

國立交通大學

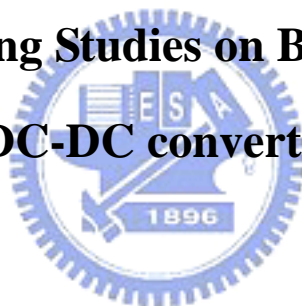
電機學院 電機與控制學程

碩士論文

用於電池電源的 DC-DC 轉換器動態調整研究

Dynamic Tuning Studies on Battery Powered

DC-DC converter



研究生：江 修

指導教授：董蘭榮 博士

中華民國九十七年七月

用於電池電源的 DC-DC 轉換器動態調整研究

Dynamic Tuning Studies on Battery Powered DC-DC converter

研 究 生：江修

Student：Jiang Xiu

指 導 教 授：董蘭榮

Advisor：Lan-Rong Dung

國立交通大學
電機學院 電機與控制學程
碩 士 論 文



Submitted to College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Science
in
Electrical and Control Engineering
July 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年七月

用於電池電源的 DC-DC 轉換器動態調整研究

學生：江修

指導教授：董蘭榮 博士

國立交通大學 電機學院 電機與控制學程碩士班

摘 要

行動裝置的電池電量耗盡之際電壓會急劇下降，此時內部 DC-DC 電源轉換器若能正常工作，則可延長裝置使用時間。額外爭取到的使用時間可供系統進行緊急處置，如存檔備份等，然而這需要 DC-DC 轉換器有較低的輸入電壓範圍。

由於 DC-DC 轉換器的小信號轉移函數會隨著電池輸入電壓降低而改變；因此設計轉換器的補償器時，則需考慮以最差狀況之轉移曲線為對象來進行補償設計。又傳統上補償器採固定極零點方式，因此 DC-DC 轉換器運作在電池額定電壓附近時，其響應自然不是最理想。不幸的是，在百分之七八十的電池工作時間內，其輸出電壓都分佈在電池額定電壓附近。

因此固定極零點式補償器若以電池額定電壓所對應之轉換器轉移曲線來進行補償設計，則大部份工作時間內可擁有高的頻寬及較大之低頻增益。然而電池電壓大幅下降之際，由於特性曲線偏移可能導致不穩定，或是鏈波擴大，特別是 Boost 電路。

若能動態調整依上述原則所設計的 DC-DC 轉換器，使其輸入電壓較低時，依然能維持一定品質電源輸出，便可在電池低電壓時有效爭取額外時間進行緊急處置；另一方面，電池電壓正常輸出時，DC-DC 轉換器可擁有較好的響應。

本論文將著重於研究分析使用於行動裝置的 DC-DC 轉換器之低電壓動態參數調整，特別是 Boost 電路；以期在更低輸入電壓的範圍下，維持一定品質電源輸出，並且有效爭取電池使用時間。

Dynamic Tuning Studies on Battery Powered DC-DC converter

Student : Jiang Xiu

Advisor : Lan-Rong Dung

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

When battery service life of mobile device will run out, battery output voltage will drop immediately. At this moment, if DC-DC converter still works, device gains an external service life and has a short time to do emergency handling, such as to backup files. This needs a lower input voltage range of DC-DC converter.

Small signal transfer functions of DC-DC converters varies when battery input voltage is dropping. In this case, a fixed pole-zero compensator design should consider the worst-case of transfer function. For this reason, DC-DC converters will not work in best condition at battery rated output voltage. Unfortunately, output voltage of battery distributes around battery rated output voltage during 70~80% of battery life.

A compensator is designed for a transfer function of rated battery voltage, it will have a higher bandwidth and DC-gain. But this kind of converter, especially for boost circuit would be unstable if the battery voltage drops lower.

If DC-DC converter could dynamically adjust parameters of compensator, we could gain a little to emergency handling when battery voltage is low. On the other hand, DC-DC converter has a good output performance when in battery rated output voltage.

This paper will focus on the dynamic tuning analyses of DC-DC converter when input voltage is lower, especially for boost circuit.

誌 謝

本論文承蒙恩師董蘭榮博士悉心指導和鼓勵，始能順利完成。在學期間老師於學術上的指導，與生活態度和待人處事之諄諄教誨，使學生受益匪淺，在此獻上最誠摯的感謝與敬意。

除了感謝指導教授外，還要感謝口試委員廖德誠教授、陳鴻祺教授、陳國任博士提供的寶貴意見，使本論文更充實與完備。

研究過程中非常感謝實驗室學長，林士人同學及葉展嘉同學在研究期間的幫忙與指導，使我在實驗及觀念上有長足的進步，在此也敬上十二萬分的敬意。

最後，僅以此論文獻給我的家人，感謝他們對我在這段求學期間的全力支持與鼓勵，使我無後顧之憂順利完成學業。



目 錄

中文摘要.....	ii
英文摘要.....	iii
誌謝.....	iv
目錄	v
表目錄	vii
圖目錄	viii
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機與目的.....	1
1.2 論文摘要.....	5
第二章 降低 DC-DC 轉換器輸入電壓延長使用時間.....	7
2.1 降低 DC-DC 轉換器輸入電壓延長使用時間.....	8
2.2 常用電池放電曲線.....	10
2.2.1 放電曲線.....	12
2.2.2 瞬間負載對電池電壓的影響.....	13
第三章 輸入電壓降低對傳統 DC-DC 轉換器的不良影響.....	15
3.1 DC-DC 轉換器.....	16
3.2 DC-DC 轉換器開路小信號模型.....	18
3.3 小信號轉移模型與輸入電壓關係.....	20
3.3.1 小信號轉移模型參數.....	21
3.3.2 control-to-output 轉移曲線與輸入電壓關係.....	23
3.4 輸入電壓降低對固定極零點補償器的不良影響.....	26

