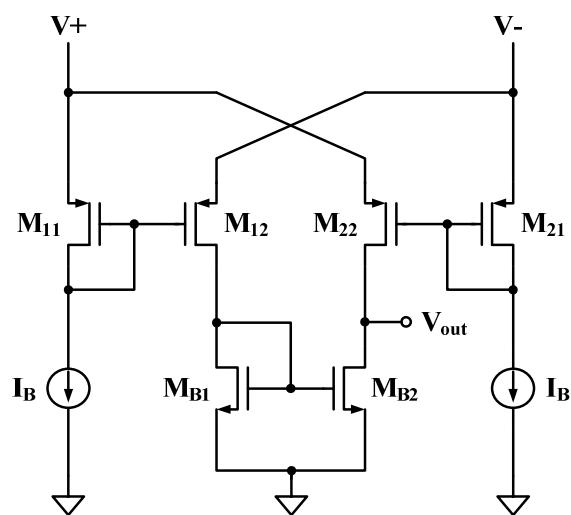


圖 3.10 電感電流感測電路之放大器

### 3.3.4 振盪器和加成電路(Oscillator & Summing Circuit)

一般的鋸齒波振盪器常使用兩個比較器搭配邏輯電路以及外部電阻電容元件，通常較占晶片面積與腳位數目。此轉換電路所使用的震盪器電路僅用到一個比較器和一個電容(on-chip poly-poly capacitor)，可以節省晶片面積與腳位數目，如圖 3.11 所示。此振盪器可以同時產生一組週期訊號(clock signal, CLK)與鋸齒波訊號(ramp signal,  $V_{ramp}$ )，鋸齒波訊號的上限與下限是受到  $V_H$  與  $V_L$  所定義(圖 3.12)，振盪頻率  $f_{osc}$  跟下列變數有相依的關係( $V_H$ 、 $V_L$ 、 $C_{S1}$ 、和電流  $I_{C1}$ )，

$$f_{osc} = \frac{I_{C1}}{C_{S1}(V_H - V_L)} \quad (3.9)$$

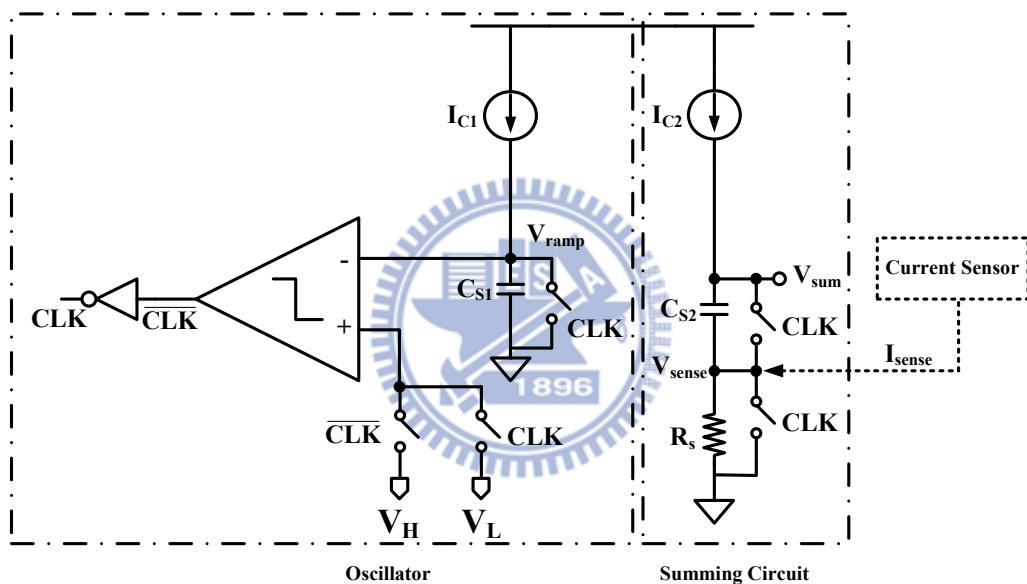


圖 3.11 振盪器和加成電路

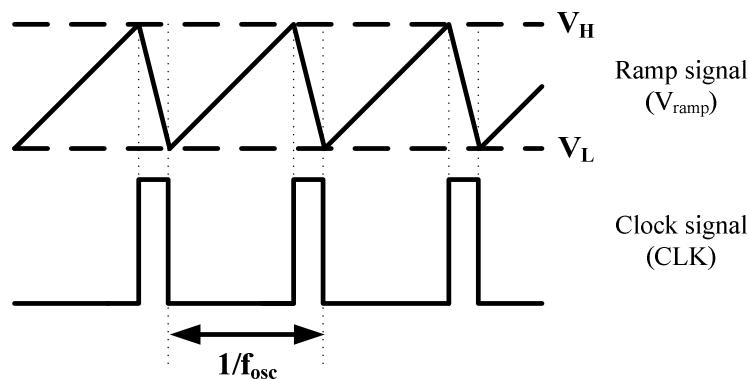


圖 3.12 振盪器輸出波形

一般的加成電路可以分為電流加成與電壓加成，如圖 3.13，電壓加成(圖 3.13(a))必須使用到 3 電阻與 1 組放大器，而使用電流加成 3.13(b))就必須先將電壓訊號轉為電流訊號，會增加 1 組電壓轉電流轉換電路，所以此兩種加成電路會增加額外的成本。

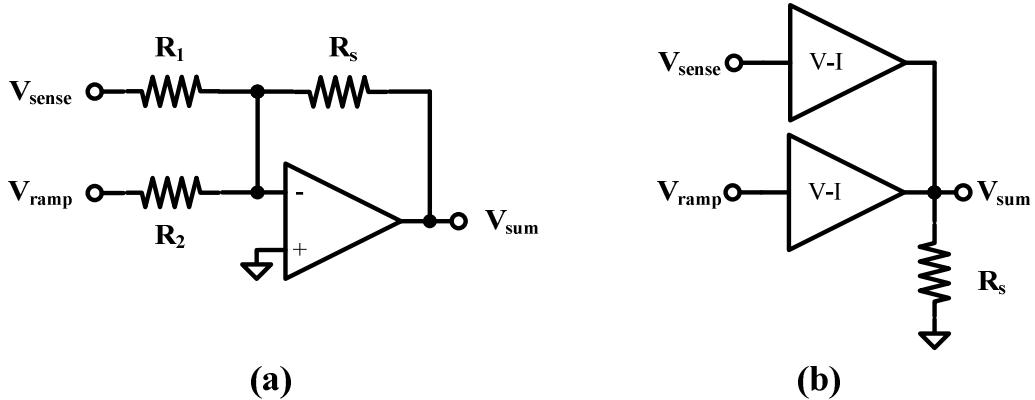


圖 3.13 傳統的加成電路

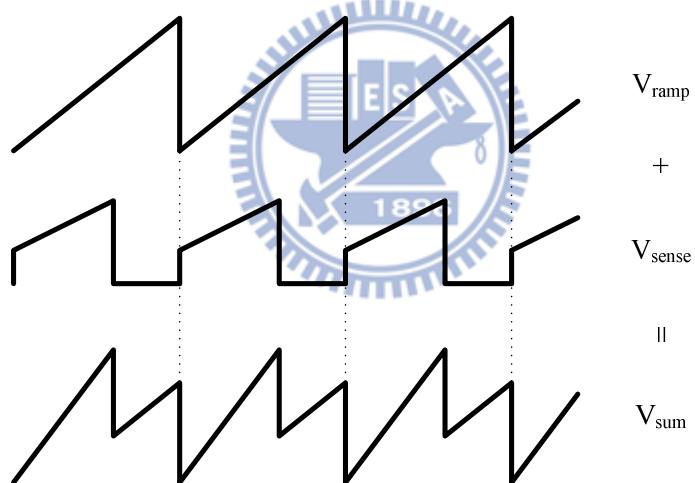


圖 3.14 加成電路輸出波形

而此加成電路僅使用 1 組電阻與 1 組電容，如圖 3.11，圖中電流  $I_{C2}$  等於振盪器的  $I_{C1}$ ，電容  $C_{S2}$  等於振盪器的  $C_{S1}$ ，此電路利用從電感電流感測電路得到的電感電流訊號，流過  $R_s$  得到  $V_{sense}$ ，電容  $C_{S2}$  的下板電壓從  $0V$  變成  $V_{sense}$ ，而電容上版電壓就由  $V_{ramp}$  變成  $V_{ramp}+V_{sense}$ ，也就是鋸齒波訊號加上電感電流訊號，得到加成訊號  $V_{sum}$ ，

$$V_{sum} = V_{ramp} + V_{sense} = V_{ramp} + I_{sense} \cdot R_s \quad (3.10)$$

圖 3.14 所表示鋸齒波訊號、電感電流訊號與加成訊號，接著將此加成訊號  $V_{sum}$  輸入到比較器中。

### 3.3.5 比較器(comparator)

比較器如圖 3.15 所表示，輸出端  $M_1$  與  $M_2$  為前級放大器(pre-amplifier)，把輸入訊號先行放大， $M_3 \sim M_6$  為正回授拴鎖器，而  $M_7 \sim M_{10}$  將拴鎖的訊號由雙端轉為單端，透過最後兩級反向器( $M_{11}$  與  $M_{12}$ 、 $M_{13}$  與  $M_{14}$ )當作拴鎖器產生完善的比較器輸出。

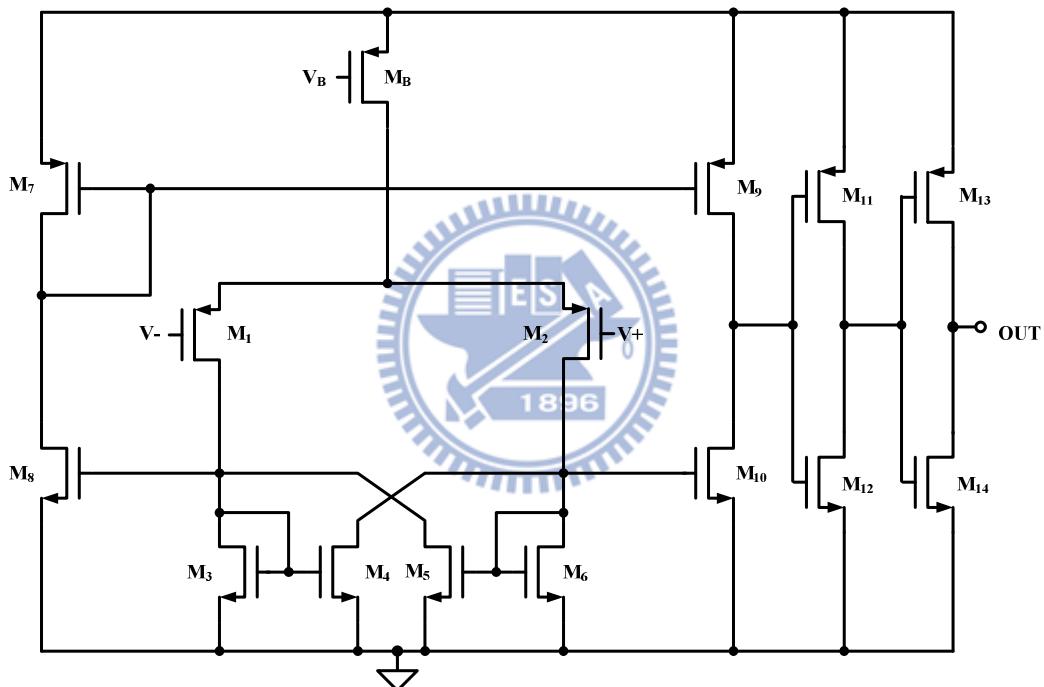


圖 3.15 比較器

### 3.3.6 脈寬調變電路(PWM)

脈寬調變電路可以使用單一 SR 條鎖器來完成，但是 SR 條鎖器(SR Latch)在輸入皆為 1 的時候是未定狀態，如圖 3.16，會造成電路狀態不明確，使的脈寬調變電路無法正確操作。於是將 SR 條鎖器加上 NAND gate 和 AND gate，如圖 3.17，讓 SR 條鎖器不會產生同時兩個輸入都為 1 的情況，避免掉 SR 條鎖器的未定狀態。

SR latch operation		
S	R	Action
0	0	Keep state
0	1	$Q=0$
1	0	$Q=1$
1	1	Restricted combination

圖 3.16 SR 捏鎖器特性

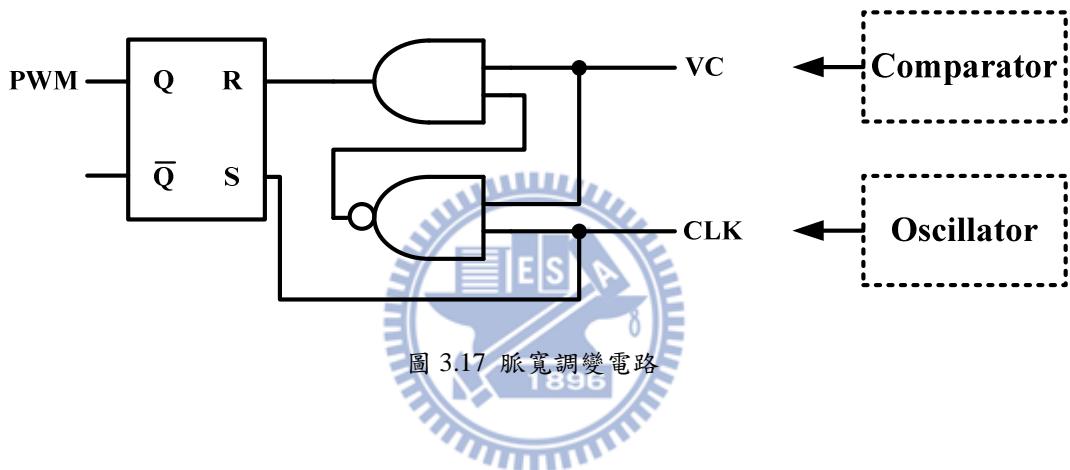


圖 3.17 脈寬調變電路

### 3.3.7 功率電晶體驅動電路(Buffer)

為了降低導通損失，故功率電晶體的大小都十分的龐大，所以無法直接利用控制電路推動功率電晶體，必須增加一個驅動電路來推動，如果沒有加此驅動電路，會讓控制訊號延遲造成控制不夠精確，最糟糕的情況可能造成功率電晶體不會開啟與關閉。此外，如果功率電晶體  $M_P$  與  $M_N$  同時開啟，會有很大的電流直接從電源流到地，造成很大的功率耗損，降低電源轉換效率，也就是開關功率電晶體之時序誤差損失。驅動電路如圖 3.18 所示，利用非重疊時序電路(non-overlap clock)來避免讓功率電晶體  $M_P$  與  $M_N$  同時開啟，進而減少電流直接從電源至地，同時也讓此驅動電路逐級放大，來提供足夠的推進力推動功率電晶體。圖 3.19 表示功率電晶體驅動電路的波形，波形中  $V_P$  與  $V_N$  的開啟與關閉是有順序性的，此順序可以避免兩個電晶體同時開啟。

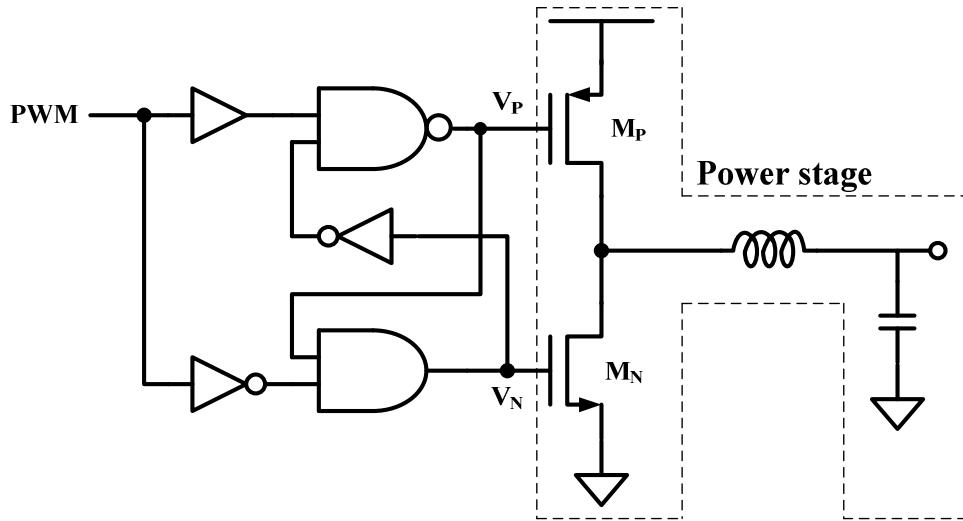


圖 3.18 功率電晶體驅動電路

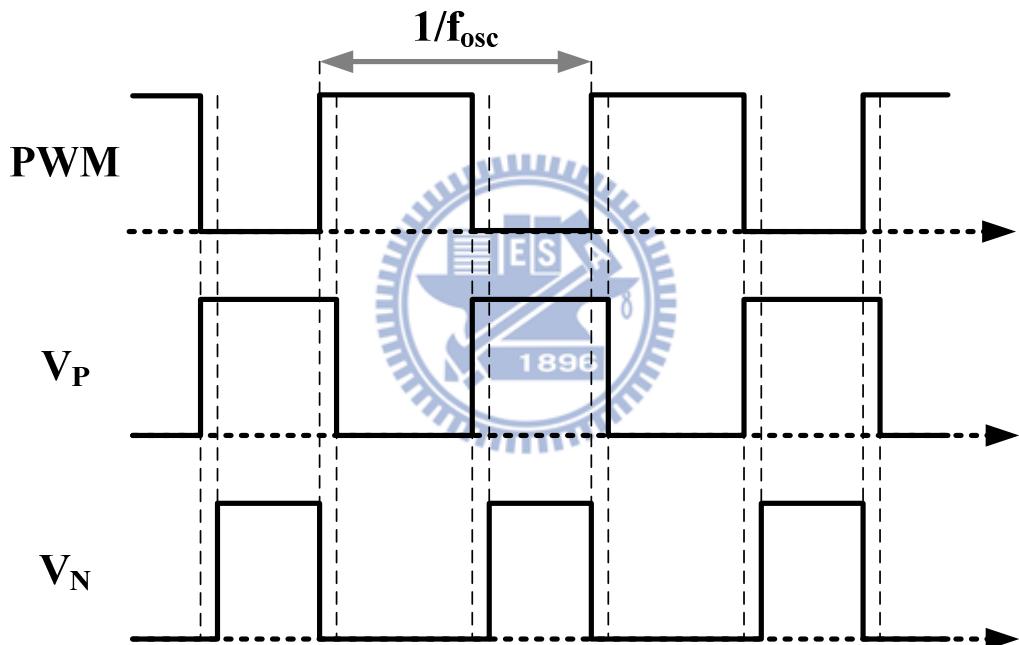


圖 3.19 功率電晶體驅動電路之波形

### 3.3.8 啟動電路(soft-start)

啟動電路的功能在於電路剛啟動，也就是  $V_{IN}$  從 0 到目標電壓的時間，因為切換式電源轉換器的特性，我們必須讓他的工作週期 D 由 0 逐漸變成目標週期，如果沒有啟動電路，可能會使的電感電流過大而損壞。此啟動電路(圖 3.20)是使用一外部大電容讓參考電壓  $V_{ref}$  慢慢變大(圖 3.21)，來產生逐漸變大的工作週期。

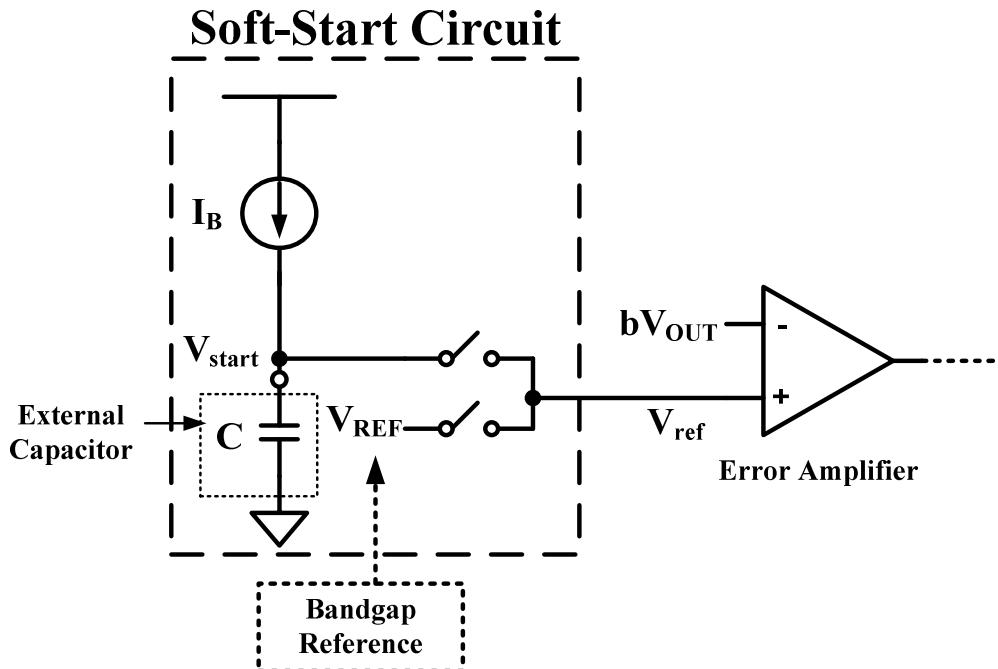


圖 3.20 啟動電路

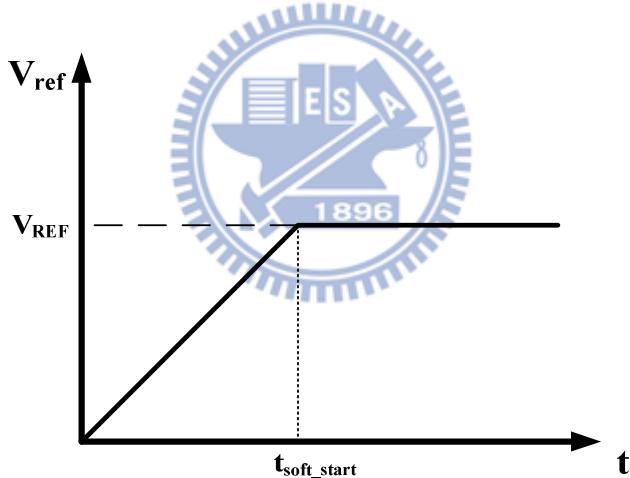


圖 3.21 啟動時間示意圖

### 3.4 小結

在本章節中，一個使用改良式誤差放大器的降壓型切換式電源轉換器被介紹。而此改良是用來改善輕、重載變化時，輸出電壓的準位，並使其擁有快速暫態響應與良好的負載穩壓。此章節亦詳細介紹了各個細部電路的詳細電路與操作，在下章節中，將有此電源轉換的模擬與量測相關數據。