第四章 DC-DC 電源轉換器動態補償.....	29
4.1 動態補償 DC-DC 轉換器簡介.....	30
4.2 Type III 動態補償器.....	32
4.2.1 Type III 補償器電阻電容與極零點關係.....	32
4.2.2 Type III 補償器動態補償策略.....	34
4.2.3 Type III 動態補償器電路.....	37
4.3 Type I、II 動態補償器.....	42
第五章 Boost 電路的傳統與動態補償模擬與分析.....	45
5.1 模擬電路與規格.....	46
5.2 開路直流模擬.....	48
5.3 輸出電壓小信號分析.....	50
5.4 傳統固定極零點式補償器實驗.....	54
5.5 動態補償實驗.....	59
5.5.1 第一種動態補償分析與電路設計.....	59
5.5.2 第二種動態補償分析與電路設計.....	62
5.6 使用動態補償與傳統補償的分析與比較.....	67
第六章 結論.....	71
附錄一 DC-DC 轉換器電路直流模型.....	74
(A) Buck 電路直流模型.....	74
(B) Boost 電路直流模型.....	76
(C) Buck-Boost 電路直流模型.....	78
參考文獻.....	80
自 傳.....	84

表目錄

表 1 各式鋰電池比較表.....	11
-------------------	----



圖目錄

圖 1 典型電池放電曲線.....	2
圖 2 固定負載電池放電曲線.....	8
圖 3 裝置最低工作電壓與操作時間關係圖.....	9
圖 4 鋰電池結構及原理.....	10
圖 5 鹼性電池剖面圖.....	12
圖 6 鹼性電池電壓輸出曲線.....	12
圖 7 鋰電池電壓輸出曲線.....	13
圖 8 電池瞬間負載放電曲線.....	14
圖 9 DC-DC 轉換器基本架構.....	16
圖 10 DC-DC 轉換器方塊圖.....	17
圖 11 Boost 電路等效小信號電路示意圖.....	18
圖 12 Boost 電路等效小信號流程圖.....	19
圖 13 Boost 電路簡化小信號流程圖.....	19
圖 14 DC-DC 轉換器小信號轉移模型.....	20
圖 15 G_{vd} 增益/相位圖與輸入電壓關係.....	24
圖 16 Buck 電路之補償說明.....	27
圖 17 Boost/Buck-boost 電路之補償說明.....	28
圖 18 動態補償 DC-DC 轉換器方塊圖.....	30
圖 19 動態補償器.....	31
圖 20 Type III 補償器.....	32
圖 21 Type III 補償器波德圖.....	32
圖 22 對應電池額定電壓的的 G_{vd} 及 G_c 增益/相位圖.....	34
圖 23 $V=V_{g1}$ 及 V_{g2} 時的 G_{vd} 及 G_c 增益/相位圖.....	35
圖 24 電池電壓下降時 G_{vd} 及動態補償器 G_c 的增益/相位圖.....	36
圖 25 Type III 動態補償器.....	38


圖 26 變容器及特性曲線圖.....	39
圖 27 加入變容器的 Type III 補償器.....	39
圖 28 CMOS 變容器.....	40
圖 29 加入 MOSFET 的動態補償器	41
圖 30 Type II 補償器及其波德圖.....	42
圖 31 Type II 動態補償器波德圖.....	43
圖 32 Type I 補償器及其波德圖.....	43
圖 33 Type I 動態補償器及其波德圖.....	44
圖 34 本章所使用的 boost 電路.....	46
圖 35 開路直流模擬.....	49
圖 36 輸入 3.0V 時開路直流模擬波形.....	49
圖 37 Boost 電路示意圖.....	50
圖 38 Boost 電路大信號流程圖.....	50
圖 39 boost 小信號流程圖 A.....	51
圖 40 boost 小信號流程圖 B.....	51
圖 41 未補償前的迴路增益及相位.....	53
圖 42 對應輸入電壓 3V 時的 TypeIII 補償器.....	54
圖 43 對應輸入電壓 3V 時 $T_c/T_u/G_c$ 增益及相位.....	55
圖 44 對應輸入電壓 3V 時 T_{close} 增益及相位.....	55
圖 45 對應輸入電壓 3V 時的 GM 及 PM.....	56
圖 46 輸入電壓 3V 時輸出波形.....	56
圖 47 輸入電壓 1.8V 時輸出波形.....	56
圖 48 對應輸入電壓 1.8V 時 $T_c/T_u/G_c$ 增益及相位.....	57
圖 49 對應輸入電壓 1.8V 時的 GM 及 PM.....	57
圖 50 輸入電壓 1.8V 時輸出波形.....	58
圖 51 輸入電壓 1.8V 時輸出波形--微觀.....	58
圖 52 第一種動態補償示意.....	60

圖 53 輸入電壓下降時第一種動態補償增益及相位.....	60
圖 54 輸入電壓 1.8V 時第一種動態補償輸出結果.....	61
圖 55 第一種 Type III 補償器需要調整的電阻電容.....	62
圖 56 第二種動態補償.....	63
圖 57 輸入電壓 1.8V 時第二種動態補償輸出結果.....	63
圖 58 第二種 Type III 補償器需要調整的電阻電容.....	64
圖 59 加入變容器的 Type III 補償器 A.....	65
圖 60 加入變容器的 Type III 補償器 B.....	65
圖 61 加入 MOSFET 的動態補償器.....	66
圖 62 動態補償器與傳統補償器的相位比較.....	67
圖 63 電壓下降對固定極零式補償器影響.....	69
圖 64 電壓下降對動態補償器影響.....	69
圖 A-1 Buck 降壓型 DC-DC 轉換器示意圖.....	74
圖 A-2 Buck 工作原理.....	74
圖 A-3 buck 電路電感電流對時間關係.....	75
圖 A-4 Buck 電路任務比 D 與輸出電壓比 M 的關係圖.....	76
圖 A-5 Boost 昇壓型 DC-DC 轉換器示意圖.....	76
圖 A-6 Boost 工作原理.....	77
圖 A-7 Boost 電路電感電流對時間關係.....	77
圖 A-8 理想 Boost 電路 Duty ratio 與 M 的關係圖.....	78
圖 A-9 Buck-Boost 昇壓型 DC-DC 轉換器示意圖.....	78
圖 A-10 Buck-Boost 工作原理.....	78
圖 A-11 Buck-Boost 電路電感電流對時間關係.....	79
圖 A-12 理想 Buck-Boost 電路 D 與 M 的關係圖.....	79