# 第四章

## 降壓型切換式電源轉換電路模擬與量測結果

### 4.1 簡介

本章節將列出上個章節所設計的電源轉換電路之模擬、佈局與量測結果。

### 4.2 模擬結果

#### 4.2.1 線性穩壓(line regulation)

參照章節 2.5.2 的公式定義，當輸入電壓改變時，輸出電壓變化率，

$$\text{Line regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} (\text{mV/V}) \quad (4.1)$$

$\Delta V_{IN}$  為輸入電壓的變化量， $\Delta V_{OUT}$  為輸出電壓變化量，單位為 mV/V。

輸入電壓範圍  $\Delta V_{IN}$  為 3.3V 到 4V，輸出電壓變化量  $\Delta V_{OUT}=0.8442\text{mV}$ ，由式子(4.1)可以得到，

$$\text{Line regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} = \frac{0.8442}{4-3.3} = 1.206(\text{mV/V}) \quad (4.2)$$

#### 4.2.2 負載穩壓(load regulation)

參照章節 2.5.3 的公式定義，當輸出負載電流改變時，輸出電壓變化率，

$$\text{Load regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} (\text{mV/mA}) \quad (2.)$$

$\Delta I_{OUT}$  為輸電流的變化量， $\Delta V_{OUT}$  為輸出電壓變化量，單位為 mV/mA。

輸入電壓範圍  $\Delta I_{OUT}$  為 60mA 到 600mA，輸出電壓變化量  $\Delta V_{OUT}=9.5mV$ ，

由式子(4.1)可以得到，

$$\text{Load regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = \frac{9.5}{600 - 60} = 0.0176(mV / mA) \quad (4.2)$$

#### 4.2.3 線性暫態響應(line transient response)

參照章節 2.5.4 的定義，當輸入電壓由 3.3V 變為 4V，輸出電壓的變化情況。

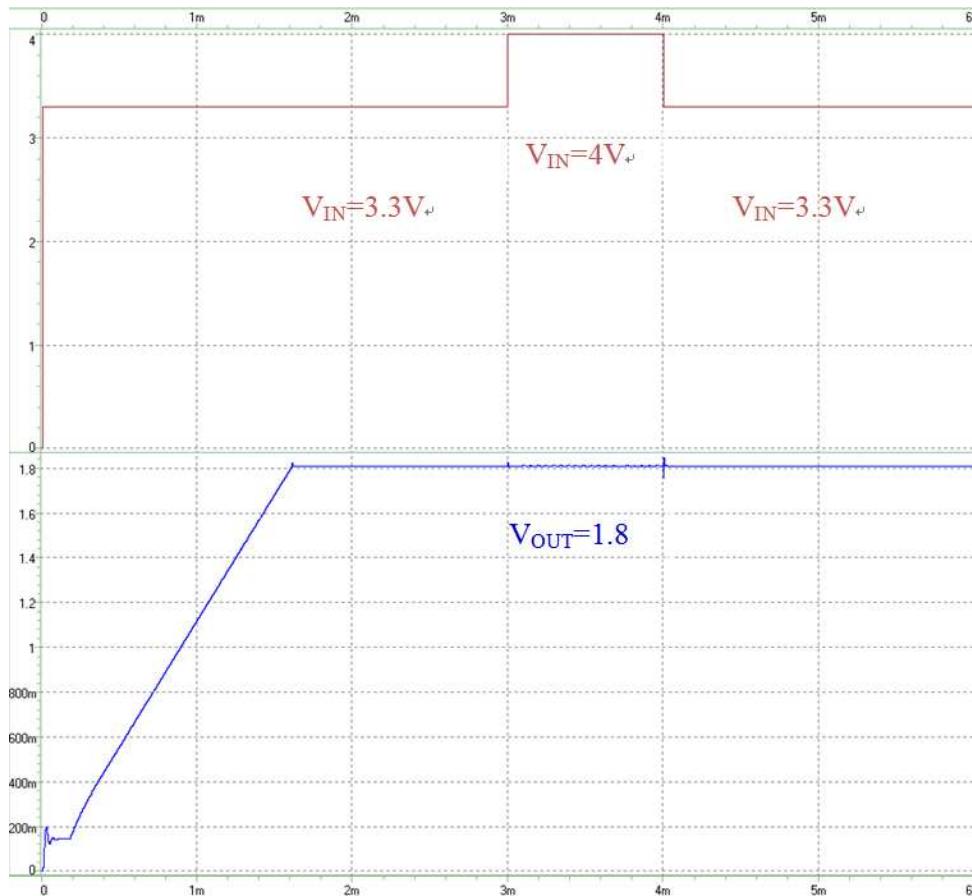


圖 4.1 線性暫態響應( $V_{IN}=3.3\sim 4V$ ， $V_{OUT}=1.8V$ )

由圖 4.1 表示，輸出電壓  $V_{OUT}$  穩定在 1.8V，並且在 3ms 時改變  $V_{IN}$  由 3.3V 到 4V，在 4ms 時  $V_{IN}$  由 4V 到 3.3V，其電壓降(voltage drop)為 35mV，回復時間(recover time)為 100μs。圖 4.2 表示，輸出電壓  $V_{OUT}$  穩定在 1.3V，並且在 3ms 時改變  $V_{IN}$  由 3.6V 到 4.6V，在 4ms 時  $V_{IN}$  由 4.6V 到 3.6V。

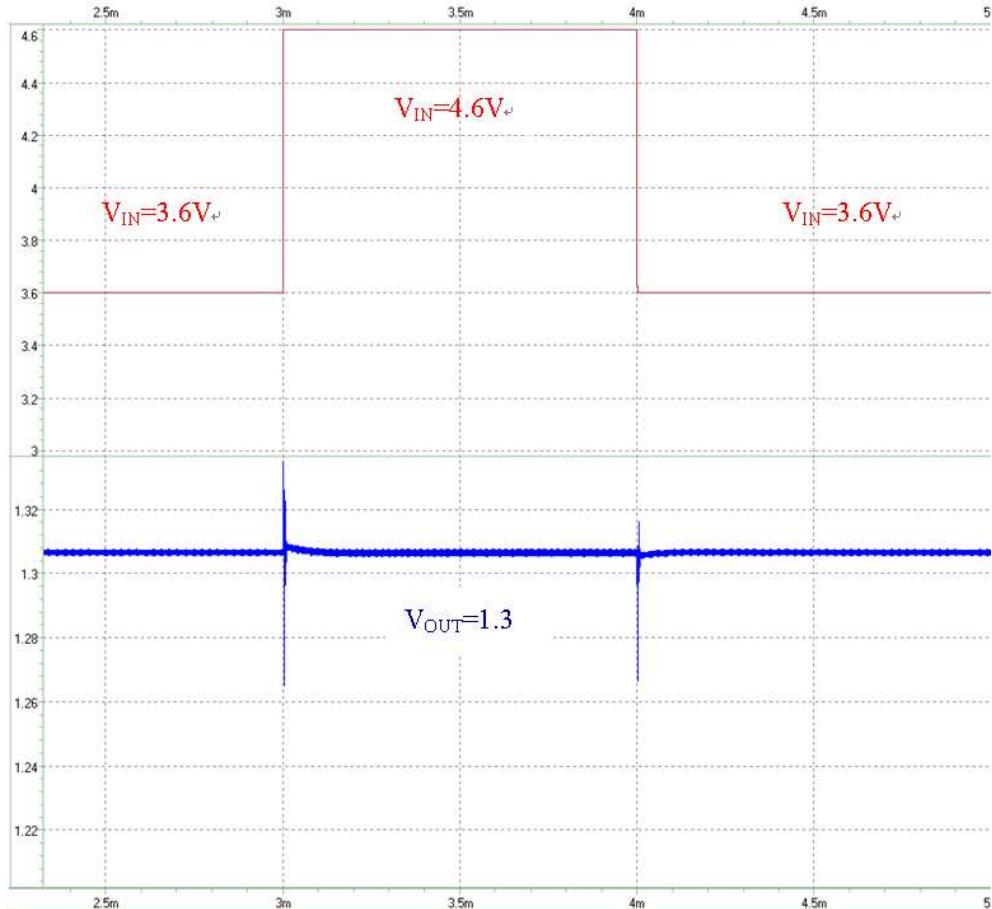


圖 4.2 線性暫態響應( $V_{IN}=3.6\sim 4.6V$ ， $V_{OUT}=1.3V$ )

#### 4.2.4 負載暫態響應(load transient response)

模擬負載暫態響應時，將電路的輸出負載電阻  $R_L$  並聯一個串有開關的電阻  $R_{L1}$ ，此開關電晶體透過輸入方波來決定是否要改變負載之大小，如圖 4.3。

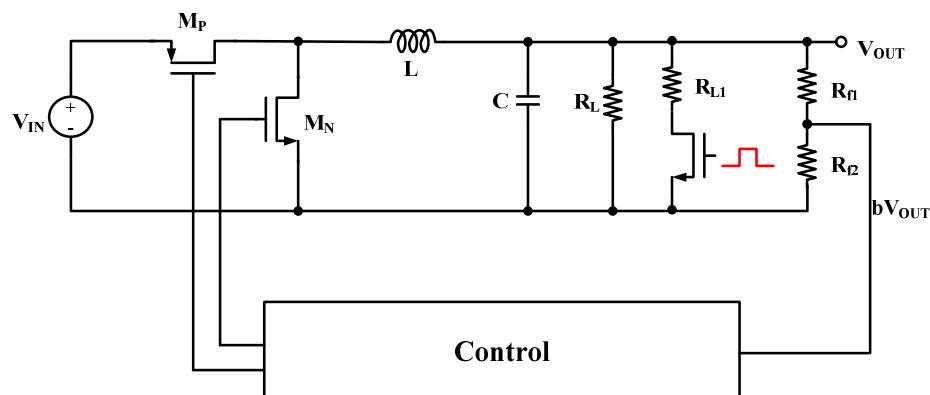


圖 4.3 模擬負載暫態響應

參照章節 2.5.5 的定義，當輸出負載電流由  $60\text{mA}$  變為  $600\text{mA}$ ，輸出電壓的變化情況。圖 4.4 表示  $V_{IN}=3.6\text{V}$ ，輸出電壓  $V_{OUT}$  穩定在  $1.8\text{V}$ ，並且在  $3\text{ms}$  時改變負載電流  $I_L$  由  $60\text{mA}$  到  $600\text{mA}$ ，在  $4\text{ms}$  時負載電流由  $600\text{mA}$  到  $60\text{mA}$ 。

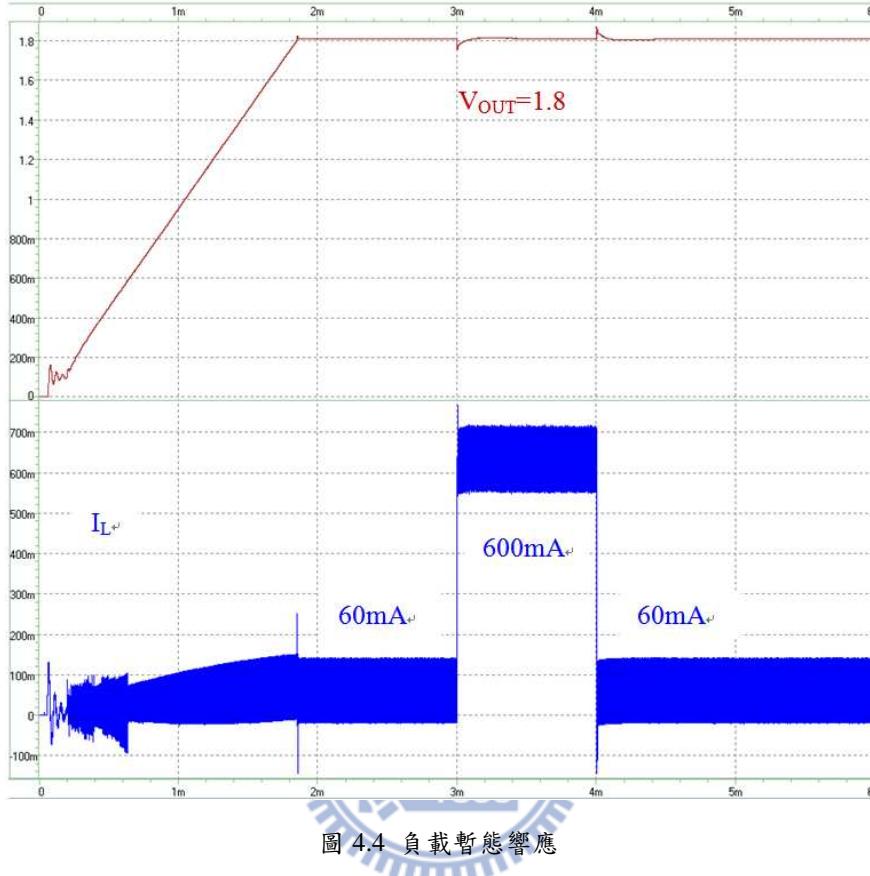


圖 4.4 負載暫態響應

圖 4.5 表示負載電流由  $60\text{mA}$  變到  $600\text{mA}$ ，瞬間僅會有  $45\text{mV}$  的電壓下降，回復時間為  $160\mu\text{s}$ 。圖 4.6 表示負載電流由  $600\text{mA}$  變到  $60\text{mA}$ ，瞬間僅會有  $70\text{mV}$  的電壓上升，回復時間為  $160\mu\text{s}$ 。

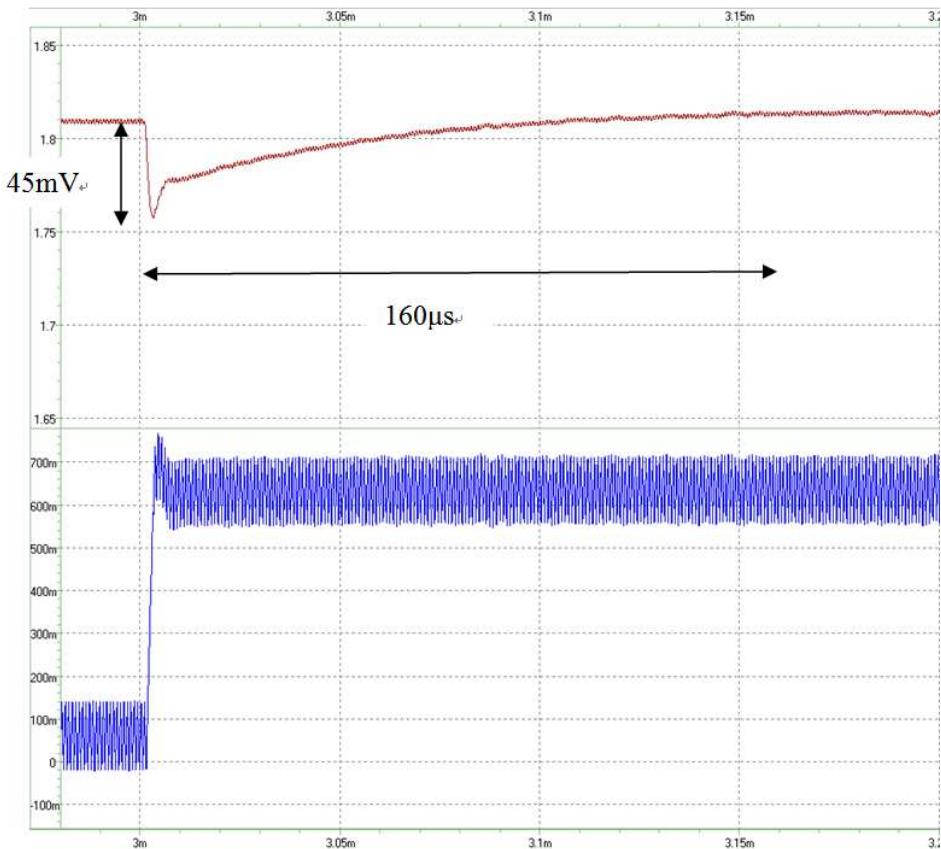


圖 4.5 負載暫態響應於負載電流上升

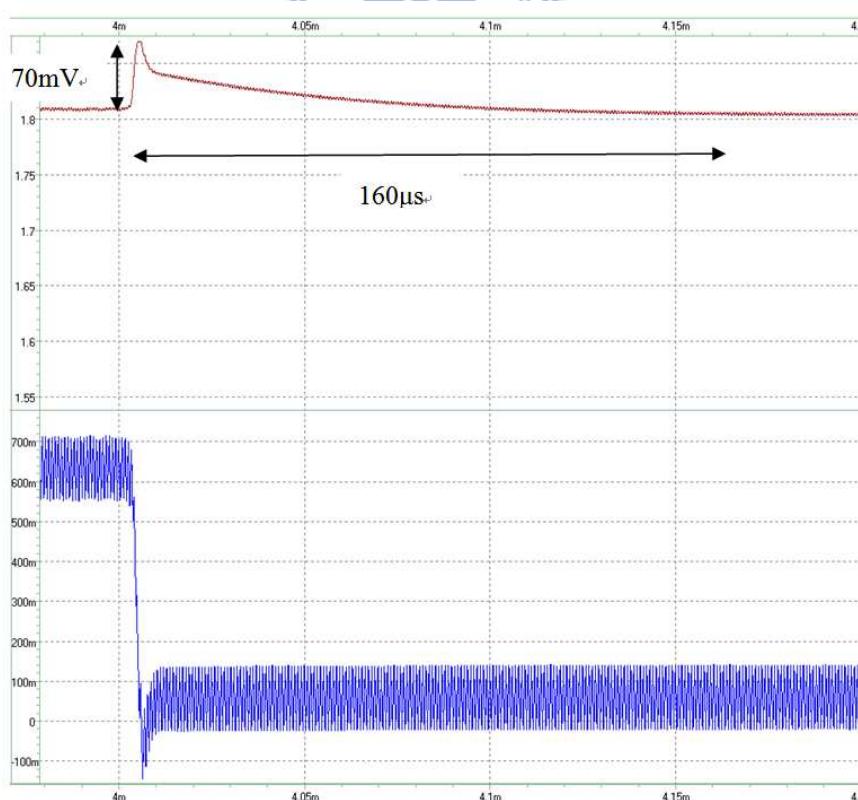


圖 4.6 負載暫態響應於負載電流下降

當輸出負載電流由  $60\text{mA}$  變為  $600\text{mA}$ ，輸出電壓的變化情況。圖 4.4 表示  $V_{IN}=3.6\text{V}$ ，輸出電壓  $V_{OUT}$  穩定在  $1.8\text{V}$ ，並且在  $3\text{ms}$  時改變負載電流  $I_L$  由  $60\text{mA}$  到  $600\text{mA}$ ，在  $4\text{ms}$  時負載電流由  $600\text{mA}$  到  $60\text{mA}$ 。