第一章

緒論

1.1 研究動機與目的



隨著製程與微理機技術的進步，愈來愈多的電子產品已可以設計成輕薄短小、功能眾多並且可以隨身攜帶的裝置。典型代表如手機、數位相機、筆記型電腦等。舉例說新近流行的手機結合了電話與 PDA 電腦，搭載了如液晶觸控螢幕、音效、影像及網路等眾多功能。隨著這一類產品的成功銷售，透露了市場的某一主流訊息，即對於這類產品，消費者所希望是不僅要輕薄短小、操作方便、功能眾多超值，另外也需有更長的電池使用時間，避免因電池續航力不足而需反覆充電。

較長的電池使用時間是消費者所欲期待的，然而長效使用時間為電源設計工程師帶來了困難的局面。這是由於電子裝置配備了許多耗電量極大的裝置，無形間增加了體積重量；另外一方面，又要求外觀小巧輕薄，因此很自然地擠壓了電池的空間，再也很難放上一顆較大容量的電池。

延長行動裝置使用時間有許多種方法，分析大多數的行動裝置，可視為由電池、DC-DC 電源轉換器及負載所構成。因此延長使用時間在傳統上可分成以電池、DC-DC 電源轉換器或負載為中心進行討論。

首先在電池方面可藉由改善電池製程來提高電池的容量與體積比，即單位體積所含有電量。如鋰二次電池製程可以取代 NiMnH 電池[1][2][3][24]；又如利用電池恢復效應，可以多增加一些電池容量[23][34][35]；在 DC-DC 電源轉換器方面，可以著重於改善轉換器效率，如提高切換頻率並使用適用於高頻操作的低鐵損電感或變壓器[15]；使用零電壓切換(zero voltage switching, ZVS)或零電流切換開關(zero current switching, ZCS)[4][15][16][17]可減少切換過程中的能量損失；使用低導通電阻的 MOSFET 開關也可以減少切換損失[15][16][17]；在負載方面，可以減少負載消耗電力，如降低處理機操作頻率，關閉不必要負載等方式。

然而延長裝置使用時間也可經由降低 DC-DC 轉換器最低輸入操作電壓著手。

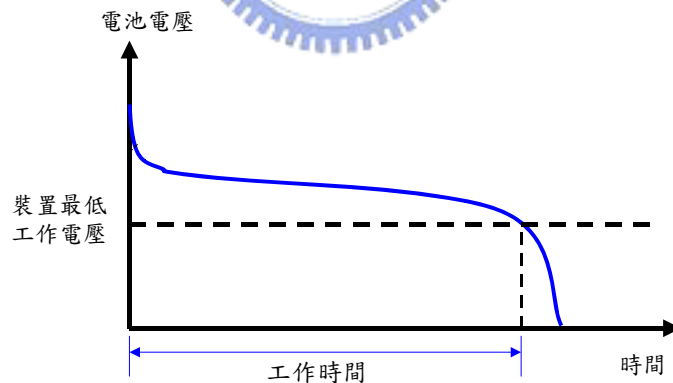


圖 1 典型電池放電曲線

首先觀察電池放電曲線（圖 1）。常見的可攜式裝置所使用的電池有一次性使用的乾電池，如碳鋅電池及鹼性電池；另外有多次性充電循環使用的充電電池，如鋰電池、鎳鎘電池、鎳氫電池等。不管乾電池或充電電池，觀察其放電曲線，可以發現在大部份時間內其電池電壓都能維持在電池額定輸出電壓附近內或略微下降，只有在電

池電量不足時(一般而言，低於電池總蓄電量的 20%)，其輸出電壓便會開始大幅下降，直到電量耗盡。雖然低電量時電池輸出電壓下降幅度大增，電池內部依然存在一定之電位儲存能，很顯然此時電源轉換器若能工作，則可以享有更長的工作時間，電池所儲存電量也可以用的更乾淨而不浪費。許多可攜式資訊產品內部都有 DC-DC 轉換器以提供內部穩定的操作電源，對於此類產品只要能降低 DC-DC 轉換器最低操作電壓，便能延長工作時間。

現行 DC-DC 電源轉換器設計技術可以設計出一個在電池額定電壓附近或在低電壓時也能正常工作的 DC-DC 轉換器[15][19][20]，但其表現並不理想；這是由於 DC-DC 電源轉換器的小信號轉移函數 (small signal transfer function) 會隨著輸入電壓降低而改變[17]，又傳統補償器都是採固定極零點形式；因此設計補償器時，必需考慮補償器能應付輸入電壓從高到低所有可能的 DC-DC 轉換器的小信號轉移函數，即補償器必需針對最差的開路 DC-DC 轉換器轉移曲線 (worst case transfer function) 進行補償設計。

可惜的是，最差狀況通常發生在最低輸入電壓時。當這個以最低輸入電壓所設計的補償器，運作在電池額定電壓附近時，自然不是很理想，特別是 boost 電路。不幸的是，電池工作時間的百分之七八十，其輸出電壓都分佈在電池額定電壓附近。

本文的目的為提出一依電池輸入電壓進行動態調整的 DC-DC 轉換器。該 DC-DC 轉換器的補償器改良自 Type I、II 或 III 補償器，加入了廉價變容器 (varactor)、MOSFET 使成為可依輸入電壓而自動調整極零點的動態補償器。它可以使 DC-DC 轉換器在電池低電壓時穩定工作，有效降低了 DC-DC 轉換器最低操作電壓並延長裝置使用時間。

本文將著重於研究分析上述的 DC-DC 轉換器之動態調整，特別是 boost 電路，以期電池在正常輸出電壓時，有良好的響應表現，另一方面，當電池在低電壓或由大負載所造成電池電壓下降時，經由動

態調整，亦能維持一定品質電源輸出，增加裝置使用時間。

雖然降低 DC-DC 轉換器的最低工作電壓所能爭取的額外使用時間並不多，但對許多行動化資訊產品而言，這段時間可提供如告知使用者存檔、低電壓警示、自動休眠、自動存檔、降低耗電等電池低電壓緊急處置。另外一方面，降低 DC-DC 轉換器的最低工作電壓也可提高對瞬間大負載的免疫力。



1.2 論文摘要

此節中針對整個論文架構做個概略性的介紹。

第一章 緒論

提出論文主題、研究動機與想要解決的問題及其主要應用所在。

第二章 降低 DC-DC 轉換器輸入電壓延長使用時間

本章首先介紹了降低 DC-DC 轉換器輸入電壓可以延長裝置使用時間。之後介紹 DC-DC 電源轉換器的電池電源及其放電曲線，並依此訂定 DC-DC 轉換器輸入電壓上下限。另外決定輸入電壓上下限時，也需考慮電池的負載效應，避免裝置因電池電壓遽降而導致工作停止。

第三章 輸入電壓降低對傳統 DC-DC 轉換器的不良影響

本章將探討輸入電壓降低對使用固定極零點補償器的傳統 DC-DC 轉換器的不良影響。首先說明設計 Buck, Boost 及 Buck-Boost 電路的補償器時，可將這些電路的開路小信號轉移函數近似為 control-to-output 函數 G_{vd} 。其次將推導 control-to-output 函數與輸入電壓的關係式，並說明輸入電壓下降後對轉移曲線的直流增益、極點、零點及共振峰值的影響。最後一部份，將綜合性探討輸入電壓降低後對傳統 DC-DC 轉換器的不良影響。

第四章 DC-DC 電源轉換器動態補償

為了改善使用傳統 DC-DC 轉換器缺點，在這一章會介紹本文提出的一種動態補償器。在此章會介紹 DC-DC 轉換器動態補償架構及動態補償器的設計。

第五章 Boost 電路補償分析、模擬與動態補償

本章節將以 Boost 電路為例進行不同補償器進行模擬分析，並提出是否需進行動態補償及其對策為何。最後會就動態補償與傳統補償進行分析與比較。

第六章 結論



第二章

降低 DC-DC 轉換器輸入電壓 延長使用時間

由於輸入電壓下降會影響 DC-DC 電源轉換器轉移曲線，因此在進一步討論電池電壓下降對 DC-DC 轉換器轉移曲線的影響前，本章將先介紹 DC-DC 電源轉換器的輸入環境——電池。

2.1 節中介紹降低 DC-DC 轉換器輸入電壓可以延長裝置使用時間。另外也介紹一些常用電池及其放電曲線，可提供作為 DC-DC 轉換器電壓輸入規格之設計依據。2.2 節中介紹電池瞬間負載效應，它會使電池電壓瞬間下降，進而可能造成裝置停機，使殘存電量無法利用。

因此在訂定 DC-DC 轉換器輸入電壓上下限之前，首先應參考電池廠商提供的電池放電曲線。另外也要考慮最大負載所造成的電池電壓下降，避免裝置因電壓瞬間下降而停機，而使部份電池電量無法被有效利用。

2.1 降低 DC-DC 轉換器輸入電壓延長使用時間

行動裝置元件使用時間直接受到電池電壓影響，明顯的當電池輸入電壓降低至 DC-DC 轉換器輸入電壓下限，行動裝置元件自然停止運作。因此若將 DC-DC 轉換器輸入電壓下限設計的愈低，則能將電池所儲存的能量儘可能用完。降低最低工作電壓可在電池總儲存能不變的前提下，提高電池總電量可利用的比率。

舉例說，若某裝置是以兩顆三號電池(3V)作為電源，顯而易見，裝置的最低工作電壓較小者，可擁有較長的工作時間，如最低工作電壓 1.8V 的裝置會比 2.0V 的用的較久。

在訂定 DC-DC 轉換器輸入電壓下限之前，首先應參考電池廠商提供的電池放電曲線。

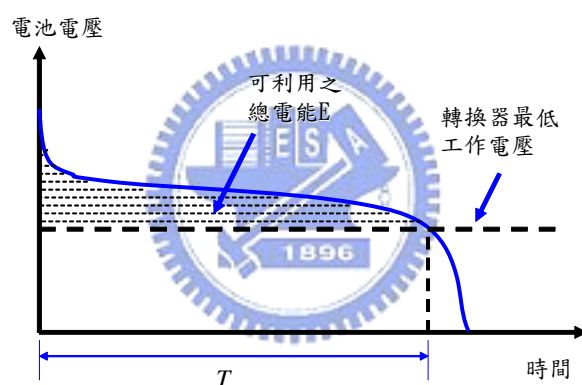


圖 2 固定負載電池放電曲線

典型電池的固定負載放電曲線如圖 2 所示，此圖所指的電池電壓是指 DC-DC 轉換器所看見的電壓，需注意的是不同負載時有不同放電曲線及放電時間。

查看放電曲線的目的是為了決定 DC-DC 轉換器輸入電壓上下限。一般而言轉換器輸入電壓的上限略高於或等於未放電前的初始電壓，下限則由最大負載時的放電曲線決定，下限值愈低則裝置用的愈久。需注意的是，下限值不可低於廠商所提供放電曲線的放電終點電壓，如鋰電池通常不可放電至 0 V。

從放電曲線可以大約看出所能爭取到的延長工作時間，參考圖

3。此段工作時間的長短，視不同類別的電池而有所不同。這段爭取到的延長工作時間可以提供裝置作為緊急處理使用，如筆記型電腦、PDA 或智慧型手機等裝置。在電池電壓急速下滑之際，這些裝置可在此時先降低一些負載輸出功率，並自動或提醒使用者進行重要資料或參數儲存，以防止資料或參數流失，造成不當關機。