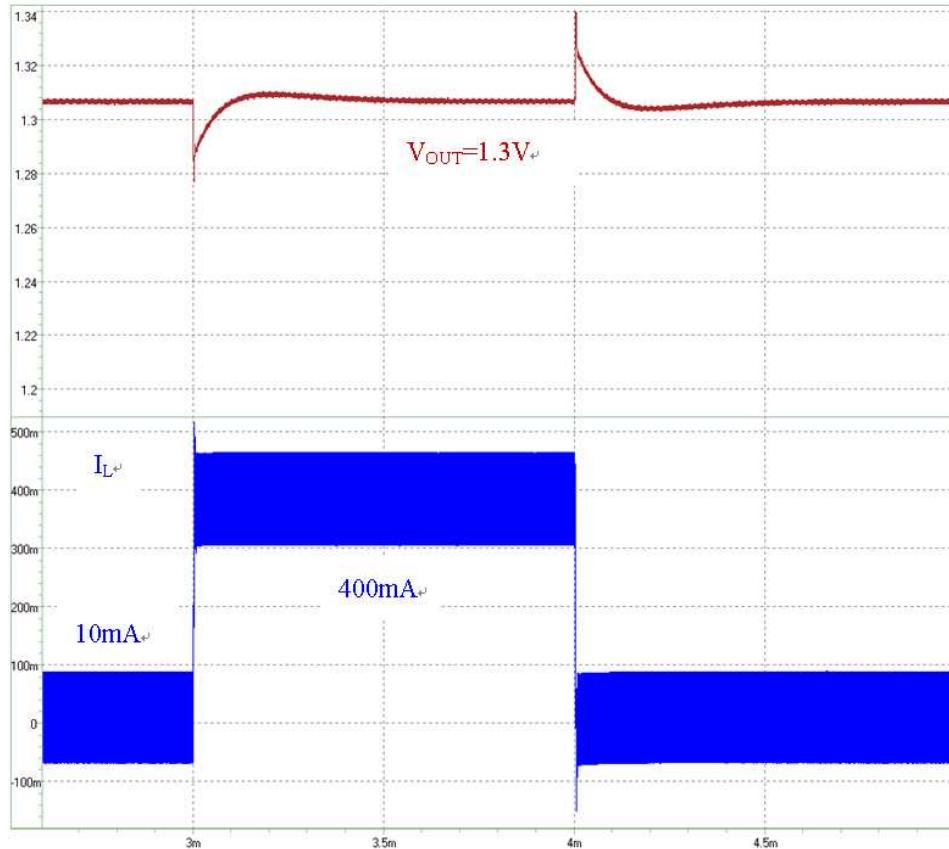


圖 4.7 負載暫態響( $V_{OUT}=1.3\text{V}$ )

圖 4.8 表示了傳統的降壓型切換式電源轉換電路和此設計之降壓型切換式電源轉換電路的比較圖，在  $3\text{ms}$  時改變負載電流由  $60\text{mA}$  到  $600\text{mA}$ ，在  $4\text{ms}$  時負載電流由  $600\text{mA}$  到  $60\text{mA}$ ，由圖上可以清楚看出，傳統的電路突波(overshoot)達  $400\text{mV}$ ，回復時間約  $1\text{ms}$ ，而此設計電路突波只有  $70\text{mV}$ ，回復時間  $160\mu\text{s}$ ，有明顯的暫態響應改善。

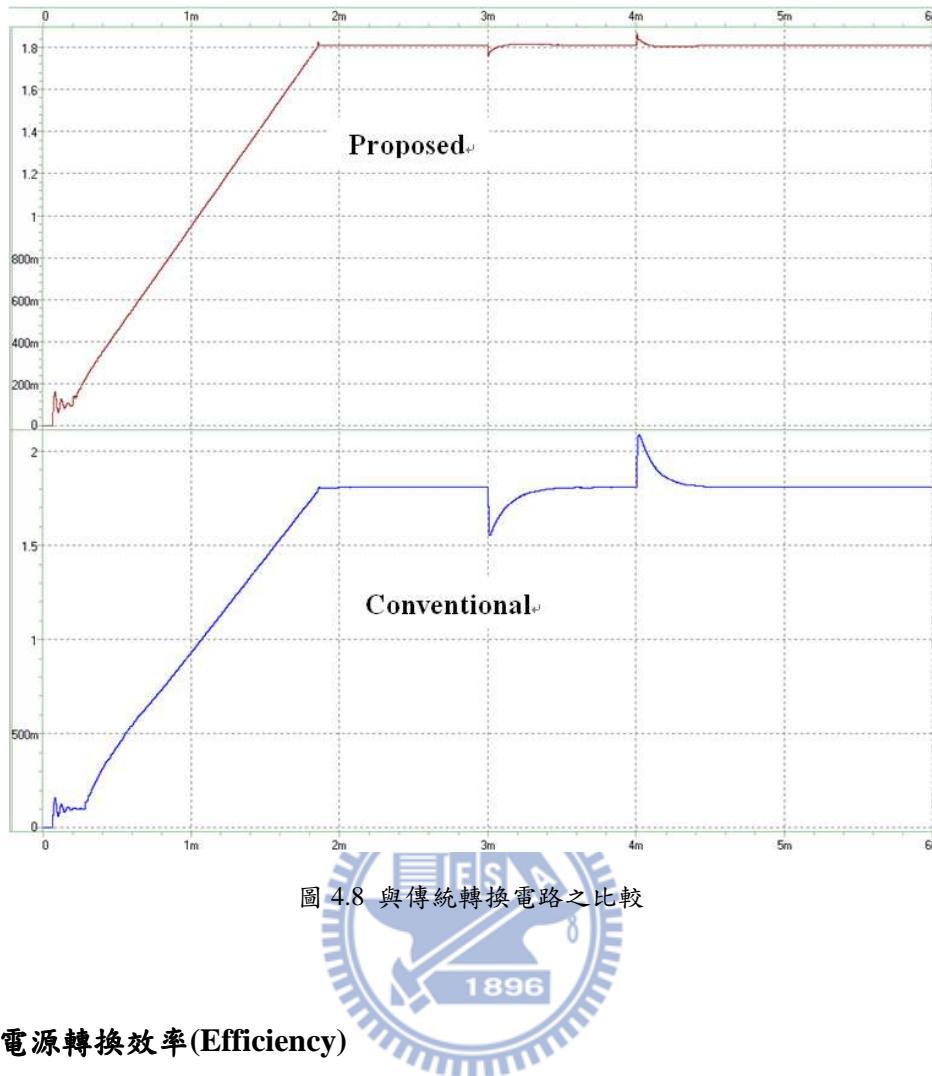


圖 4.8 與傳統轉換電路之比較

#### 4.2.5 電源轉換效率(Efficiency)

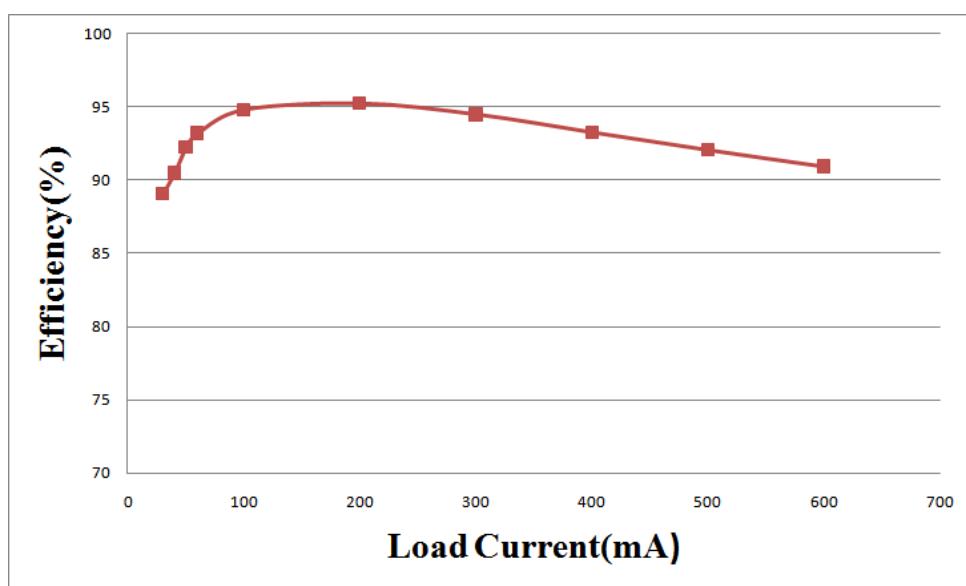


圖 4.9 電源轉換效率

#### 4.2.6 預計規格表

Technology	TSMC 2P4M 0.35μm CMOS process
Supply Voltage	3.3~4.6v (3.6V, nominal)
Inductor L (off-chip)	4.7μH
Capacitor C (off-chip)	10μF
Output Voltage	1.8V
Max. Output Current	600mA
Line Regulation	1.206mV/V
Load Regulation	0.0176mV/mA
Load Transient	$\Delta V_{OUT}=70mV @ \Delta I_L=540mA$
Max. Efficiency	95.38%
Chip area	2.797mm <sup>2</sup> (1.463mm × 1.912mm)

圖 4.10 預計規格表

#### 4.3 晶片布局與微顯圖

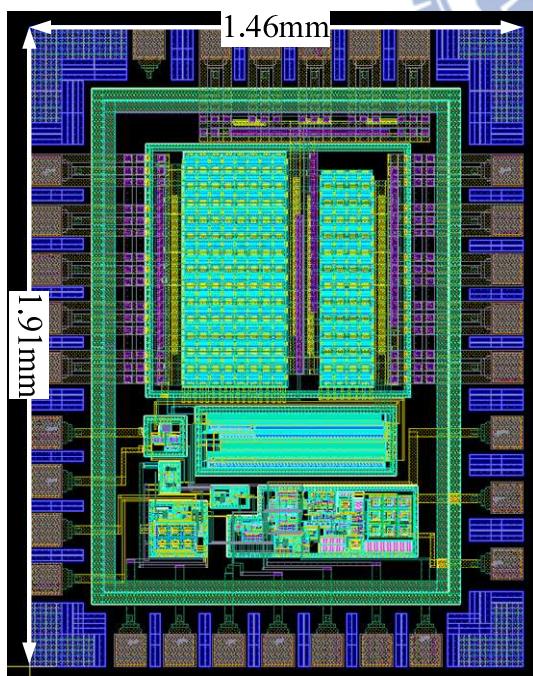


圖 4.11 晶片佈局圖

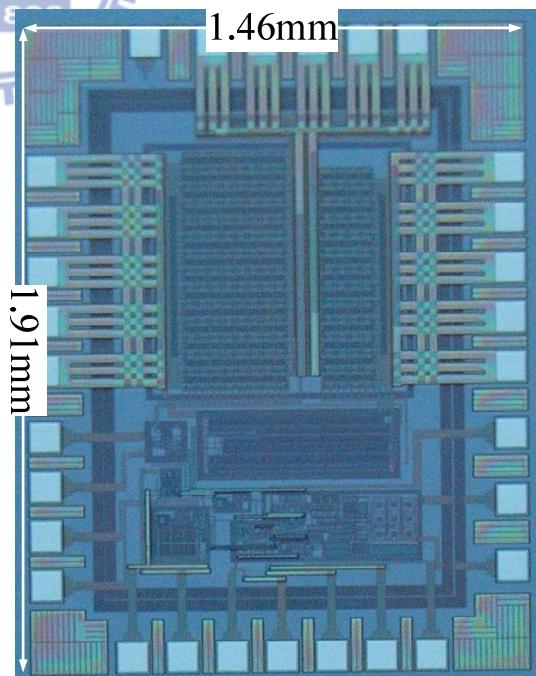


圖 4.12 晶片微顯圖

圖 4.11 與圖 4.12 為晶片佈局圖與晶片微顯圖，晶片製作使用 TSMC 2P4M 0.35μm CMOS 製程，而其晶片面積為 1.46mm × 1.91mm。

## 4.4 量測結果

### 4.4.1 線性穩壓(line regulation)

輸入電壓範圍  $\Delta V_{IN}$  為 3.6V 到 4.2V，輸出電壓變化量  $\Delta V_{OUT}=0.8mV$ ，由式子(4.1)可以得到，

$$\text{Line regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}} = \frac{0.8}{4.2 - 3.6} = 1.333(mV/V) \quad (4.2)$$

### 4.4.2 負載穩壓(load regulation)

輸入電壓範圍  $\Delta I_{OUT}$  為 10mA 到 400mA，輸出電壓變化量  $\Delta V_{OUT}=42mV$ ，由式子(4.1)可以得到，

$$\text{Load regulation} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = \frac{42}{400 - 10} = 0.1076(mV/mA) \quad (4.2)$$

### 4.4.3 線性暫態響應(line transient response)

當輸入電壓由 3.6V 變為 4.6V，輸出電壓的變化情況，由圖 4.13 表示，輸出電壓  $V_{OUT}$  穩定在 1.3V。當輸入電壓  $V_{IN}$  由 3.6V 變為 4.6V，如圖 4.14 表示，而圖 4.15 顯示了輸入電壓由 4.6V 回到 3.6V，當暫態變化時，瞬間電壓變化不超過 5mV。

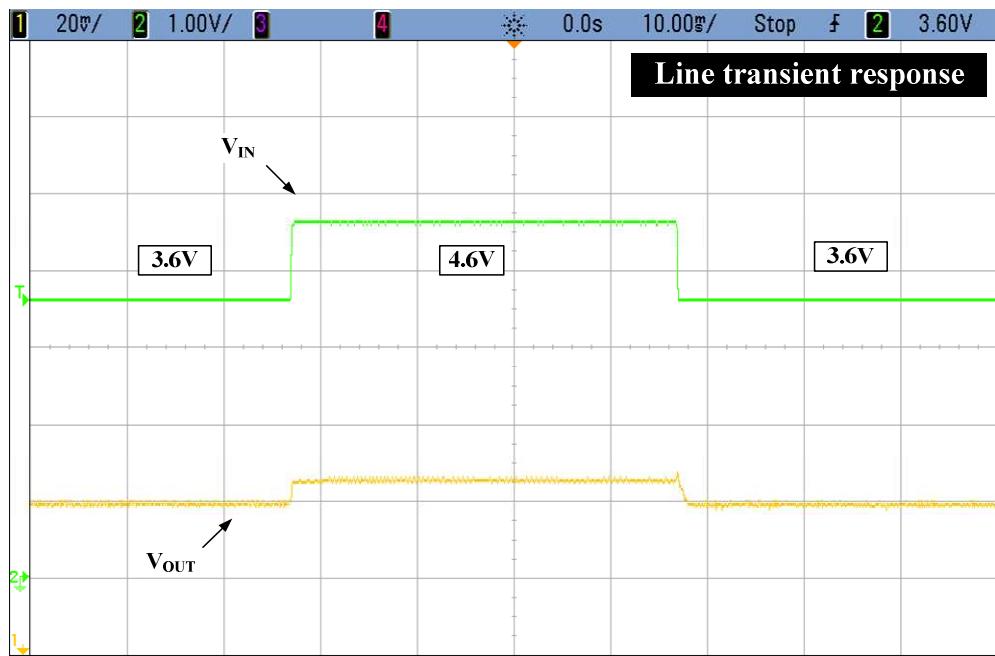


圖 4.13 量測線性暫態響應

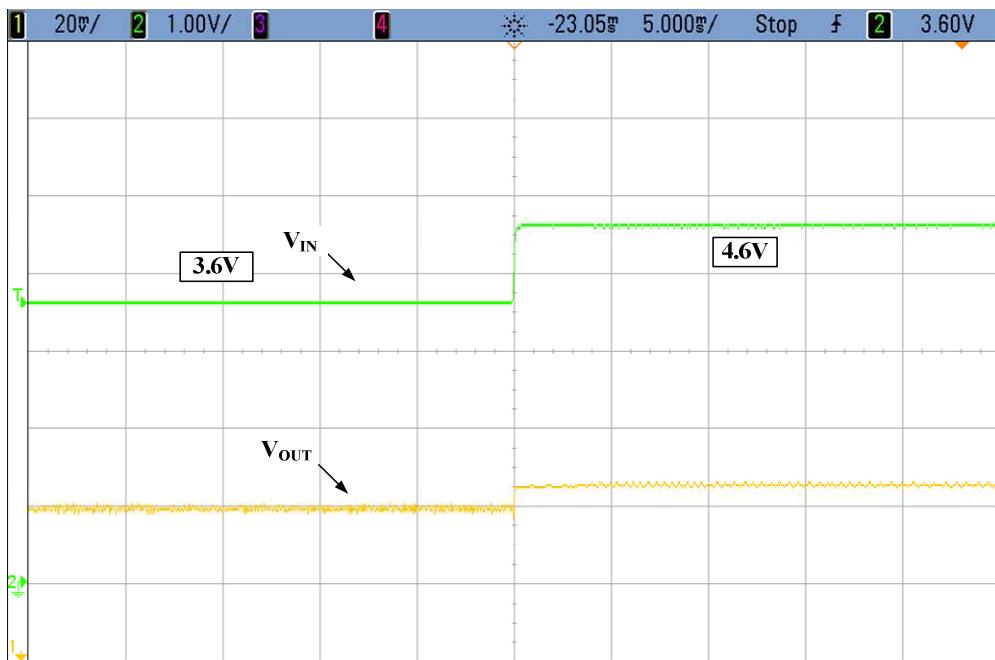


圖 4.14 量測線性暫態響應之輸入電壓上升

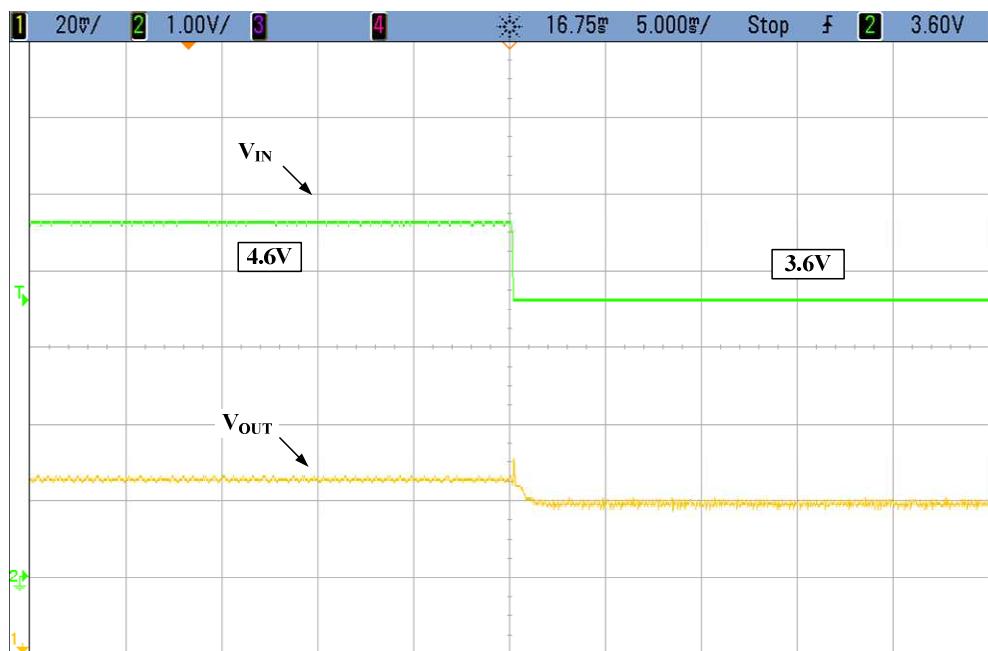


圖 4.15 量測線性暫態響應之輸入電壓下降

#### 4.4.4 負載暫態響應(load transient response)

當輸出負載電流由  $10\text{mA}$  變為  $400\text{mA}$ ，輸出電壓的變化情況。圖 4.16 表示負載電流  $I_L$  在  $10\text{mA}$  與  $400\text{mA}$  之間變化，其輸出電壓的變化。

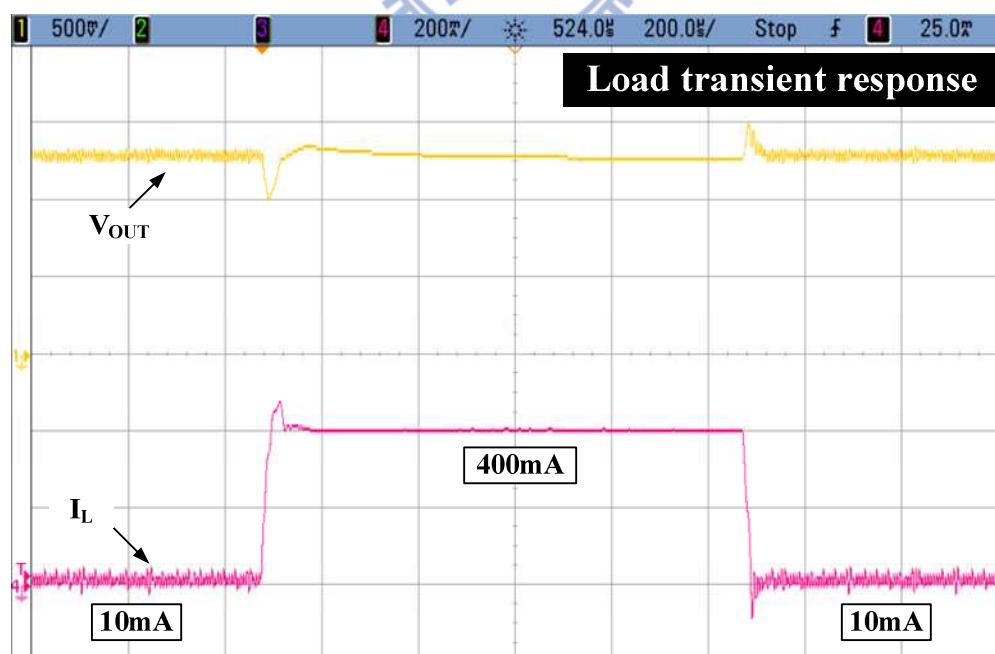


圖 4.16 量測負載暫態響應

圖 4.17 表示負載電流由 10mA 變到 400mA，瞬間僅會有 250mV 的電壓下降，回復時間為 300μs。圖 4.18 表示負載電流由 400mA 變到 10mA，瞬間會有 200mV 的電壓上升，回復時間為 80μs。