各種不同電池有不同的放電曲線，下一小節將介紹常用電池的放電曲線。

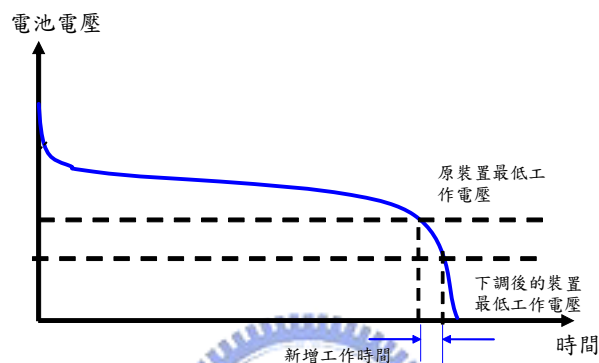


圖 3 裝置最低工作電壓與操作時間關係圖

2.2 常用電池放電曲線

目前提升電池性能的主要手段是以改進電化學製程來達成。新型電池不僅要安全可靠，製作成本低，另外一方面要避免使用會污染環境的物質，以維護人類所賴以生存的地球。一般而言，在相同電池重量下，電池可利用之儲存總電能愈高者愈好，即單位重量下的能量密度(wh/kg) 愈高者愈好。如以乾電池而言，過去所使用之錳鋅電池現在可由鹼性電池取代，在相同的重量下鹼性電池比起錳鋅電池有較大容量；鎳鎘(Ni-Cd)或鎳錳氫(Ni-MH)充電電池，現在可用鋰電池或鋰二次電池取代，容量較大又無記憶效應，壽命較長。在介紹放電曲線前將先簡介這些電池[24]。

鋰二次電池電池(圖 4) [23][24]，主要是以正極鋰合金氧化物、液體有機電解液和負極碳材組成，此外在正負極之間以隔離膜將正負極隔開以避免短路，而液體有機電解液則含在多孔隙的塑膠隔離膜中，負責離子電荷的傳導工作。鋰電池具有能量密度高、操作電壓高、使用溫度範圍大、無記憶效應、壽命長等優點，但單價較高。最新的數位相機多配備鋰電池，沒有記憶效應，開啟閃光燈與彩色液晶顯示器較快，使用上比鎳氫電池要有效率。表 1 為各式鋰電池比較表。

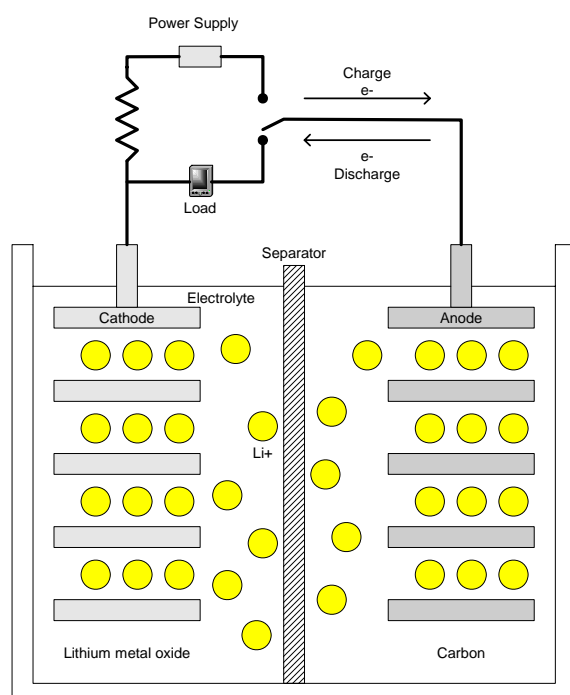


圖 4 鋰電池結構及原理[23]

電池種類	性能	技術優點	目前技術瓶頸	潛在替代產品
LiNiO ₂	1800mAh 135Wh/kg 400Wh/L	*成本較 LiCoO ₂ 低 *具 3.6V 工作電壓,高 能量密度,使用壽命 較 NiMH 優	*合成較複雜 *怕過充放電 *長期儲藏容量衰退	LiMn ₂ O ₄
LiCoO ₂	1650mAh 130Wh/kg 385Wh/L	*材料穩定 *具 3.7V 工作電壓,高 能量密度,使用壽命 較 NiMH 優	*需保護電路造成 電池組的容量降 低 *怕過充放電 *長期儲藏容量衰退	LiMn ₂ O ₄ LiNiO ₂
LiMn ₂ O ₄	1100mAh 116Wh/kg 280Wh/L	*成本最低 *具 3.8V 工作電壓,高 能量密度,使用壽命 較 NiMH 優 *不需斷電裝置或 PTC	*容量偏低 *高溫壽命不理想	高分子電池

表 1 各式鋰電池比較表[23]

鎳鎘電池是最具代表性的鹼性二次電池，被廣泛的應用在大型工業用電池與小型密閉式電池的市場。其特點在於成本低、適用溫度範圍廣、充電時間短（僅需半小時到一小時即可），但卻有記憶效應，是最為嚴重的缺點[24]。

鎳氫電亦為二次電池的一種。與鎳鎘電池相比時，鎳氫電池的循環使用壽命較長、充電時間短、記憶效應較不明顯。若與鋰電池相較，仍有記憶效應問題，且能量密度較低，不過產品單價與生產線之建置費用皆低於鋰電池。

過去商業化的可充電電池，常用的為鎳鎘電池，但因鎘會造成環境污染，而逐漸為鎳氫電池所取代；而具高能量密度、高輸出功率、可快速充電，以及無污染特性的二次鋰離子電池，則成為目前的主流

產品。

攜帶型裝置除了使用充電電池之外，也可設計成使用乾電池。鹼性電池、碳鋅電池等因為便宜、免充電、規格統一及方便取得的特性，早已被大量應用在日常生活中。下圖為一鹼性電池剖面圖(東芝公司 LR6G 電池)。

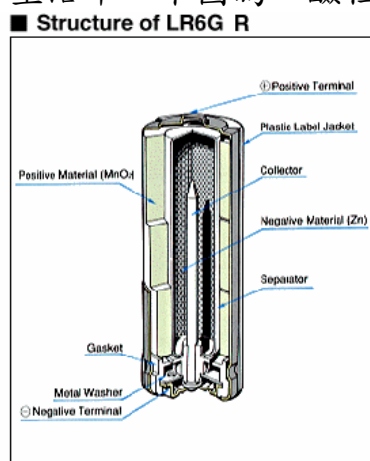


圖 5 鹼性電池剖面圖

(資料來源：www.toshiba.battery)

2.2.1 放電曲線

電池生產廠商會針對所生產的電池提供放電曲線，典型的放電方式有定電阻放電法及定電流放電法，在此介紹鹼性及鋰電池放電曲線。

圖 6 是兩種型號的鹼性電池放電曲線，放電電阻為 2 歐姆。橫軸是電池續航時間，縱軸是輸出電壓。本圖是東芝公司所出品之鹼性電池(LR6 及 R6PU)，其額定電壓為 1.5V。注意，原廠曲線只放電到 0.8V，低於 0.8V 以後曲線並未測試，也不予保證是否還有殘存電量。因此當設計 DC-DC 轉換器時可視該電池電壓有效工作區間為 0.8V 至 1.5V。

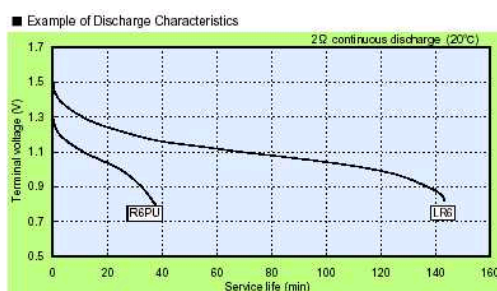


圖 6 鹼性電池電壓輸出曲線(資料來源：www.toshiba.battery)

圖 7 是東芝公司鋰二次電池放電曲線。如圖可知電池額定電壓為 3.6V。該電池大約從 3.6V 放電到 3.2V 時，電池電力就耗盡大半，過了 3.2V 之後電壓便急速下降至 2.0V(原廠測試終點)。相較於鹼性電池或碳鋅電池，其輸出電壓範圍大部份落在 3.2V 至 3.6V 之間，較為接近理想電池。由於原廠放電曲線是由 3.6V 測至 2.0V，所以若要試圖用盡該電池儲存能量，則 DC-DC 轉換器輸入電壓範圍應為 2V 至 3.6V。

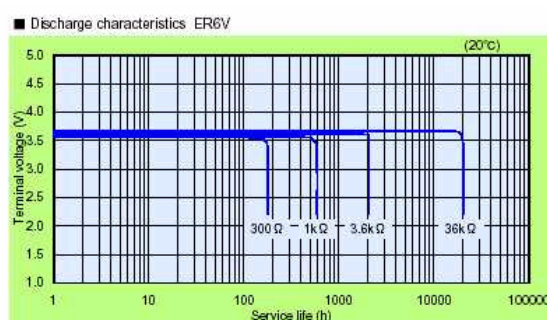


圖 7 鋰電池電壓輸出曲線

(資料來源：www.toshiba.battery)

在 2.1 節及 2.2.1 節介紹了由放電曲線決定 DC-DC 轉換器的輸入電壓範圍。然而一般放電曲線都是使用固定負載測試得出，實際應用上電池的負載電流並不會為一定值，特別是當有瞬間大電流輸出時，電流會通過電池內電阻，造成額外電壓差，使得 DC-DC 轉換器輸入電壓瞬間降低，造成轉換器不穩定進而裝置停機。因此在決定 DC-DC 轉換器的輸入電壓範圍時，應將最大負載電流所造成的電壓差納入考量，並修正 DC-DC 轉換器的最低輸入電壓。

2.2.2 瞬間負載對電池電壓的影響

圖 8 是東芝鋰電池瞬間負載放電曲線圖。橫軸是電池續航時間，縱軸是輸出電壓。在本實驗中，分別施以 100 mΩ、250 mΩ 及 400 m

Ω 三個不同大小的間歇性瞬間負載。圖中 Cut off 電壓是 DC-DC 轉換器輸入電壓下限。

由於電池內部存在一定的內電阻，當負載電流愈大時會造成實際電池輸出電壓更小；在本實驗中，在電池可工作時間的前半段，DC-DC 轉換器對於 $400\text{ m}\Omega$ 負載所造成電池電壓下降尚能容忍；大約在電池可工作時間的一半段之處， $400\text{ m}\Omega$ 瞬間負載便會使電池電壓低於 DC-DC 轉換器最低工作電壓，造成 DC-DC 轉換器工作不正常，進而裝置當機或斷電。然而此時電池尚有約百分之 50 的續航力。

即使裝置重新運轉，只要有瞬間負載壓降發生，隨時都會再度停止運轉。因此觀察放電曲線時需考慮瞬間大負載所造成的電壓瞬降，並適度調整 DC-DC 轉換器輸入電壓範圍下限，使其可容忍較大的瞬間大負載壓降，進而充份利用電池續航力，避免電池電量浪費。