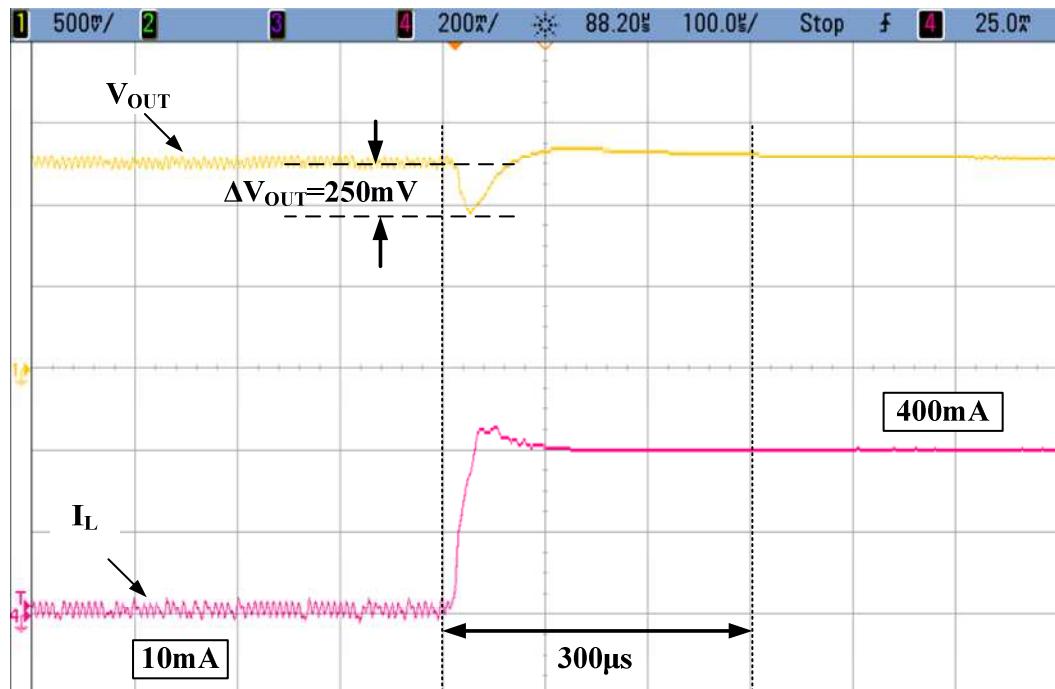


圖 4.17 量測負載暫態響應於負載電流上升

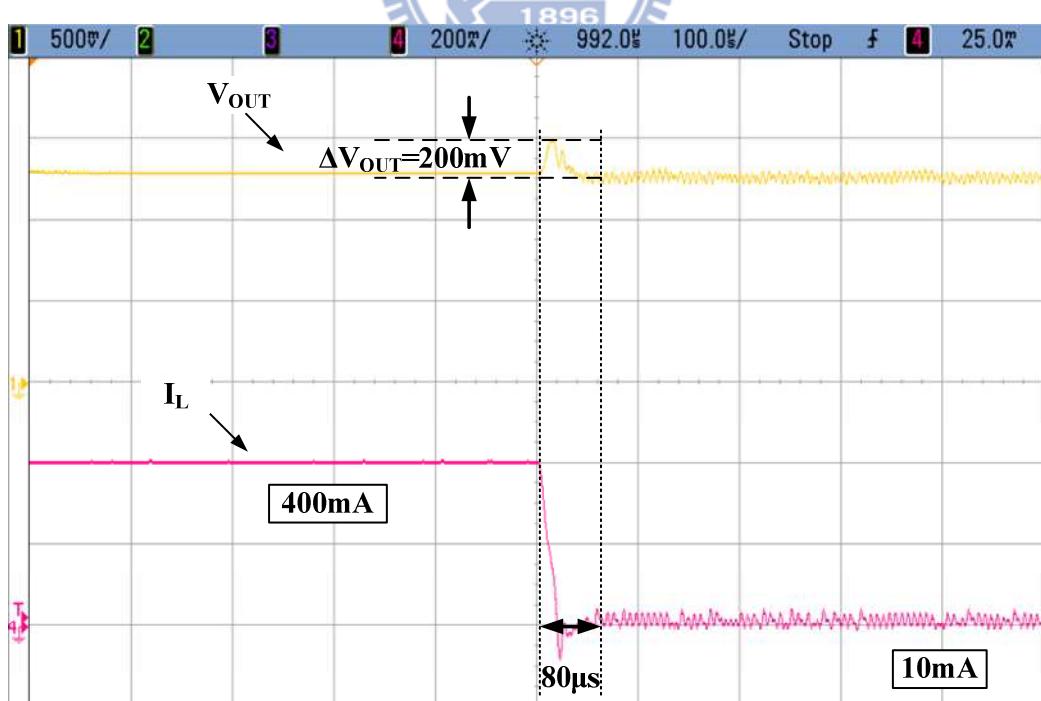


圖 4.18 量測負載暫態響應於負載電流下降

#### 4.4.5 電源轉換效率(Efficiency)

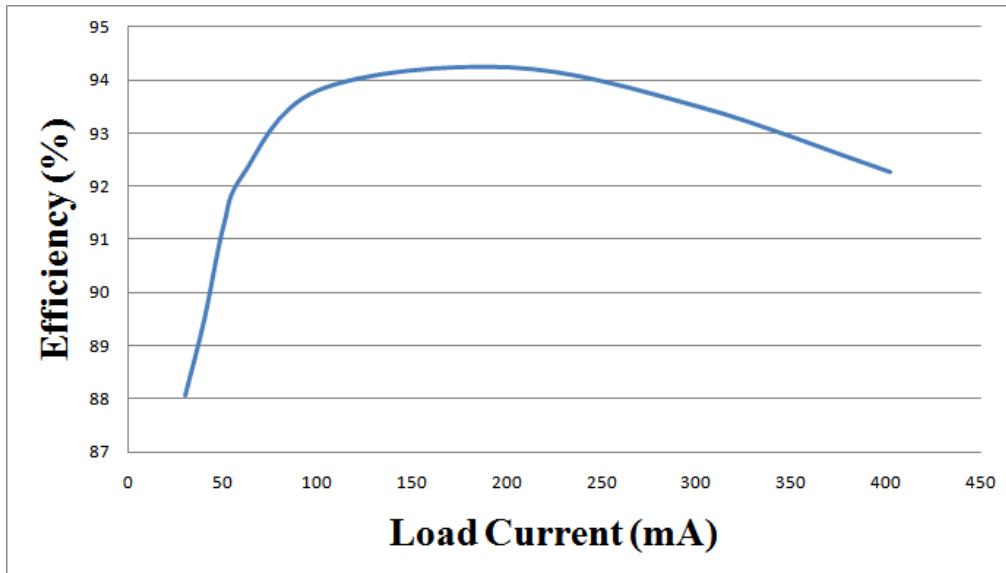


圖 4.19 電源轉換效率

#### 4.4.6 規格表

Technology	TSMC 2P4M 0.35μm CMOS process
Supply Voltage	3.6~4.6v (3.9V, nominal)
Inductor L (off-chip)	4.7μH
Capacitor C (off-chip)	10μF
Output Voltage	1.3V
Max. Output Current	400mA
Line Regulation	1.333mV/V
Load Regulation	0.1076mV/mA
Load Transient	$\Delta V_{OUT}=250mV @ \Delta I_L=390mA$
Max. Efficiency	94.3%
Chip area	2.797mm <sup>2</sup> (1.463mm ×1.912mm)

圖 4.20 規格表

#### 4.4.7 比較規格表

Specification	2004 JSSC [6]	2009 MWCAS [9]	This work
Technology	AMS 0.6 $\mu$ m	TSMC 90nm	TSMC 0.35 $\mu$ m
Supply Voltage	3.0V~5.2V	3.3V	3.6V~4.6V
Max. Output Current	450mA	600mA	400mA
Output Voltage	<VDD-0.2V	1.6V	1.3V
Switching Frequency	1MHz	1.5MHz	1MHz
Inductor L	4.7 $\mu$ H	4.7 $\mu$ H	4.7 $\mu$ H
Capacitor C	10 $\mu$ F	10 $\mu$ F	10 $\mu$ F
Load Regulation	N/A	0.2mV/mA	0.1076mV/mA
Line Regulation	N/A	1.667mV/V	1.333mV/V
Max. Efficiency	89.5%	94.5%	94.3%
Chip area	2.87mm <sup>2</sup>	1.5mm X 1.6mm (Controller) 0.4mm X 0.6um (PowerMOSFETs)	2.80mm <sup>2</sup>

圖 4.21 比較規格表

# 第五章

## 單電感多輸出電源轉換電路

### 5.1 簡介

隨著晶片系統(system on chip, SoC)的發展，單一晶片中集合了各式各樣的電路來提供各式應用，而各種電路所需要的供應電壓與電流均不相同，故電源轉換電路必須提供多組輸出來滿足需求，如圖 5.1 所表示。多輸出電源轉換電路最大的功能在於，提供多組不同的穩定電壓與其需要的負載電流，用來供給各式各樣的核心電路一個良好且穩定的電壓。多輸出電源轉換電路可以利用多組離散的電源轉換器組成，或是在單一電路中就提供多組輸出，本章節將介紹多輸出電源轉換電路。

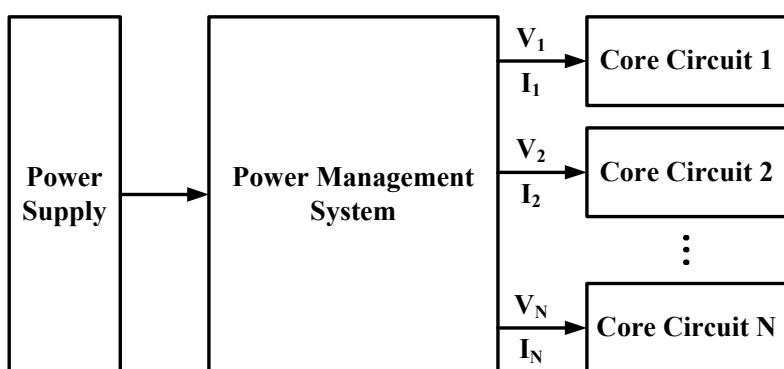


圖 5.1 多輸出電源轉換器

## 5.2 多輸出電源轉換電路

為了因應不同的核心電路所需要的電壓不同，多輸出電源轉換電路必須要能夠產生多輸出電壓的轉換器來達到這個需求。目前發展的多輸出電源轉換電路可以簡單的區分成幾個種類，下面將詳細介紹。

### 5.2.1 N 電感 N 輸出電源轉換電路

如圖 5.2 所示，此架構使用了 N 組獨立的切換式電源轉換器所組成，故必須要使用 N 個電感來完成 N 個輸出電壓。此架構的優點為不需要重新設計，可以把原本設計的升壓型或降壓型切換式電源轉換電路整合即可，可以簡短上市時間 (time to market)，但是此架構必須使用多個電感，造成成本增加及印刷電路板 (printed circuit board, PCB) 的複雜度。

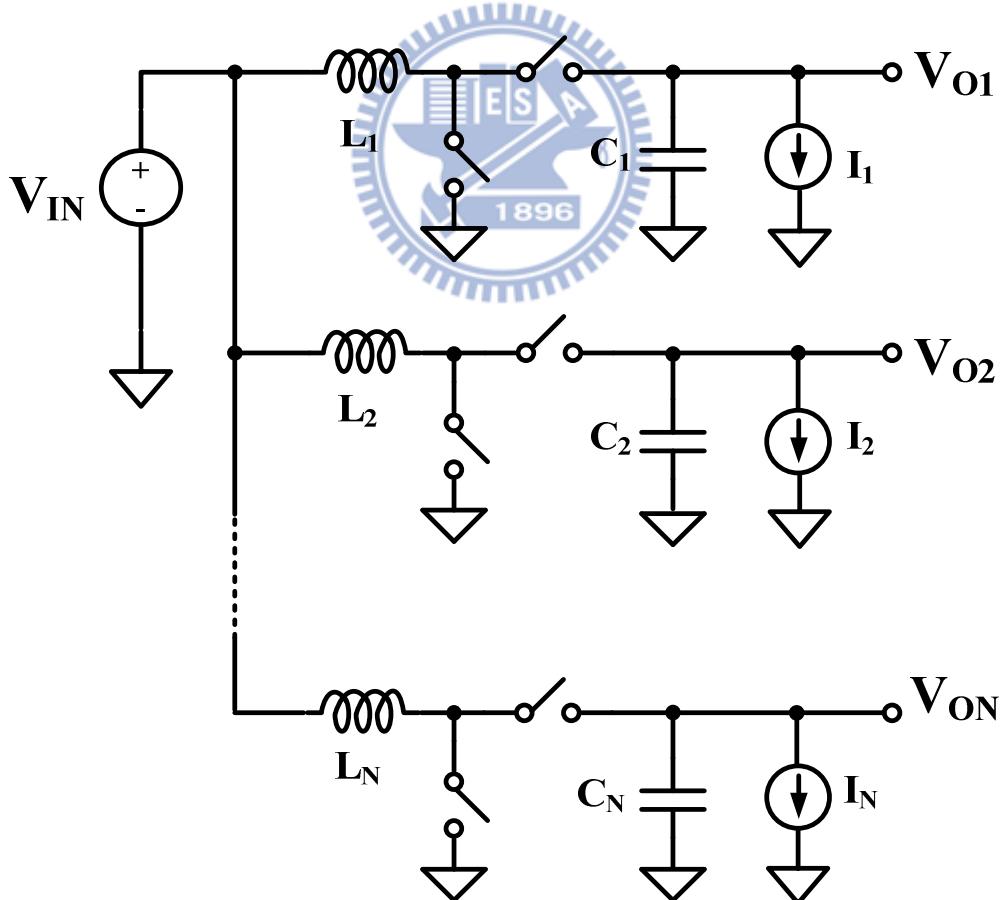


圖 5.2 N 電感 N 輸出電源轉換器

### 5.2.2 單一升壓電路與 N-1 線性穩壓電路

如圖 5.3 所示，此架構使用 1 個升壓電路(升壓型切換式電源轉換電路)及 N-1 個低壓降線性穩壓電路(low drop-out linear regulator, LDO)來完成 N 個輸出電壓，此架構的優點繼承了低壓降線性穩壓電路的優點，擁有簡單與低輸出電壓漣波(output voltage ripple)的優點，但也繼承了低壓降線性穩壓電路的缺點，也就是電源轉換效率較差。

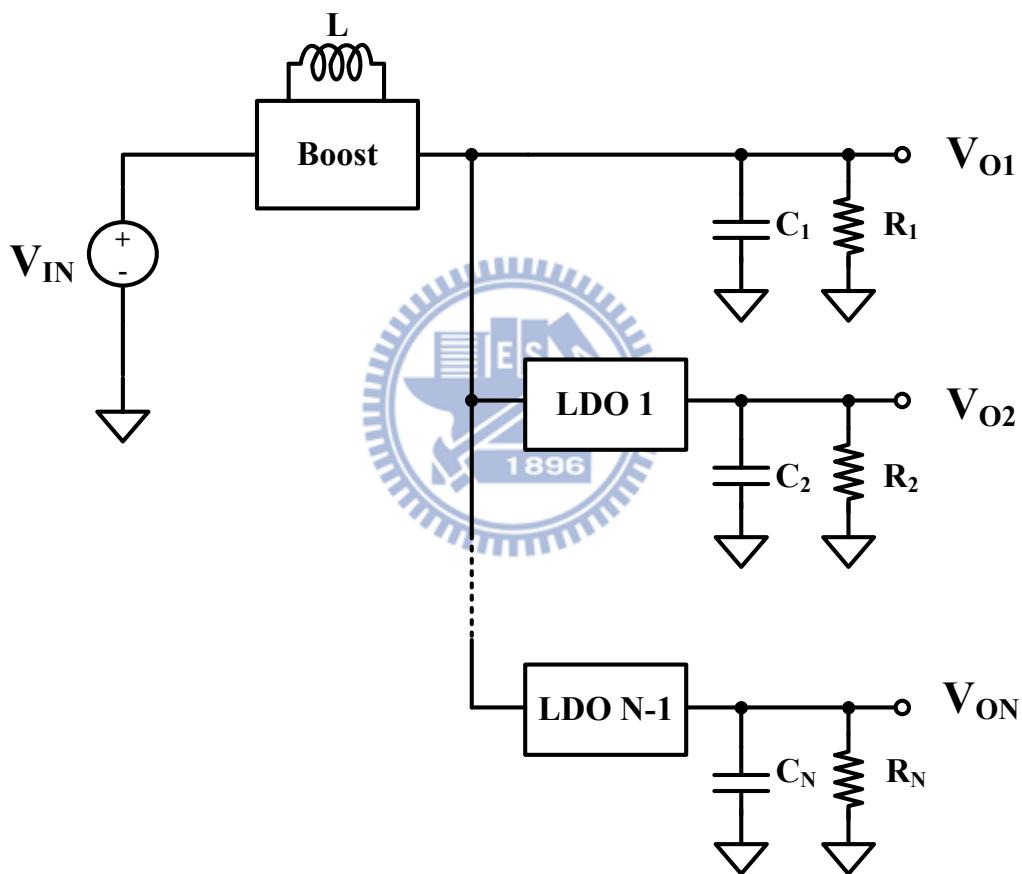


圖 5.3 單一升壓電路與 N-1 線性穩壓電路

### 5.3 單電感多輸出電源轉換電路

單電感多輸出電源轉換電路(single inductor multiple output converter, SIMO converter)，如圖 5.4 所示，只需要 1 個電感來完成 N 個輸出電壓，所以此架構較上述兩個架構成本較少且效率較高。單電感多輸出電源轉換電路很常被應用於液

晶顯示器(liquid crystal display, LCD)/有機發光二極體(organic light-emitting diode, OLED)的偏壓電路中，或是電源管理積體電路中[15]-[20]。

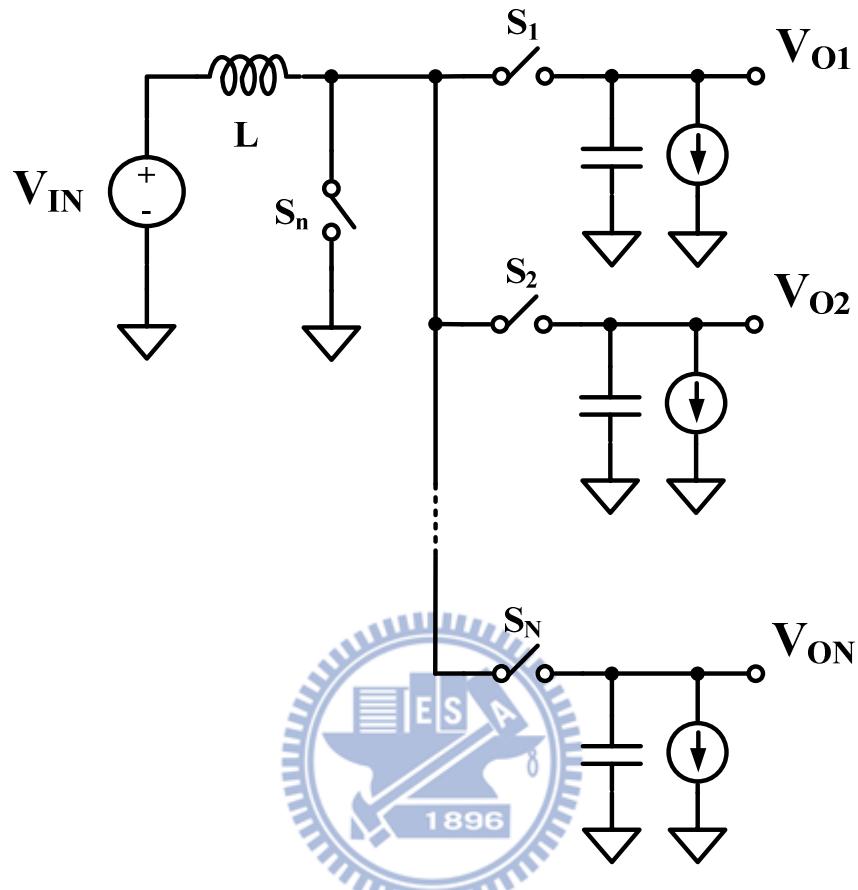


圖 5.4 單電感多輸出電源轉換電路

### 5.3.1 操作模式

依據單電感多輸出電源轉換電路的操作模式不同，可以區分為兩種：單週期單充多放電模式(Single Energizing Cycle per Swing Period)與單週期多重充放電模式(Multiple Energizing Cycles per Swing Period)[21]。

單週期單充多放電模式(Single Energizing Cycle per Swing Period)，在週期  $T_{SW}$  內只對電感做一次充電，在將電能量放到  $N$  個輸出，產生  $N$  的輸出。此操作模式可以工作在連續導通模式(CCM)與不連續導通模式(DCM)，如圖 5.5 所示。此模式的優點是輸出電壓漣波(output voltage ripple)較小，但是個別輸出很容易影響到其他的輸出，故交越穩壓(cross-regulation effect)較差為其缺點。