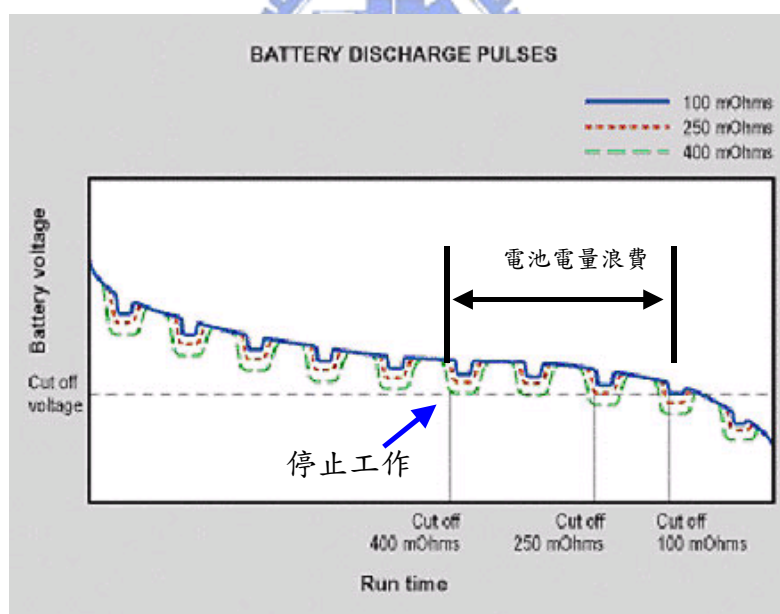


圖 8 電池瞬間負載放電曲線

(資料來源：www.batteryuniversity.com)

第三章

輸入電壓降低對傳統 DC-DC 轉換器的不良影響

第二章著重介紹降低 DC-DC 轉換器輸入電壓可以延長裝置使用時間、提高瞬間大負載的耐受性及如何決定 DC-DC 轉換器輸入電壓範圍。本章將探討輸入電壓降低對使用固定極零點的傳統 DC-DC 轉換器的不良影響。

為了方便討論，3.1 節限制了本文所探討的 DC-DC 轉換器為行動裝置最常見的 Buck，Boost 及 Buck-Boost 轉換器，並介紹這些轉換器的基本架構。3.2 節為三種轉換器的開路小信號模型，並且說明 DC-DC 轉換器補償器所要補償的對象可近似為 control-to-output 函數 G_{vd} 。

3.3 節探討小信號轉移模型與輸入電壓關係。首先在 3.3.1 節引入小信號轉移模型參數；在 3.3.2 節推導 control-to-output 函數與輸入電壓關係式，並說明輸入電壓下降後對轉移曲線的直流增益、極點、零點及共振峰值的影響。3.4 節探討輸入電壓降低對使用固定極零點補償器的傳統 DC-DC 轉換器的不良影響。

3.1 DC-DC 轉換器

以電池為動力來源的小功率可攜式裝置，其內部常見的電源供應器有三種，分別是 Buck 降壓型，Boost 昇壓型及 Buck-Boost 昇降壓型，圖 9 是此三種 DC-DC 轉換器示意圖。注意在圖 9 中並未畫出迴授部份電路，僅以 $d(t)$ 來表示迴授控制所產生開關切換訊號 $d(t)$ 。

此三種 DC-DC 轉換器其工作基本原理可分為二階段。第一階段開關指向節點 1，使電池電源 V_g 對電感 L 儲存能量；第二階段開關指向節點 2，電感 L 便會對負載 R 及輸出電容 C 注入電流，使負載 R 電壓上昇。當開關切換訊號 $d(t)$ 不斷在節點 1 與節點 2 進行切換控制時，便可使負載 R 電壓上昇或下降。若 $d(t)$ 訊號由負迴授機制所產生，則負載 R 電壓便可得到穩定控制，圖 10 是加入了迴授的 DC-DC 轉換器架構。

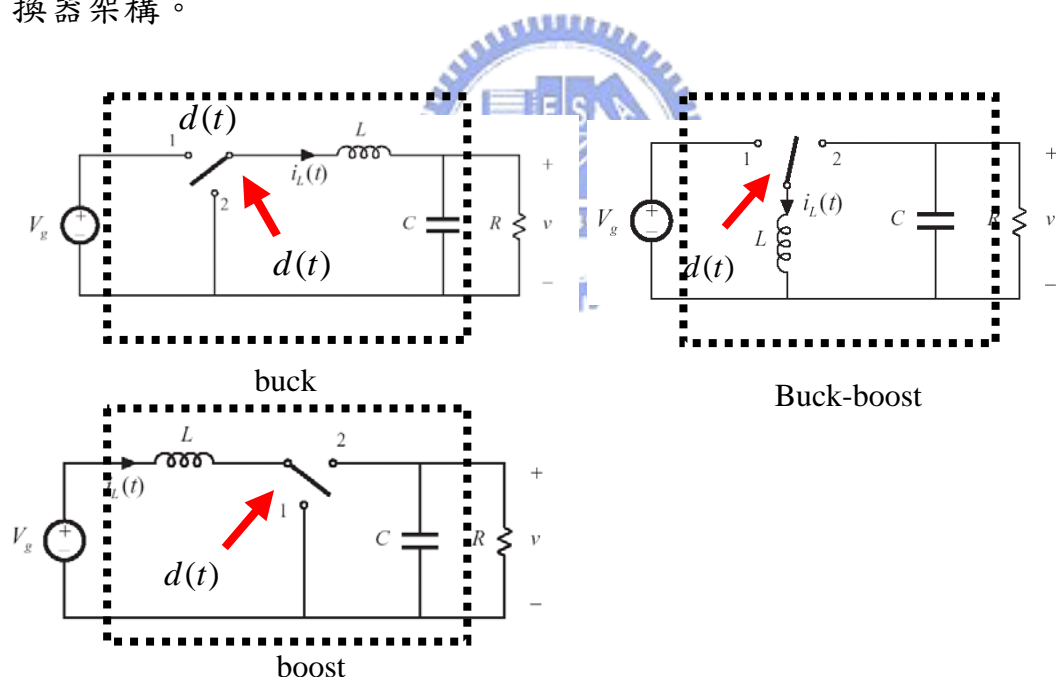


圖 9 DC-DC 轉換器基本架構[17]

圖 10 為含有迴授控制的 Boost DC-DC 轉換器基本架構。在圖 10 中，若將虛線方塊換成 buck 或 buck-boost 型電路則成為含迴授的 buck 或 buck-boost 型轉換器電路架構。不同於圖 9，圖 10 中加入了功率電晶體(power MOSFET)來實現開關切換控制，因此這時的 $d(t)$