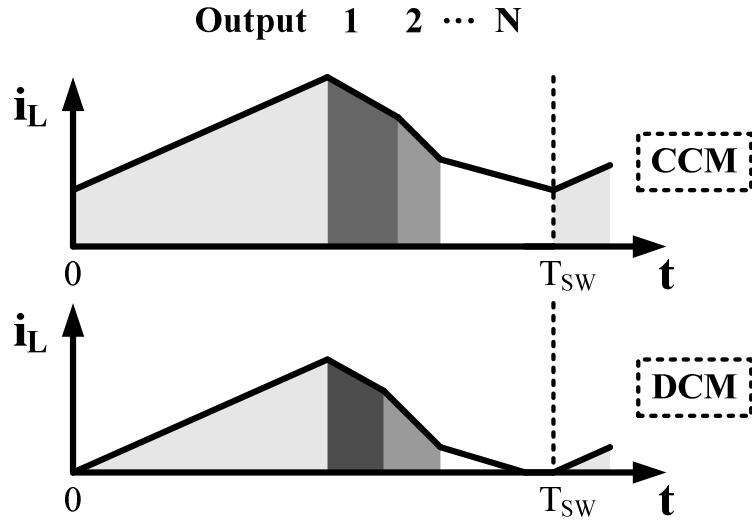


圖 5.5 單週期單充多放電模式

單週期多重充放電模式(Multiple Energizing Cycles per Swing Period)，將週期  $T_{SW}$  分割成  $N$  的區塊，每個區塊為  $T_{SW}/N$ ，在每個區塊中電感都會充電，並且馬上放電給輸出，產生  $N$  的輸出。此操作模式可以工作在連續導通模式(CCM)與不連續導通模式(DCM)，如圖 5.6 所示。此模式的優點是交越穩壓的問題較小，因為此模式把個別輸出都分隔開。

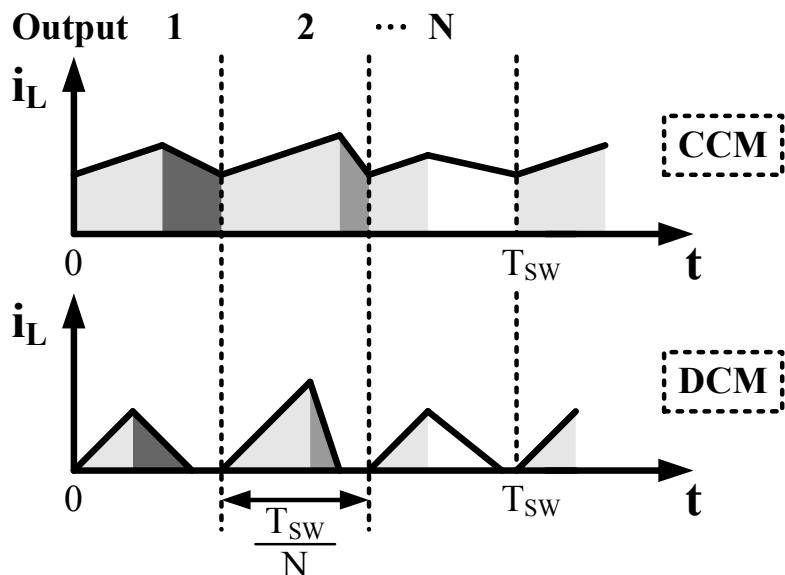


圖 5.6 單週期多重充放電模式

### 5.3.2 交越穩壓(cross-regulation effect)

當電路操作在單週期多重充放電模式的非連續導通模式中，因為個別輸出都分隔開，所以不會產生交越穩壓的問題，不過當輸出負載電流持續變大，使的轉換電路進入連續導通模式的時後，可能會令轉換器發生交越穩壓的問題。以雙輸出的電路為例，如圖 5.7 表示，而電感電流如圖 5.8，當輸出  $V_{O1}$  的負載電流  $I_{O1}$  變大、 $V_{O2}$  負載電流  $I_{O2}$  不變時，電感電流  $i_L$  會隨著  $V_{O1}$  的改變而去作調整，但是因為這個調整導致本來應該維持不變的  $V_{O2}$  發生了改變，而此正回授將導致系統的不穩定，而此系統不穩定的情況稱為交越穩壓(cross-regulation effect)。

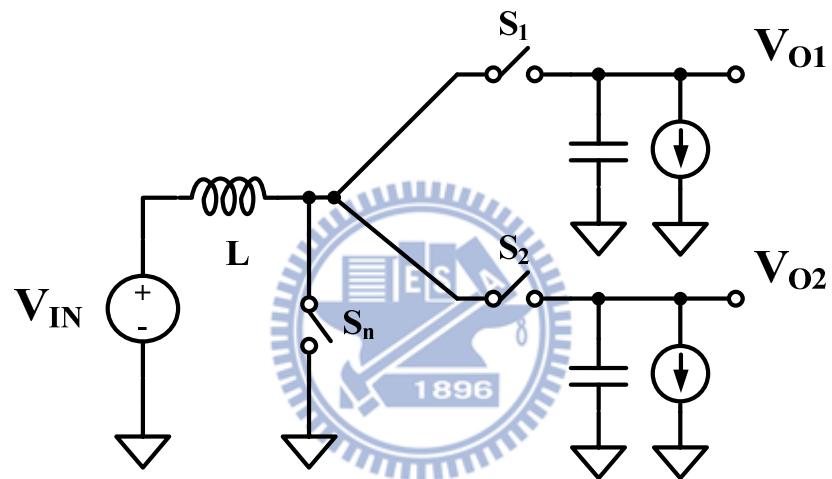


圖 5.7 單電感雙輸出電源轉換電路

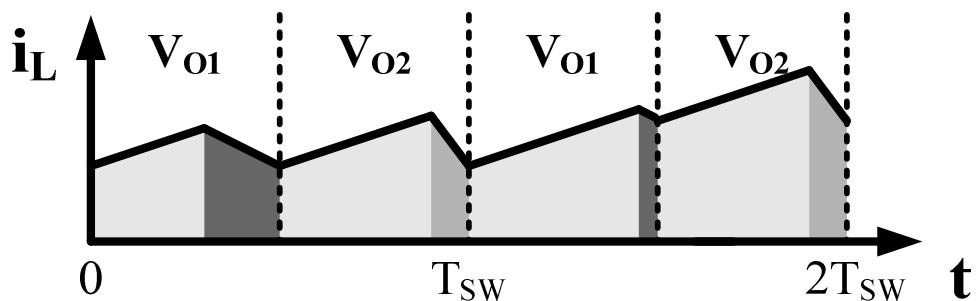


圖 5.8 於連續導通模式之交越穩壓

### 5.4 文獻回顧

單電感多輸出直流轉直流電源轉換電路(SIMO DC-DC converter)擁有只需

要一個電感就可以完成多輸出的優點，所以相關研究仍然有持續被發表，以下說明現階相關研究。

由 Hanh-Phuc Le 等人所發表的”A Single-Inductor Switching DC-DC Converter With Five Outputs and Ordered Power-Distributive Control”，使用了 ordered power-distributive control 來產生 5 個輸出[2]，如圖 5.9 與圖 5.10 表示。此篇研究使用的是單週期單充多放電模式(Single Energizing Cycle per Swing Period)。

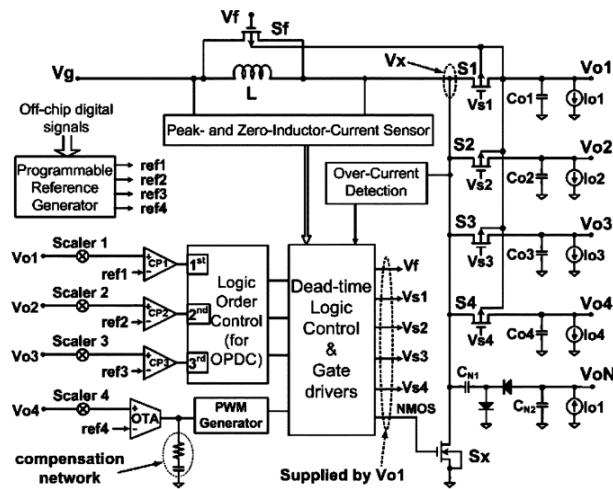


圖 5.9 A Single-Inductor Switching DC-DC Converter With Five Outputs and Ordered

Power-Distributive Control

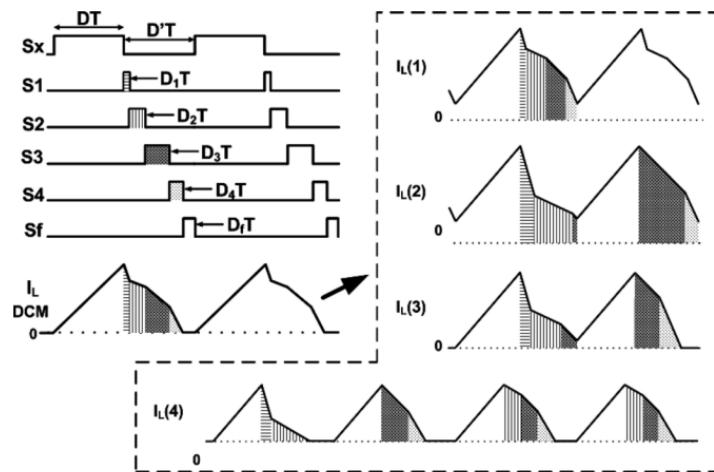


圖 5.10 Timing diagram of the OPDC SIMO converter

由 Dongsheng MA 發表了”A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter With Freewheel Switching”，加入了順向導通開關  $S_f$ ，讓轉換電路操作在虛連續導通模式 (pseudo-continuous conduction mode, PCCM) 與不連續導通模式 (discontinuous conduction mode, DCM))[4]，如圖 5.11 與圖 5.12。使用單週期多重充放電模式(Multiple Energizing Cycles per Swing Period)在 PCCM 來減少交越穩壓的問題並且提供較高的輸出電流。

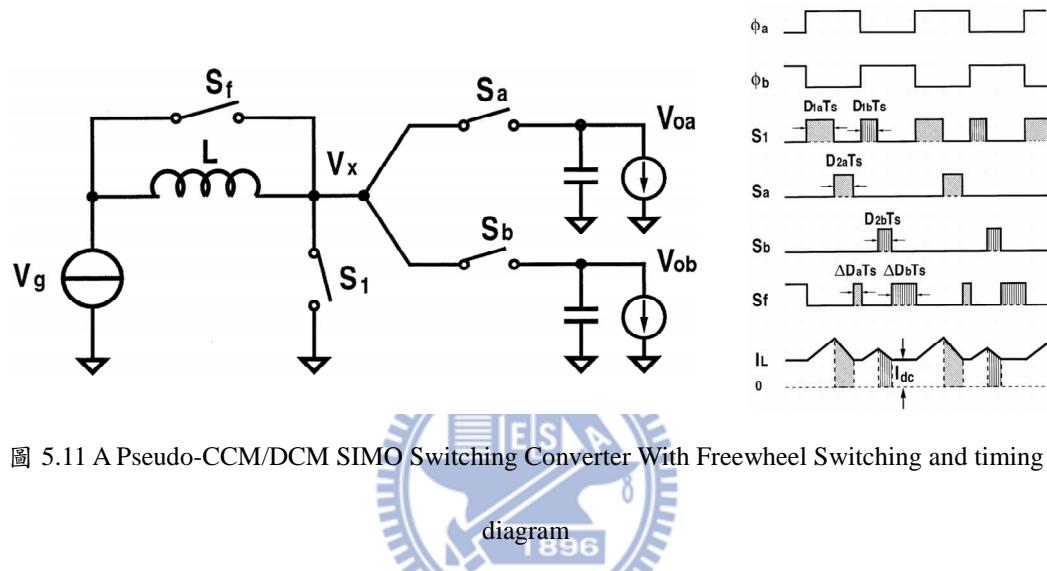


圖 5.11 A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter With Freewheel Switching and timing

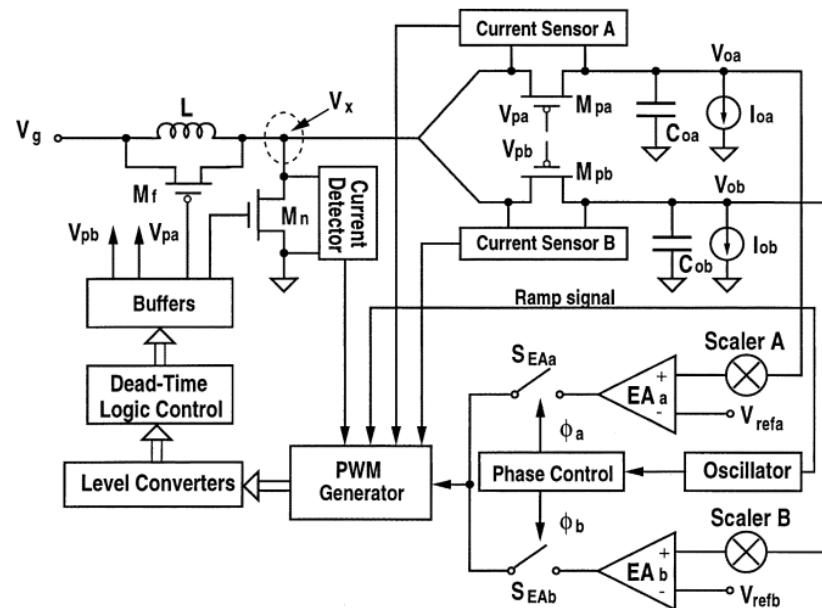


圖 5.12 Schematic of the PCCM/DCM SIMO Switching Converter

# 第六章

## 具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出升壓型直 流轉直流轉換電路

### 6.1 簡介



在上章節介紹了單電感多輸出電源轉換電路，在文獻回顧中，Dongsheng MA 使用順向導通開關(Freewheel Switching)來完成 PCCM SIMO converter 電路，可以減少交越穩壓的問題並且提供較高的輸出電流，但是在順向導通開關期間，電路並沒有進行電壓的轉換，白白浪費了功率。且 PCCM SIMO converter 電路要增加輸出數目就必須拉長操作週期，而操作週期變長將會使的輸出電壓漣波變大，是其架構的明顯缺陷。

在本章節中，具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路(freewheel charge-pump controlled single-inductor multiple-output step-up DC-DC converter)使用了順向導通電荷汞控制技術(freewheel charge-pump control technique, FCPC technique)，達到增加輸出但不會拉長操作週期，重複使用此順向導通開關時間的 FCPC SIMO converter 電路解決了[4]電路中順向導通開關時間的浪費。

## 6.2 具順向導通電荷泵控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路

具順向導通電荷泵控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路 (freewheel charge-pump controlled single-inductor multiple-output step-up DC-DC converter)，圖 6.1 為其架構與時序圖。當輸出負載電流為重載時，此轉換電路操作在虛連續導通模式(PCCM)；而在輕載時，操作在不連續導通模式(DCM)。相較於[4]轉換電路，此電源轉換電路可以提供更多的輸出而不需要額外的時序來完成。 $V_{O1}$  與  $V_{O2}$  的操作和傳統的 SIMO converter 是類似的，此兩個輸出分別產生於階段 II 和階段 V。此轉換電路使用順向導通電荷泵控制技術產生額外兩個輸出  $V_{O3}$  於階段 III 和  $V_{O4}$  於階段 VI。在順向導通開關  $S_f$  導通期間(階段 III 與階段 VI)，[4]轉換電路將電感短路，只是為了保持電感電流恆定，讓轉換電路處於虛連續導通模式。換句話說，該轉換電路處於閒置狀態，只有在消耗能量。不過，此具順向導通電荷泵控制技術之單電感多輸出電源轉換器的順向導通開關是重複使用的，不僅繼承了保持電感電流恆定來操作於虛連續導通模式的優點，更提供了電荷泵輸出來增加輸出數目，。

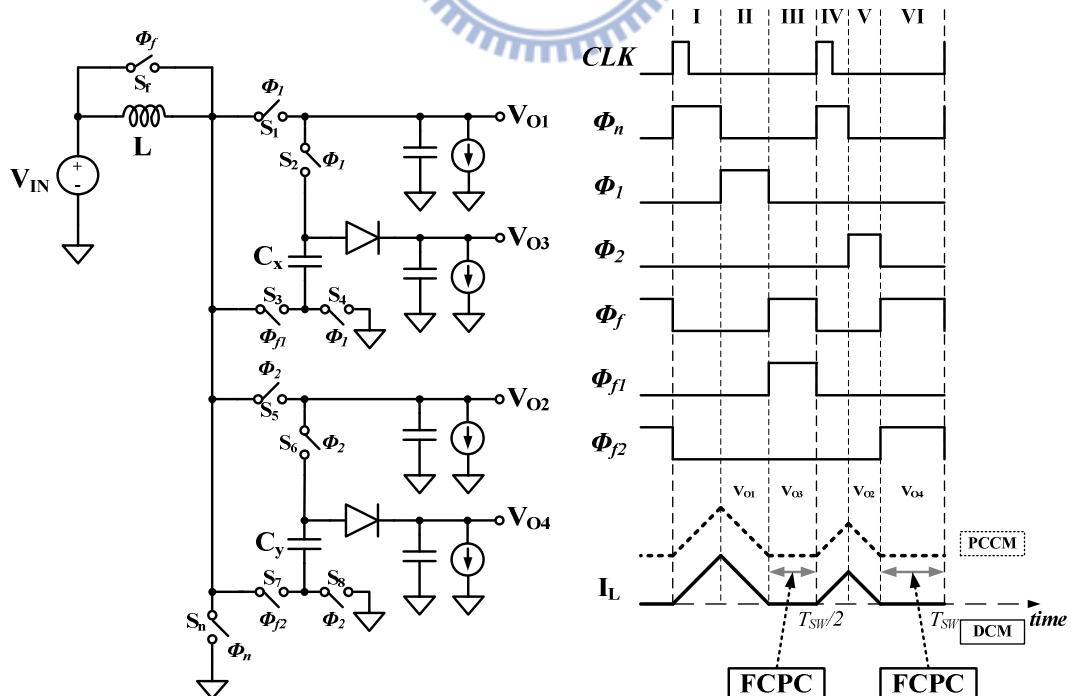


圖 6.1 FCPC SIMO converter 架構與時序圖

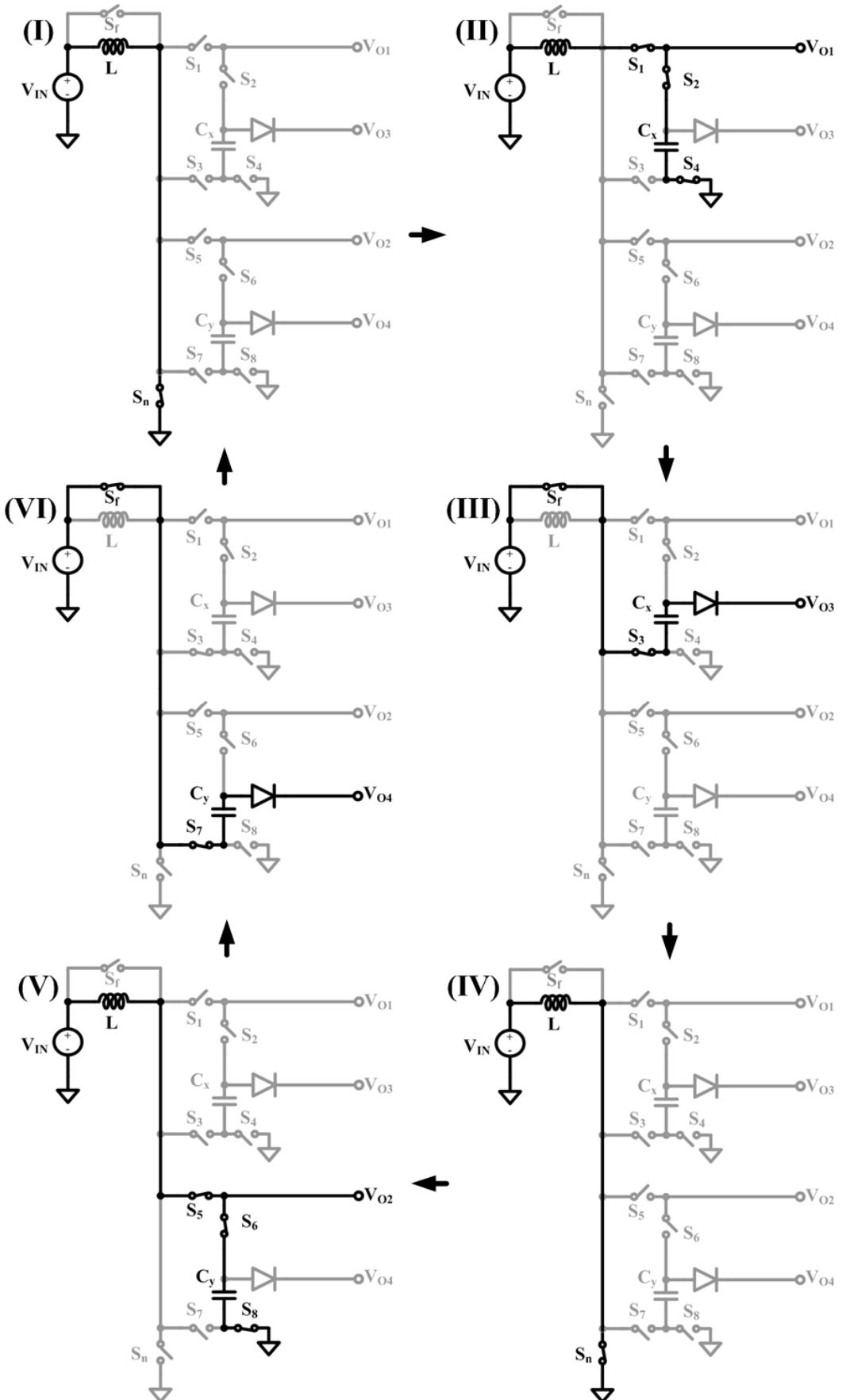


圖 6.2 FCPC SIMO converter 操作序列圖

將圖 6.1 的架構與時序圖結合，該操作序列如圖 6.2 所示。階段 I，開關  $S_n$  導通，電源對電感充電。階段 II，開關  $S_n$  不導通，換開關  $S_1$ 、 $S_2$  與  $S_4$  導通，此時電感放電，產生升壓輸出  $V_{O1}$ ，並且對電容  $C_x$  充電。然後，順向導通開關  $S_f$  導通於階段 III，此時開關  $S_3$  亦導通將電容  $C_x$  的下板電壓從 0 變為  $V_{IN}$ ，故上版電壓被向上頂，從  $V_{O1}$  變為  $V_{IN}+V_{O1}$ ，產生一升壓輸出  $V_{O3}$ 。階段 IV 與階段 I 一樣，對電感充電。不同於階段 II，階段 V 將電感的能量放電到  $V_{O2}$  與電容  $C_y$ ，此階段中開關  $S_n$  不導通，換開關  $S_5$ 、 $S_6$  與  $S_8$  導通。接著在階段 VI 將順向導通開關  $S_f$  導通，此時開關  $S_7$  亦導通將電容  $C_y$  的下板電壓從 0 變為  $V_{IN}$ ，上版電壓從  $V_{O2}$  變為  $V_{IN}+V_{O2}$ ，產生一升壓輸出  $V_{O4}$ 。重複上述六個階段，此 FCPC SIMO converter 可以產生四組升壓輸出電壓。此電源轉換電路使用順向導通電荷汞控制技術，不僅繼承了較好的交越穩壓與提供較大的負載電流能力，還可以增加輸出數目並減少能量的耗費。

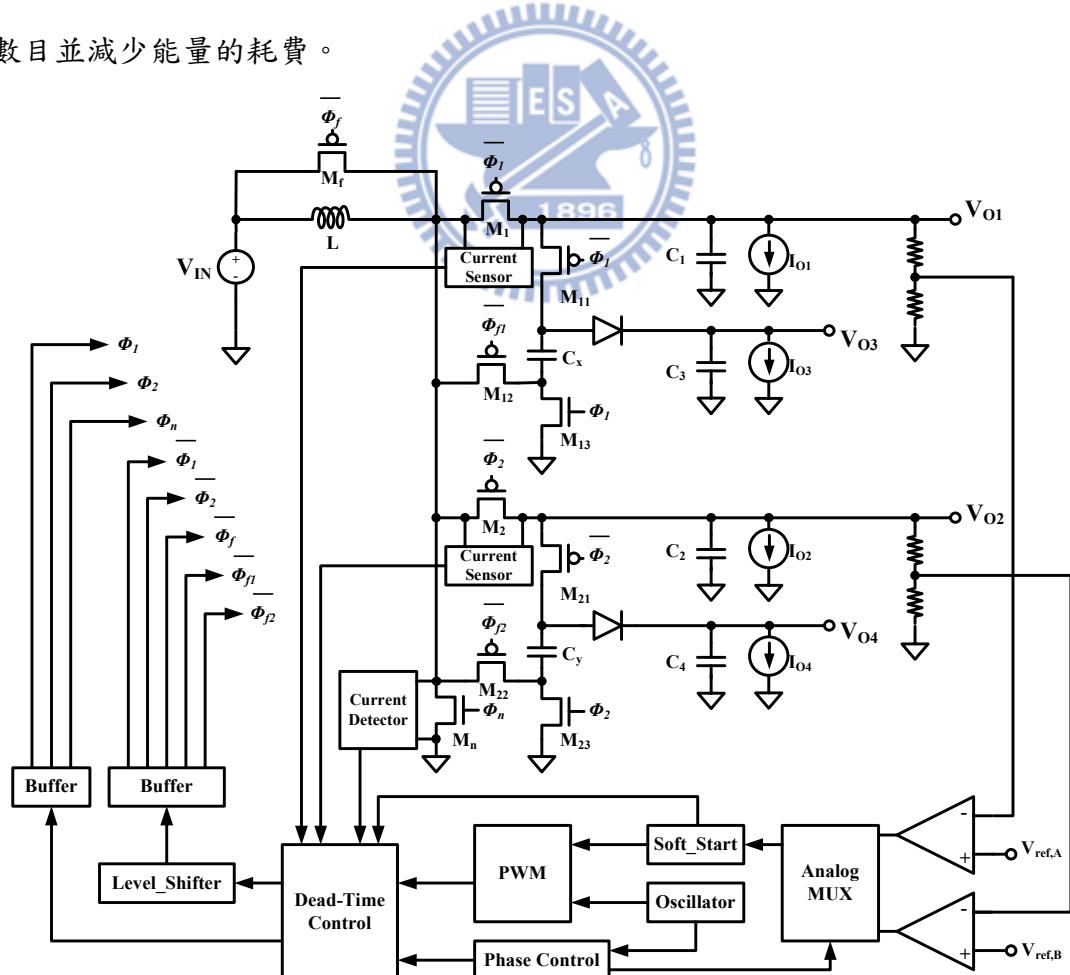


圖 6.3 FCPC SIMO converter 完整電路圖

圖 6.3 為此 FCPC SIMO converter 完整電路圖，包含了四個輸出  $V_{O1}$ 、 $V_{O2}$ 、 $V_{O3}$  和  $V_{O4}$ ，前兩個輸出  $V_{O1}$  和  $V_{O2}$  為使用脈寬調變(pulse-width modulation, PWM) 控制的升壓輸出，因此可以使用一般的補償回授電路控制。後兩個輸出為使用順向導通電荷汞控制的電荷汞輸出。系統上包括了功率元件與控制電路，控制電路包括誤差放大器(error amplifier)、類比多工器(Analog MUX)、啟動電路(Soft-start)、振盪器(Oscillator)、脈寬調變電路(pulse-width modulation, PWM)、相位控制電路(Phase Control)、時序控制電路(Dead-Time control)、電壓平移電路(Level-shifter)、功率電晶體驅動電路(Buffer)、電流感測電路(Current sensor)和電流偵測電路(Current detector)。

將輸出電壓經分壓電阻分壓回授，誤差放大器偵測並且放大分壓輸出電壓與參考電壓。類比多工器交替選擇讓兩組輸出的誤差訊號進入脈寬調變電路中，而此交替選擇由相位控制電路來控制。脈寬調變電路將誤差訊號用來產生控制訊號，而時序控制電路依照脈寬調變訊號與電流訊號來開關功率電晶體。電流訊號是由電流感測電路與電路偵測電路所產生，電流感測電路又來決定何時將順向導通開關  $S_f$  導通，電流偵測電路用來偵測電感電流以避免電流過大損壞功率電晶體。順向導通電荷汞控制技術由圖 6.3 中的功率電晶體  $M_{11}$ 、 $M_{12}$ 、 $M_{13}$ 、 $M_{21}$ 、 $M_{22}$ 、 $M_{23}$  和電容  $C_x$ 、 $C_y$  所組成。此轉換電路重複使用了原本的脈寬調變控制訊號來進行 FCPC 的控制，所以此 FCPC SIMO converter 不需要額外的控制電路。

### 6.3 細部電路

以下介紹此 FCPC SIMO converter 的細部電路。

#### 6.3.1 誤差放大器(error amplifier)

誤差放大器用來比較參考電壓和回授電壓的差值，並且將此誤差放大來修正輸出電壓，如圖 6.4。此放大器為一個二級放大器，提供良好的增益與頻寬，讓電源轉換電路有良好的穩壓能力。

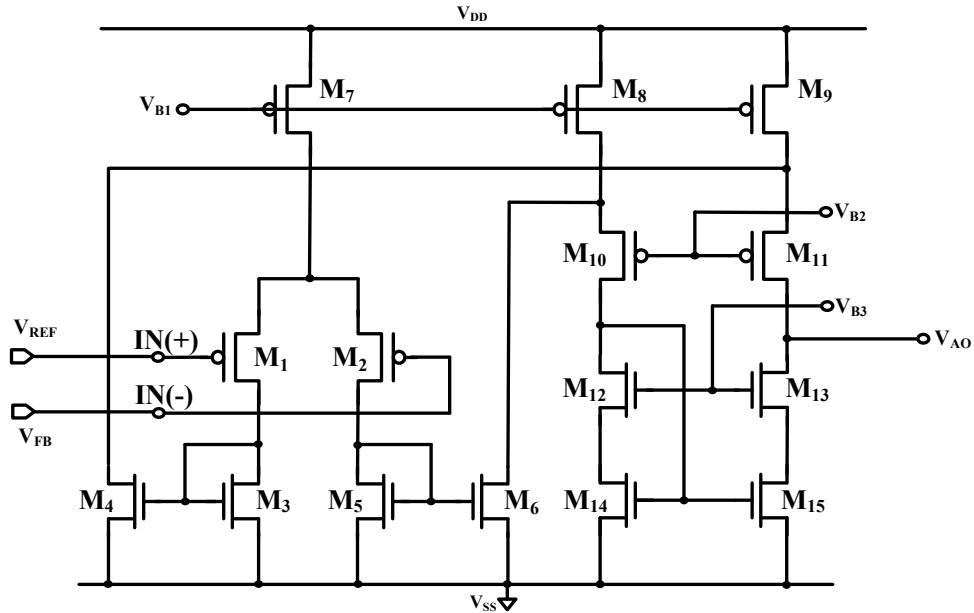


圖 6.4 誤差放大器

### 6.3.2 類比多工器(Analog MUX)

此類比多工器用來選擇要將  $V_{O1}$  的誤差輸入 PWM 控制，還是要將  $V_{O2}$  的誤差輸入 PWM 控制中，使用兩個 transmission gate 來完成此類比多工器，如圖 6.5，其控制訊號來自時序控制電路，為兩個非重疊時序 (non-overlap clock)。

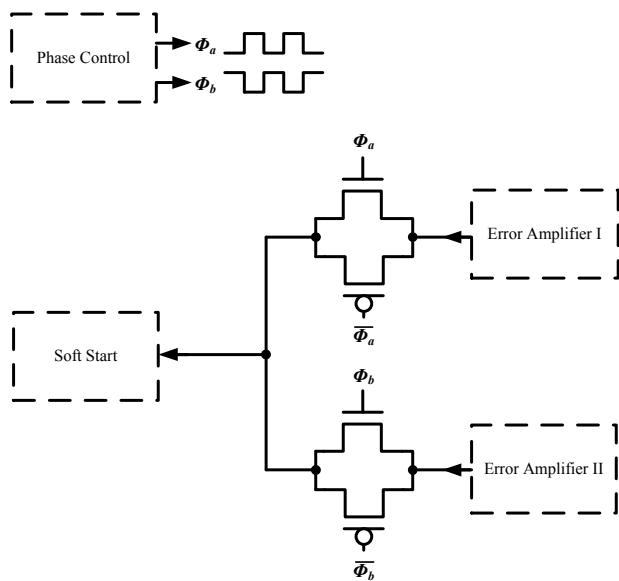


圖 6.5 類比多工器

### 6.3.3 啟動電路(soft-start)

啟動電路的功能在於電路剛啟動，也就是  $V_{IN}$  從 0 到目標電壓的時間，避免因為工作週期(duty, D)過大，造成電感電流過大，且無法正確的放電給輸出，使整個電路無法正常工作，更可能導致燒毀。

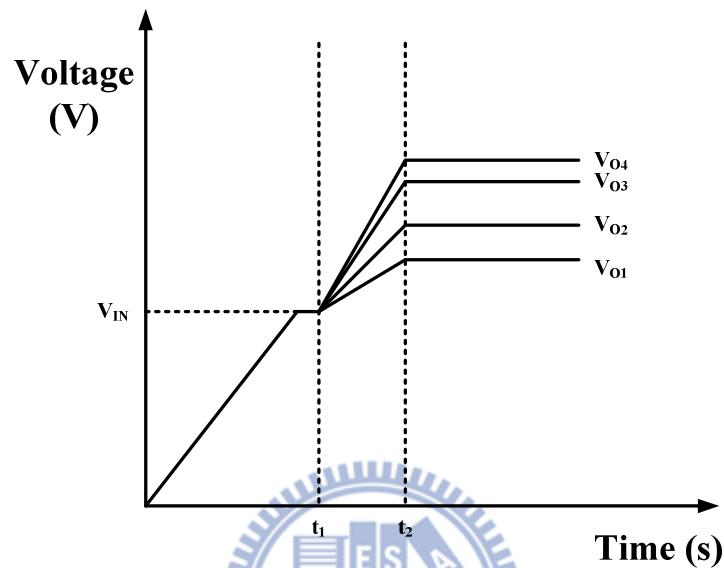


圖 6.6 啟動電路時間對電壓示意圖

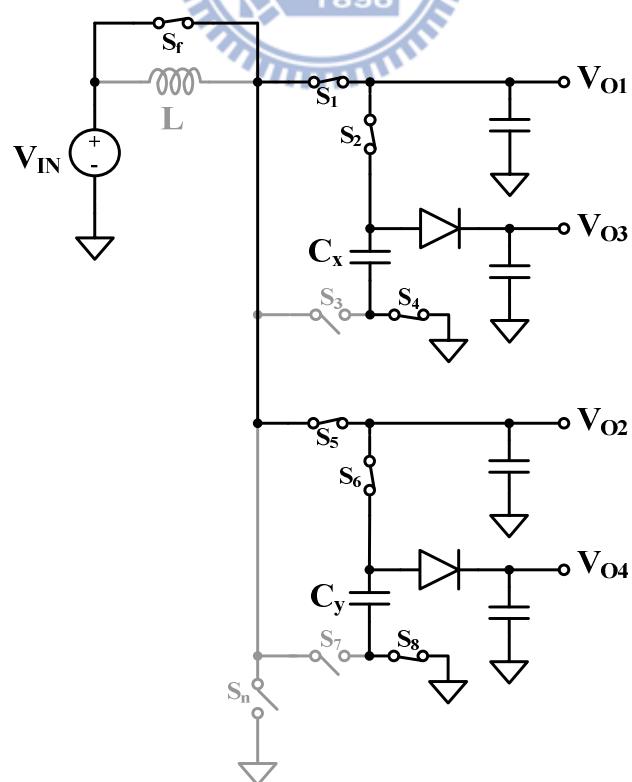


圖 6.7 電路導通示意圖於  $t_1$  時間內

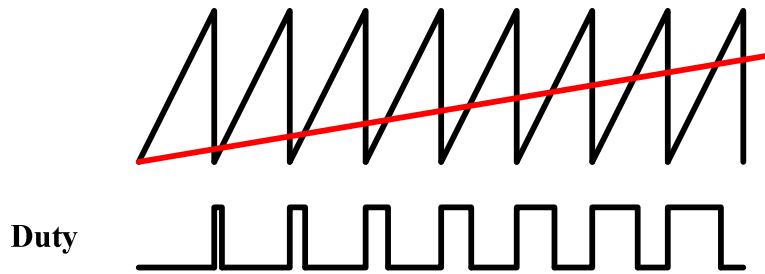


圖 6.8 啟動電路導通示意圖於  $t_1 \sim t_2$  時間內

此啟動電路會分成兩階段操作，如圖 6.6，第一階段  $0 \sim t_1$ ，會將部份開關導通使的  $V_{IN}$  直接對  $V_{OUT}$  充電，如圖 6.7 所表示，此階段會將  $V_{OUT}$  充電至  $V_{IN}$  為止。第二階段  $t_1 \sim t_2$  時間內，如圖 6.8 讓工作週期逐漸變大，使輸出電壓逐漸抬升，當時間大於  $t_2$  後，結束啟動電路，使電路進入脈寬調變控制操作。

#### 6.3.4 振盪器(Oscillator)

此振盪器電路使用二個比較器和一個電容，以及一個 SR 框鎖器，而 NAND gate 和 AND gate 是為了避免 SR 框鎖器輸入同時為 1 造成的邏輯錯誤，如圖 6.9 所示。此振盪器可以同時產生一組週期訊號(clock signal, CLK)與鋸齒波訊號(ramp signal,  $V_{ramp}$ )，鋸齒波訊號的上限與下限是受到  $V_H$  與  $V_L$  所定義(圖 6.10)，振盪頻率跟下列變數有相依的關係( $V_H$ 、 $V_L$ 、 $C_{S1}$ 、和電流  $I_{C1}$ )。

$$f_{osc} = \frac{I_{C1}}{C_{S1}(V_H - V_L)} \quad (6.1)$$

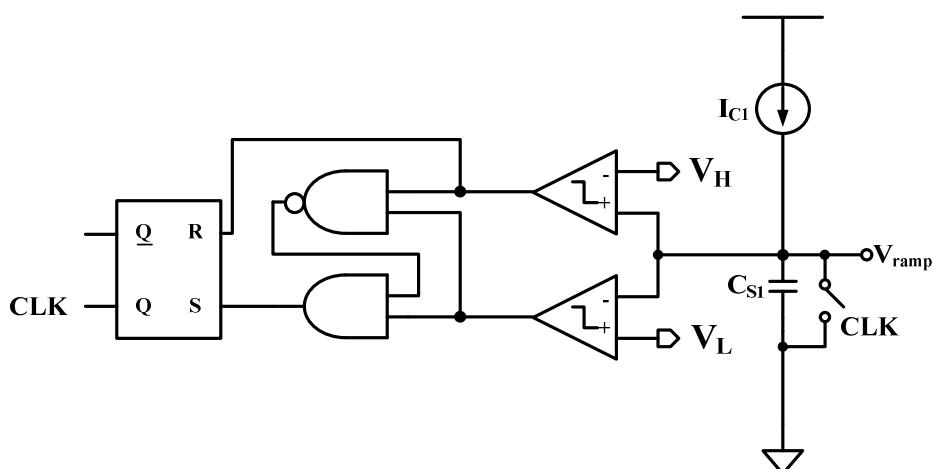


圖 6.9 振盪器

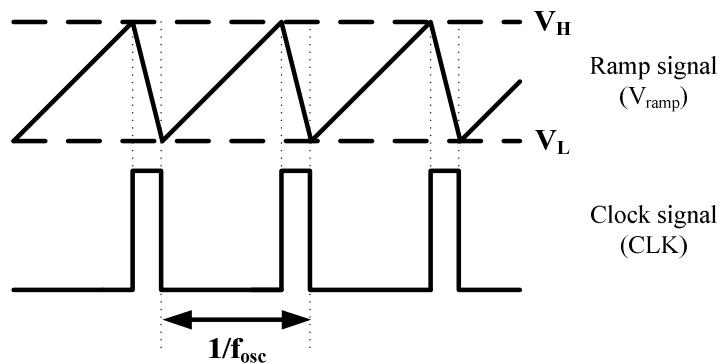


圖 6.10 振盪器輸出波形

### 6.3.5 脈寬調變電路(PWM)

脈寬調變電路可以使用單一 SR 拷鎖器(SR Latch)來完成，但是 SR 拷鎖器在輸入皆為 1 的時候是未定狀態，如圖 3.16，會造成電路狀態不明確，使的脈寬調變電路無法正確操作。於是將 SR 拷鎖器加上 NAND gate 和 AND gate，如圖 6.11，讓 SR 拷鎖器不會產生同時兩個輸入都為 1 的情況，避免掉 SR 拷鎖器的未定狀態。

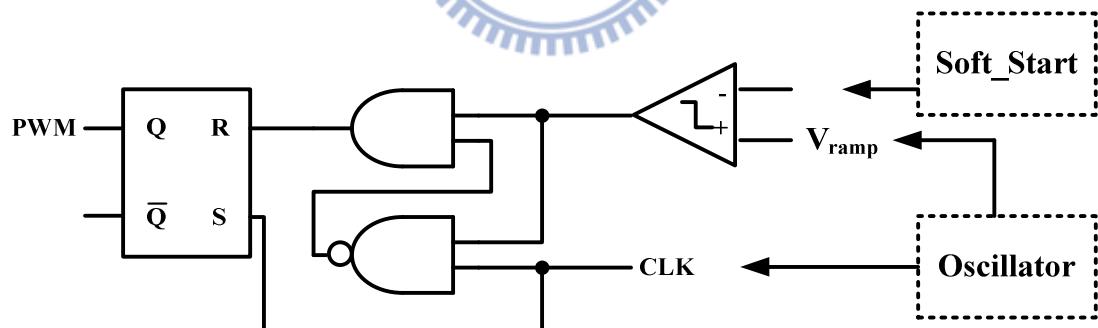


圖 6.11 脈寬調變電路

### 6.3.6 相位控制電路(Phase Control)

利用 JK 正反器的特性，真值表如圖 6.12，當  $J=K=1$  的時候，輸出會等於輸入的反相，來設計相位控制電路(圖 6.13)，會得到兩個非重疊時序，如圖 6.14 表示。

J	K	$Q_{\text{next}}$
0	0	$Q_{\text{prev}}$
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q_{\text{prev}}}$

圖 6.12 JK 正反器真值表

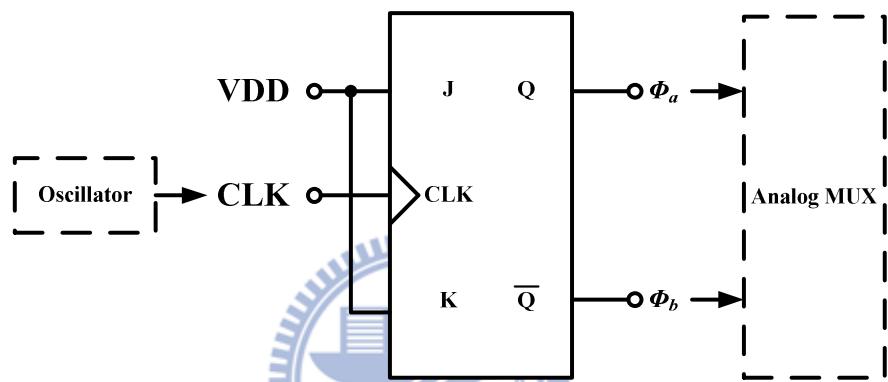


圖 6.13 相位控制電路

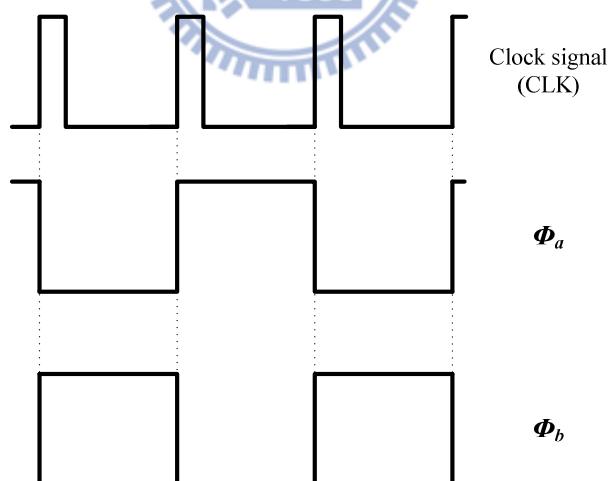


圖 6.14 相位控制電路時序圖

### 6.3.7 電壓平移電路(Level-shifter)

因為是製作升壓電路，所以必須使用一個電位平移電路來抬升電位，才有辦法關閉 P 型功率電晶體，我們所使用的電位平移電路如圖 6.15 所表示，將原本

為  $VDD_1$  的邏輯訊號平移為  $VDD_2$ ，而  $VDD_2$  使用電路中的最高電位。

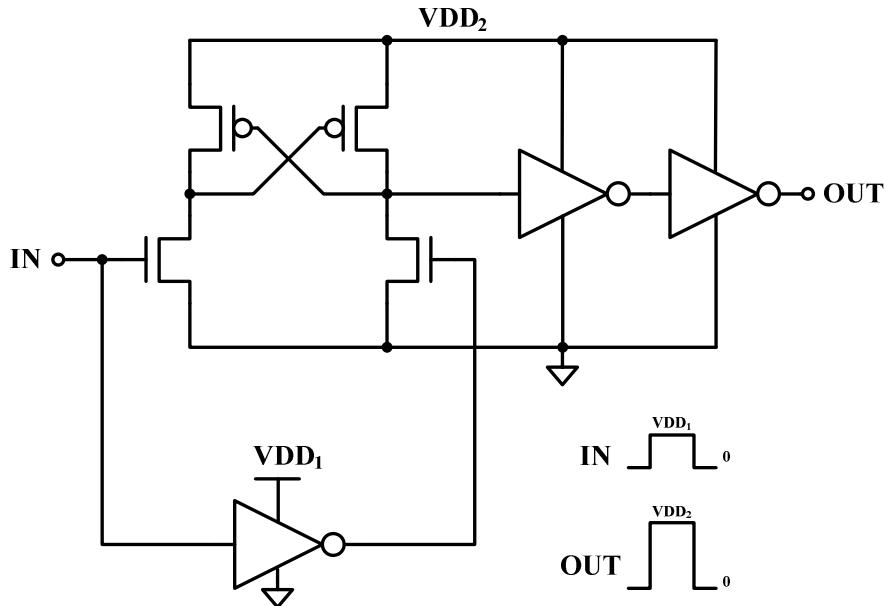


圖 6.15 電壓平移電路

### 6.3.8 功率電晶體驅動電路(Buffer)

因為功率電晶體的大小都十分的龐大，所以無法直接利用控制電路推動功率電晶體，必須增加一個驅動電路來推動，如果沒有加此驅動電路，會讓控制訊號延遲造成控制不夠精確，最糟糕的情況可能造成功率電晶體不會開啟與關閉。而此驅動電路為等級放大的 Inverter 所組成，如圖 6.16。

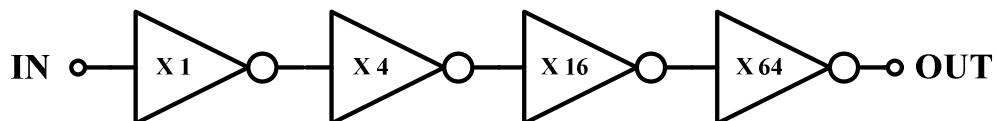


圖 6.16 功率電晶體驅動電路

### 6.3.9 電流感測電路(Current sensor)

此電流感測電路用來感測流過 Power PMOS 的電流，當電流降低到一定的數值，就會產生控制訊號到時序控制電路，產生關閉 Power PMOS 的訊號，並且導通順向導通開關來啟動虛連續導通模式，而啟動的時間點會根據負載電流而改變，如圖 6.17 所表示。

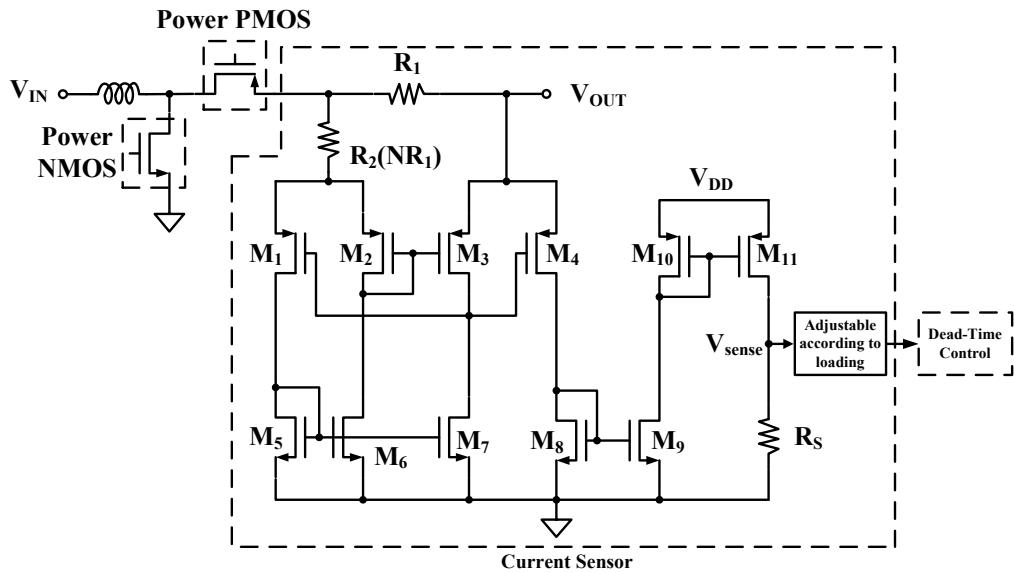


圖 6.17 電流感測電路

### 6.3.10 電流偵測電路(Current detector)

此電流偵測電路用來偵測功率電晶體  $M_n$  導通的時候流過的電流，其主要目的為避免電感電流過大而造成晶片的損壞。

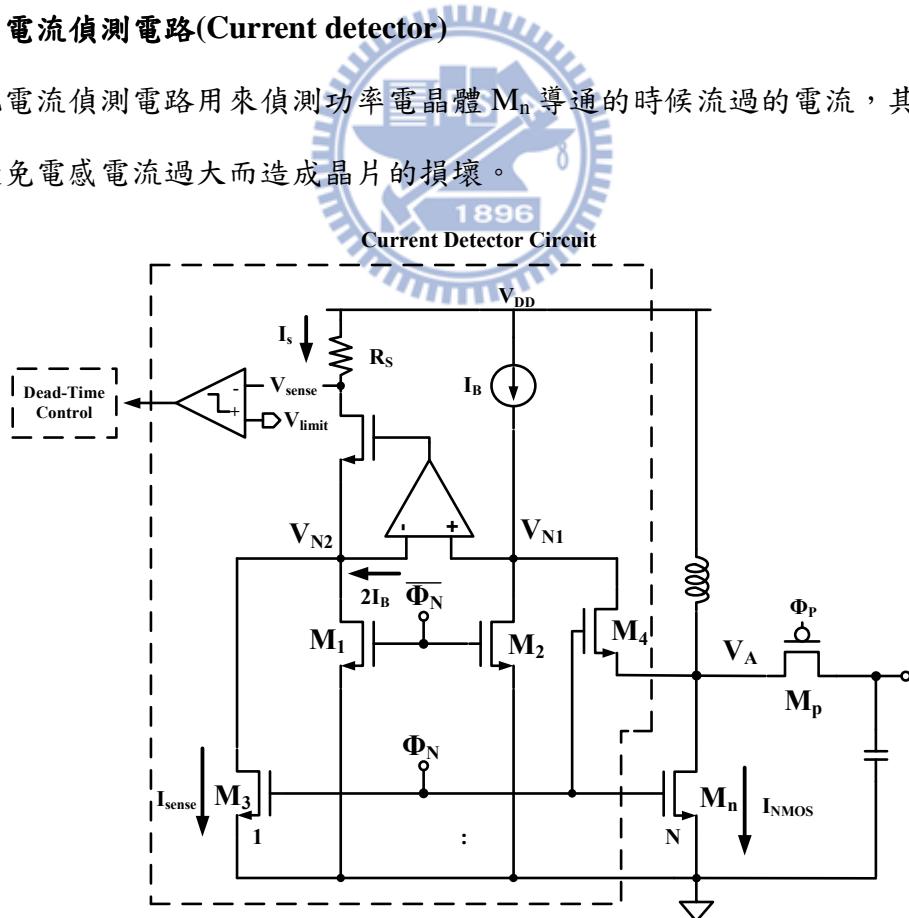


圖 6.18 電流偵測電路

此電流偵測電路如圖 6.18 所示，當  $M_n$  導通的狀態， $M_4$  當作開關，讓  $V_{N1}=V_A$ ，利用放大器將  $V_{N1}$  與  $V_{N2}$  點固定為相同電壓，讓  $M_n$  與  $M_3$  成 N 倍比例關係，得到  $I_{NMOS}$  為  $I_{sense}$  的 N 倍關係，而  $I_B$  相當的小，所以  $I_s$  約等於  $I_{sense}$ ，得到感測電流。此感測電感電流相對於  $M_n$  電流非常的小，可以減少感測電路的靜態電流，進而減少功率消耗，達到高電源效率。

電流偵測電路使用改良式誤差放大器如圖 6.19 所示。有別一般使用於電流偵測電路使用電壓放大器，此電源轉換器使用電流放大器來提高速度及降低功率消耗與面積。其中  $I_B$  為  $2\mu A$ ，整個放大器只使用  $8\mu A$ ，相對於其他放大器的架構，此架構可以有效減少功率的消耗，進而提高電源效率。

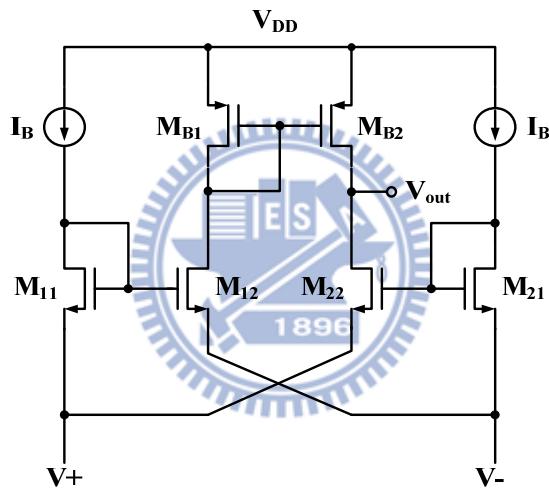


圖 6.19 電流感測電路之放大器

#### 6.4 小結

在本章節中，一個使用順向導通電荷汞控制技術的單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路被介紹。而此改良在原本的單電感多輸出電源轉換電路中加入了電荷汞，在不改變時序順序與時間長短的情況下，可以將原本只有 2 組輸出電壓，增加為 4 組輸出電壓。此章節亦詳細介紹了各個細部電路的詳細電路與操作，在下章節中，將有此電源轉換的模擬與量測相關數據。

# 第七章

## 單電感多輸出電源轉換電路模擬與量測結果

### 7.1 簡介

本章節將列出上個章節所設計的電源轉換電路之模擬、佈局與量測結果。

### 7.2 模擬結果

#### 7.2.1 輸出波形

此 FCPC SIMO converter 電路有四組輸出，如圖 7.1 表示，

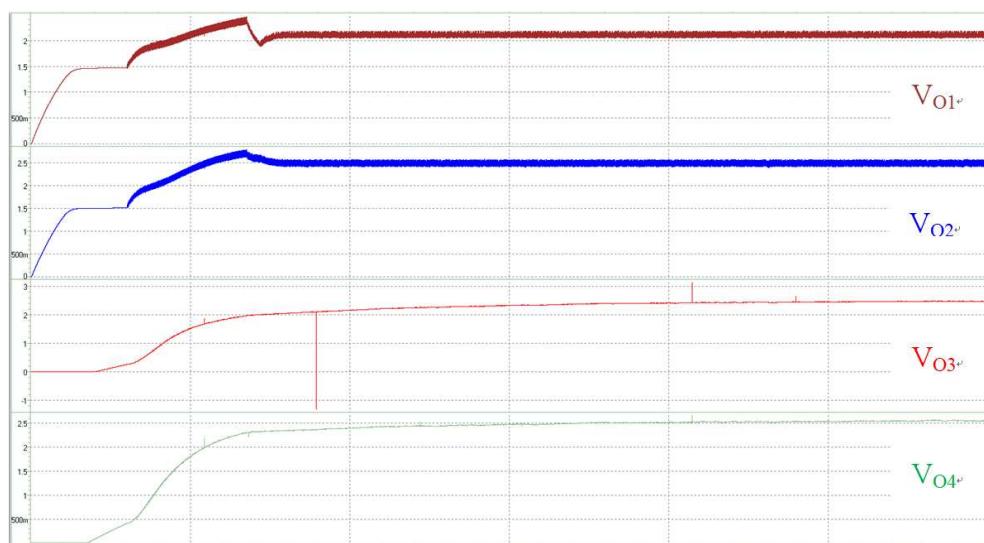


圖 7.1 FCPC SIMO converter 之輸出電壓

### 7.2.2 線性穩壓(line regulation)

輸入電壓範圍  $V_{IN}$  為 1.6V 到 2V，計算各輸出電壓變化量得到線性穩壓。

Output	$V_{O1}$	$V_{O2}$	$V_{O3}$	$V_{O4}$
Line regulation	37mV/V	51mV/V	N/A	N/A

圖 7.2 FCPC SIMO converter 之線性穩壓

### 7.2.3 負載穩壓(load regulation)

Output	$V_{O1}$	$V_{O2}$	$V_{O3}$	$V_{O4}$
Load regulation	0.228mV/mA ( $I_{O1}=0\sim100mA$ )	0.115mV/mA ( $I_{O2}=0\sim90mA$ )	15mV/mA ( $I_{O3}=0\sim25mA$ )	14mV/mA ( $I_{O4}=0\sim25mA$ )

圖 7.3 FCPC SIMO converter 之負載穩壓

### 7.2.4 負載暫態響應(load transient response)

圖 7.4 表示  $V_{IN}=1.8$ ，輸出電壓  $V_{O1}$  穩定在 2.1V，電壓  $V_{O2}$  穩定在 2.5V，並且在 5ms 時改變  $V_{O1}$  負載電流由 40mA 到 100mA，在 6.5ms 時負載電流由 100mA 到 40mA。

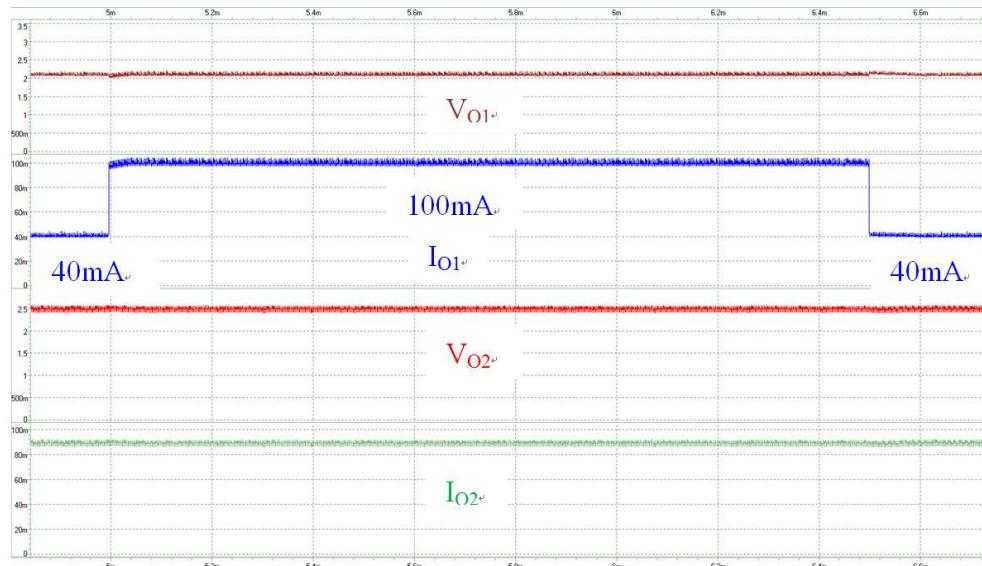


圖 7.4 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應( $I_{O1}$  變更)

圖 7.5 表示  $V_{O1}$  負載電流由 40mA 到 100mA，瞬間會有 70mV 的電壓下降，回復時間為 40μs。

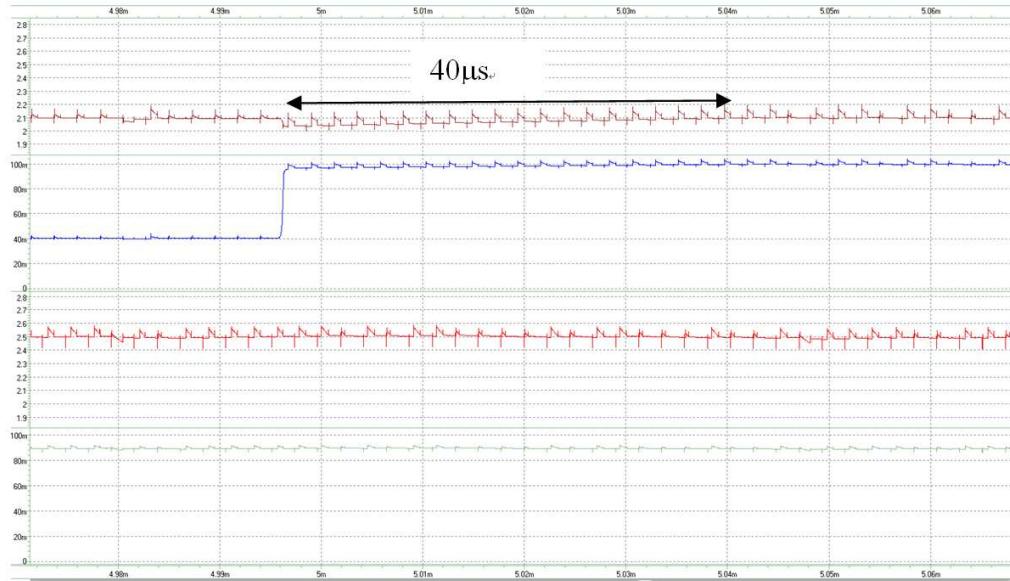


圖 7.5 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應於電流上升

圖 7.6 表示  $V_{IN}=1.8$ ，輸出電壓  $V_{O1}$  穩定在 2.1V，電壓  $V_{O2}$  穩定在 2.5V，並且在 5ms 時改變  $V_{O2}$  負載電流由 40mA 到 90mA，在 6.5ms 時負載電流由 90mA 到 40mA。

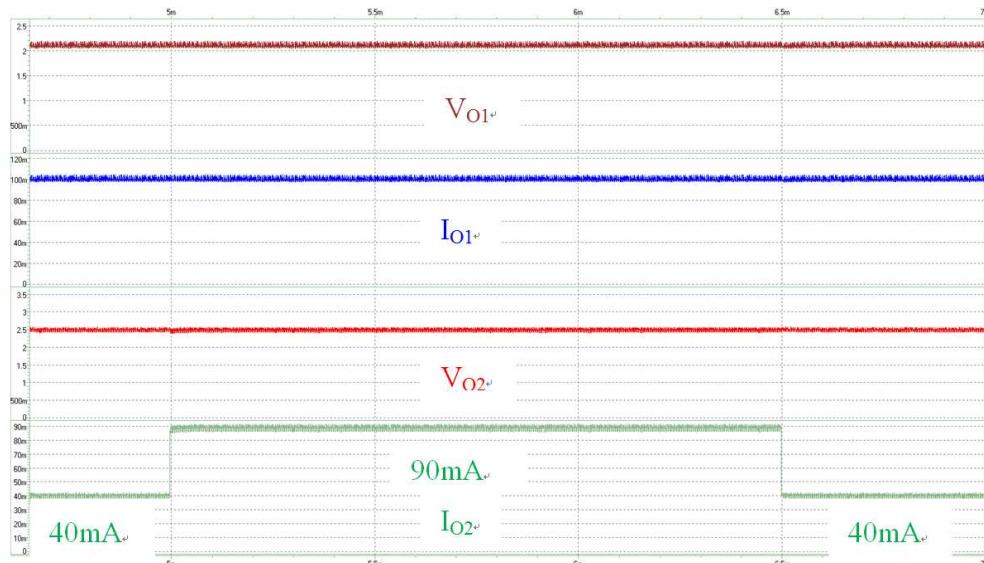


圖 7.6 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應( $I_{O2}$  變更)

### 7.2.5 預計規格表

Technology	TSMC 1P6M 0.18μm CMOS process			
Chip area	1.304mm × 1.307mm			
Supply Voltage	1.8V			
Inductor L	1μH			
Oscillator frequency	1MHz			
Output voltages	V <sub>01</sub> (2.1V)	V <sub>02</sub> (2.5V)	V <sub>03</sub> (2.5V)	V <sub>04</sub> (2.6V)
Output ripple	65mV	60mV	30mV	30mV
Load current (max)	100mA	90mA	25mA	25mA
Load Regulation	0.228mV/mA	0.115mV/mA	15mV/mA	14mV/mA
Line Regulation	37mV/V	51mV/V	N/A	N/A
Filter capacitor	33μF	33μF	33μF	33μF

圖 7.7 FCPC SIMO converter 之預計規格表

### 7.3 晶片布局與微顯圖

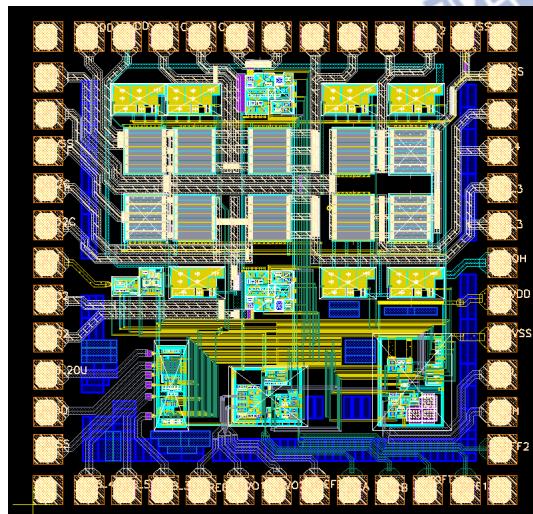


圖 7.8 FCPC SIMO converter 之佈局圖

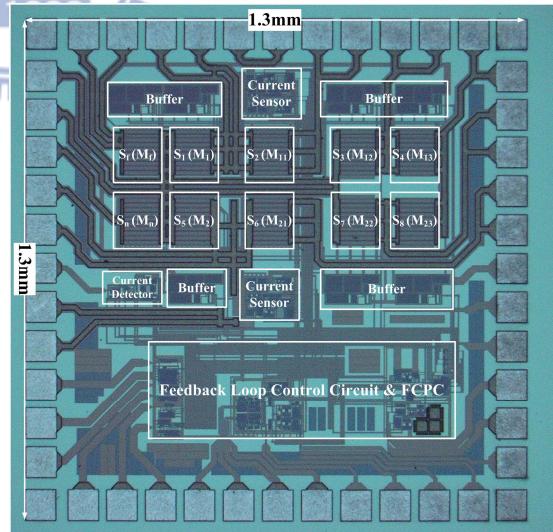


圖 7.9 FCPC SIMO converter 之微顯圖

圖 7.8 與圖 7.9 為晶片佈局圖與晶片微顯圖，晶片製作使用 TSMC 1P6M 0.18μm CMOS 製程，而其晶片面積為 1.3mm × 1.3mm。

## 7.4 量測結果

### 7.4.1 輸出波形

此 FCPC SIMO converter 電路有四組輸出，如圖 7.10 表示，

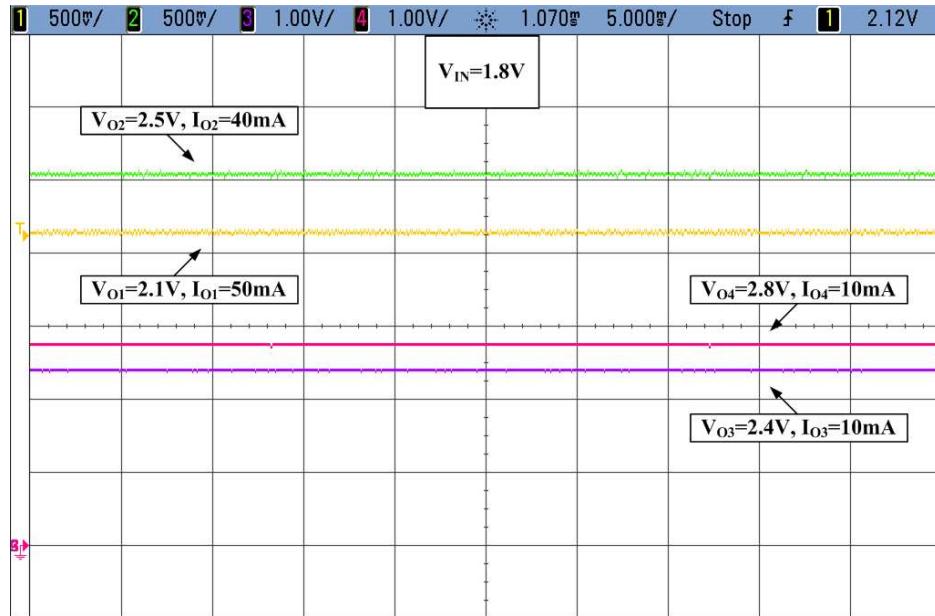


圖 7.10 量測 FCPC SIMO converter 之輸出電壓

### 7.4.2 線性穩壓(line regulation)

輸入電壓範圍  $V_{IN}$  為 1.6V 到 2.5V，計算各輸出電壓變化量得到線性穩壓。

Output	$V_{O1}$	$V_{O2}$	$V_{O3}$	$V_{O4}$
Line regulation	21mV/V	12mV/V	N/A	N/A

圖 7.11 量測 FCPC SIMO converter 之線性穩壓

### 7.4.3 負載穩壓(load regulation)

Output	$V_{O1}$	$V_{O2}$	$V_{O3}$	$V_{O4}$
Load regulation	0.08mV/mA ( $I_{O1}=0\sim70mA$ )	0.05mV/mA ( $I_{O2}=0\sim60mA$ )	1.7mV/mA ( $I_{O3}=0\sim20mA$ )	1.9mV/mA ( $I_{O4}=0\sim20mA$ )

圖 7.12 量測 FCPC SIMO converter 之負載穩壓

#### 7.4.4 線性暫態響應(line transient response)

當輸入電壓由 1.8V 變為 2.3V，輸出  $V_{O1}$  和  $V_{O2}$  電壓的變化情況，如圖 7.13 表示。

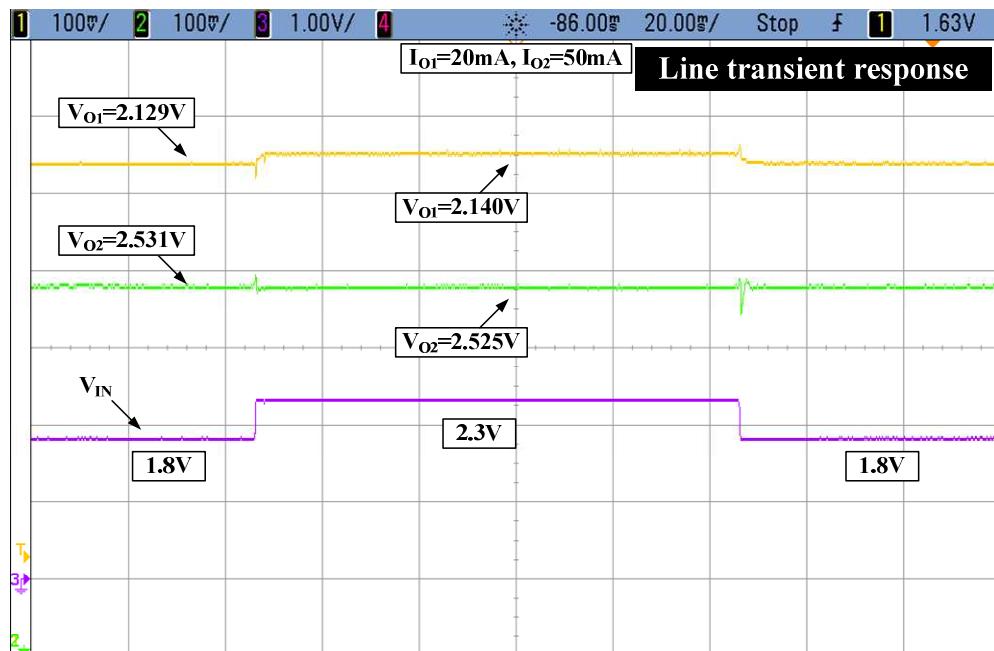


圖 7.13 量測 FCPC SIMO converter 之線性暫態響應

#### 7.4.5 負載暫態響應(load transient response)

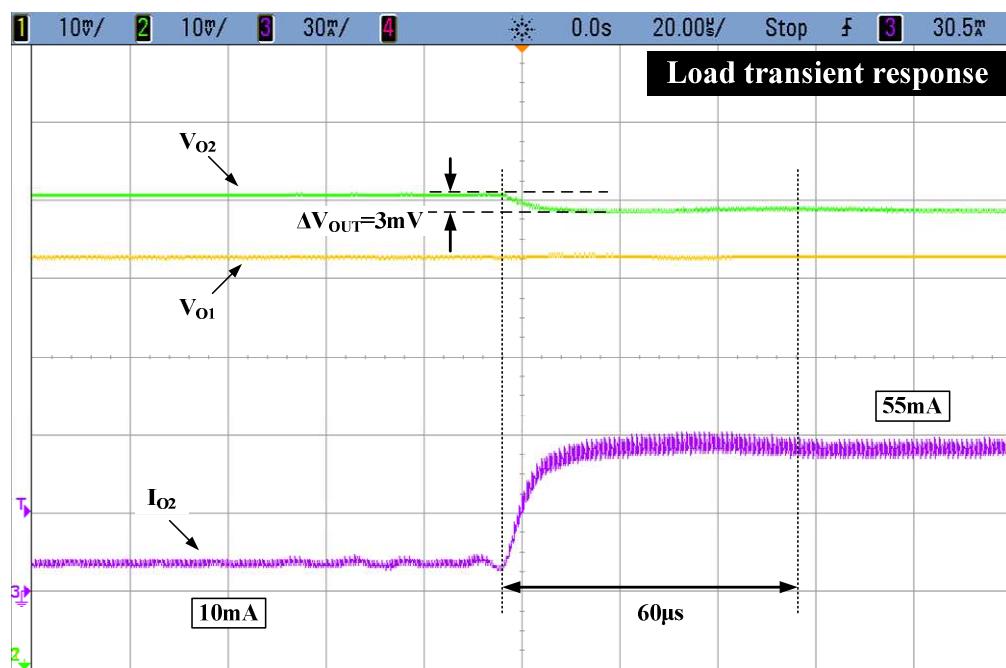


圖 7.14 量測 FCPC SIMO converter 之負載暫態響應

圖 7.14 表示  $V_{IN}=1.8$ ，輸出電壓  $V_{O1}$  穩定在 2.1V，電壓  $V_{O2}$  穩定在 2.5V，並且改變  $V_{O2}$  負載電流由 10mA 到 55mA，瞬間會有 3mV 的電壓下降，回復時間為 60μs。

#### 7.4.6 規格表

<b>Technology</b>	<b>TSMC 1P6M 0.18μm CMOS</b>			
<b>Chip area</b>	<b>1.3×1.3mm<sup>2</sup> (including pads)</b>			
<b>Supply voltage</b>	<b>1.6~2.5V (1.8V, nominal)</b>			
<b>Inductor/ESR</b>	<b>1μH/ 200mΩ (nominal)</b>			
<b>Oscillator frequency</b>	<b>1MHz (nominal)</b>			
<b>Output voltages</b>	$V_{O1}(2.1V)$	$V_{O2}(2.5V)$	$V_{O3}(2.4V)$	$V_{O4}(2.8V)$
<b>Output ripple</b>	<b>13mV</b>	<b>15mV</b>	<b>4mV</b>	<b>5mV</b>
<b>Load current (max)</b>	<b>70mA</b>	<b>60mA</b>	<b>20mA</b>	<b>20mA</b>
<b>Load regulation</b>	<b>0.08mV/mA</b>	<b>0.05mV/mA</b>	<b>1.7mV/mA</b>	<b>1.9mV/mA</b>
<b>Line regulation</b>	<b>21mV/V</b>	<b>12mV/V</b>	<b>N/A</b>	<b>N/A</b>
<b>Filtering capacitor/ESR</b>	<b>33μF/ 85mΩ</b>	<b>33μF/ 85mΩ</b>	<b>33μF/ 85mΩ</b>	<b>33μF/ 85mΩ</b>

圖 7.15 FCPC SIMO converter 之規格表

# 第八章

## 結論

### 8.1 結論

在攜帶式電子產品日漸發展下，使用鋰離子電池為供應能源變得流行，鋰離子電池的操作電壓為 2.7~4.2V，設計符合此操作區間的電源轉換電路變得重要。而為了應用於數位電路的電源供應，對於電源閘控機制必須能夠即時反應，故快速暫態響應且應用於鋰離子電池的電源轉換電路是重要的。而單一電源晶片提供多組電壓也隨液晶顯示器/有機發光二極體的應用日漸廣泛，設計多輸出電源轉換電路變得重要且實用。

本論文實現了一應用於鋰離子電池的降壓型切換式電源轉換電路，此電源轉換電路操作在鋰離子工作區間，並且使用改良式誤差放大器來改善準確度與暫態響應，使其擁有良好的暫態響應來降低數位電路電源閘控機制的影響。此外，本論文亦實現了一個單電感多輸出升壓型直流轉直流轉壓電路，具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路使用了順向導通電荷汞控制技術，達到增加輸出但不會拉長操作週期，擁有四組準確且良好暫態響應之輸出。此重複使用順向導通開關時間的單電感多輸出電源轉換電路解決了傳統電路中順向導通開關時間的浪費。

## 8.2 未來展望

本論文實現了兩種不同的電源轉換電路。降壓型切換式電源轉換電路可以增加保護電路來使整體電源轉換電路更加完整，例如加入過電壓保護、過電流保護與溫度保護。具順向導通電荷汞控制技術之單電感多輸出升壓型直流轉直流轉換電路可以增加對電荷汞輸出的回授控制，增加電荷汞回授控制可以讓此二輸出擁有更好的準確度，並且可以控制其輸出電壓，達到更理想的電源轉換電路。

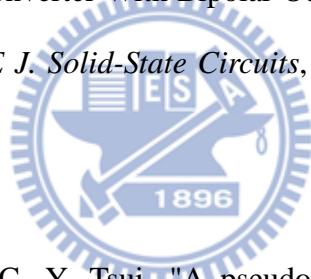


## 參考文獻

[1] “TPS65120: Single-Inductor Quadruple-Output TFT LCD Power Supply,” 2004, Texas Instruments Incorporated.

[2] H.-P. Le, C.-S. Chae, K.-C. Lee, S.-W. Wang, G.-H. Cho, and G.-H. Cho, "A Single-Inductor Switching DC-DC Converter With Five Outputs and Ordered Power-Distributive Control," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.42, no.12, pp.2706-2714, Dec. 2007

[3] C.-S. Chae, H.-P. Le, K.-C. Lee, G.-H. Cho, and G.-H. Cho, "A Single-Inductor Step-Up DC-DC Switching Converter With Bipolar Outputs for Active Matrix OLED Mobile Display Panels," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.44, no.2, pp.509-524, Feb. 2009



[4] D. Ma, W. H. Ki, and C. Y. Tsui, "A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.38, no.6, pp. 1007- 1014, June 2003

[5] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics. Norwell, MA: Kluwer, 2001.

[6] C. F. Lee and P. K. T. Mok, “A Monolithic current-mode CMOS DC-DC converter with on-chip current-sensing technique,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 1, pp. 3–14, Jan. 2004.

[7] F. F. Ma, W. Z. Chen, and J. C. Wu, “A Monolithic Current-Mode Buck Converter With Advanced Control and Protection Circuits,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1836–1846, Sept. 2007.

[8] C. Y. Leung, P. K. T. Mok, and K. N. Leung, “A 1-V integrated current-mode boost converter in standard 3.3/5V CMOS technologies,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 11, pp. 2265–2274, Nov. 2005.

[9] J. Kim, H. Chu, and C. Kim, “Current-mode DC-DC buck converter with reliable hysteretic-mode control and dual modulator for fast dynamic voltage scaling,” in IEEE MWCAS, Aug. 2009, pp. 941 – 944.

[10] C. Y. Leung, P. K. T. Mok, K. N. Leung, and M. Chan, “An Integrated CMOS Current-Sensing Circuit for Low-Voltage Current-Mode Buck Regulator,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, vol. 52, No. 7, July 2005.

[11] H.P. Forghani-zadeh and G.A. Rincón-Mora, “Current-sensing techniques for DC-DC converters,” in Proc. 2002 MWSCAS, pp. 577-580.

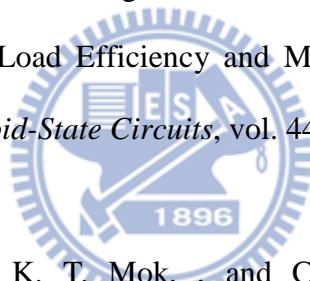
[12] C. F. Lee, “Design of Monolithic Current-Mode DC-DC Buck Converters with Internal Current Sensing,” Master Thesis, The Hong Kong University of Science and Technology, Hong Kong, China, August 2001.

[13] F. F. Ma, “Advanced Control and Protection Techniques for DC-DC Switched Mode Power Supply IC Design,” PhD Thesis, National Chiao Tung University, Taiwan, July 2007.

[14] M. K. Kazimierczuk, "Transfer function of current modulator in PWM converters with current-mode control", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Vol. 47, No. 9, pp.1407-1412, Sept. 2000.

[15] D. Ma, W.-H. Ki, C.-Y. Tsui, and P. K. T. Mok, "Single-Inductor Multiple-Output Switching Converters With Time-Multiplexing Control in Discontinuous Conduction Mode," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 89-100, Jan., 2003.

[16] M.-H. Huang and K.-H. Chen, "Single-Inductor Multi-Output (SIMO) DC-DC Converters With High Light-Load Efficiency and Minimized Cross-Regulation for Portable Devices," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 4, April 2009



[17] D. Ma, W. H. Ki, P. K. T. Mok, , and C. Y. Tsui; , "Single-inductor multiple-output switching converters with bipolar outputs," *IEEE ISCAS*, vol.3, no., pp.301-304 vol. 2, 6-9 May 2001

[18] X. Jing, P. K. T. Mok and M. C. Lee, "A Wide-Load-Range Single-Inductor-Dual-Output Boost Regulator with Minimized Cross-Regulation by Constant-Charge-Auto-Hopping (CCAH) Control," *IEEE CICC*, pp.299-302, 13-16 Sept. 2009

[19] C.-S. Chae, H.-P. Le, K.-C. Lee, et al., "A Single-Inductor Step-Up DC-DC Switching Converter with Bipolar Outputs for Active Matrix OLED Mobile Display Panels," *ISSCC Dig. Tech. Papers*, pp. 136–137, Feb., 2007.

[20] D. Ma, W.-H. Ki, and C.-Y. Tsui, “A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter with Freewheel Switching,” *ISSCC Dig. Tech. Papers*, pp. 390-391, Feb., 2002.

[21] D. Kwon, and G. A. Rincón-Mora, “Single-Inductor–Multiple-Output Switching DC–DC Converters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, vol. 56, No. 8, August 2009.