是指控制功率電晶體開與關的脈波寬度調變訊號(PWM)；另外圖 10 也加入了二極體來限制電感電流的方向，其它如 V_g 是代表電池電壓， V 是輸出電壓， R 為負載電阻。

負載 R 電壓的升降機制前面已說明，在此說明負迴授機制及 $d(t)$ 的產生。

首先誤差訊號 V_e 採負迴授機制，所以 V_e 等於 $V_H - V_{ref}$ 。這其中 V_H 是輸出電壓 V 的取樣訊號， V_{ref} 是參考電壓。誤差訊號 V_e 之後進入補償器，補償器此時可將誤差訊號積分並放大產生一穩定電壓 V_c 。 V_c 下一步進入 PWM 產生器，在此將與一個固定頻率的三角波進行比較後來產生 PWM 控制訊號 $d(t)$ ；即當三角波電壓高於 V_c ，則 $d(t)$ 為 High，反之三角波電壓低於 V_c ，則 $d(t)$ 為 Low。

$d(t)$ 產生之後，便可控制 MOSFET 電晶體進行開關控制。若開關 on 時稱 duty on，開關 off 時稱 duty off，則在 duty on 時 V_g 可對電感儲存磁能；duty off 時，藉由二極體整流，可對輸出電容及負載注入能量，使輸出電壓 V 上昇。由於採用負迴授，所以 duty on/off 的比例可自動調整，從而使輸出電壓 V 穩定控制輸出。

另外為了使負迴授穩定(stable)且有較好之響應(response)，通常在迴授電路上加入的補償器有相位領位(phase lead)，相位落後(phase lag)，相位領先-落後(lead-lag)，Type I、II、III 型等補償器(參考第四章)；然而在工業應用上還是以 Type I、II 及 III 型為多。

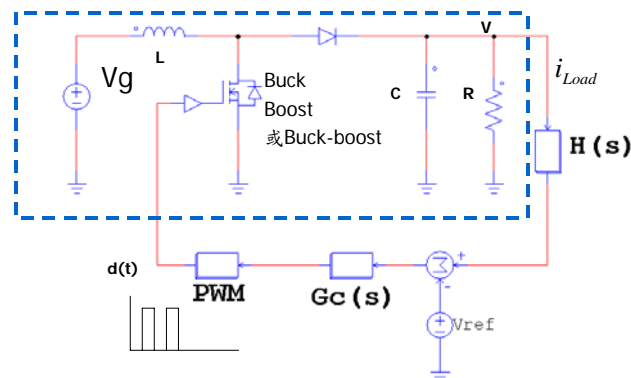


圖 10 DC-DC 轉換器方塊圖

3.2 DC-DC 轉換器開路小信號模型

設計 DC-DC 轉換器的補償器時，所要補償的對象是 DC-DC 轉換器的開路小信號轉移函數。而開路小信號轉移函數又可簡化為 DC-DC 轉換器的 control-to-output 轉移函數 G_{vd} [17]。為了說明這項結果，首先將圖 10 的 boost 電路取小信號電路，並將圖 10 方塊部份代入 boost 電路小信號模型[17]，可得圖 11 的小信號等效電路。

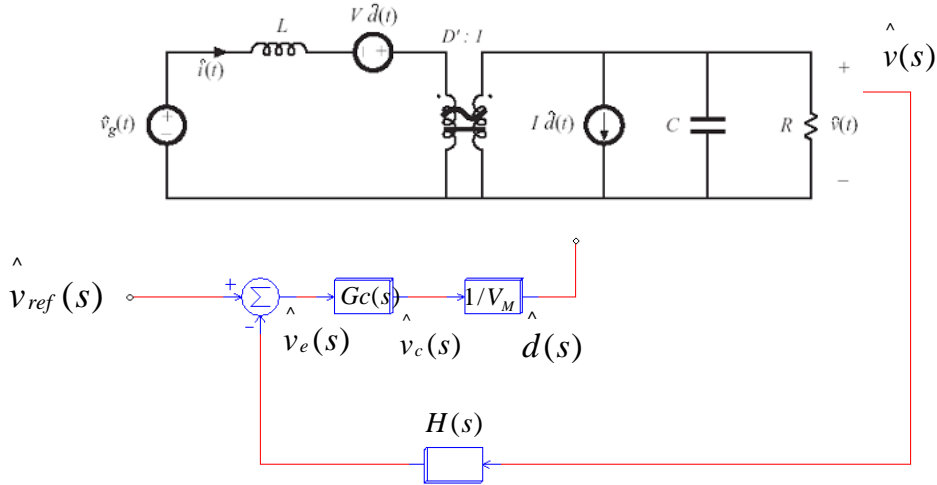


圖 11 Boost 電路等效小信號電路示意圖

參考文獻[17]，圖 11 的小信號等效電路 $\hat{v}(s)$, $\hat{d}(s)$, $\hat{i}_{Load}(s)$ 及 $\hat{v}_g(s)$ 可用以下關係式表示

$$\hat{v}(s) = \hat{d}(s)G_{vd}(s) + \hat{v}_g(s)G_{vg}(s) - \hat{i}_{Load}(s)Z_{out} \quad (3-1)$$

其中 G_{vd} 是 control-to-output 轉移函數，定義為在負載電流變化為零且輸入電壓變化為零的狀況下，取輸出電壓變化與 $d(t)$ 變化的轉移函數關係：

$$G_{vd} = \hat{v} \Big|_{\hat{v}_g=0, \hat{i}_{load}=0} \quad (3-2)$$

另外一個是 G_{vg} line-to-output 轉移函數，定義為在負載電流變化為零且 $d(t)$ 變化為零的狀況下，取輸出電壓變化與輸入電壓變化的轉移函數關係，此項通常可忽略不計(參考第五章說明)：

$$G_{vg} = \hat{v} \Big|_{\hat{d}=0, \hat{i}_{load}=0} \quad (3-3)$$

因此圖 11 可以改成下面的小信號等效電路

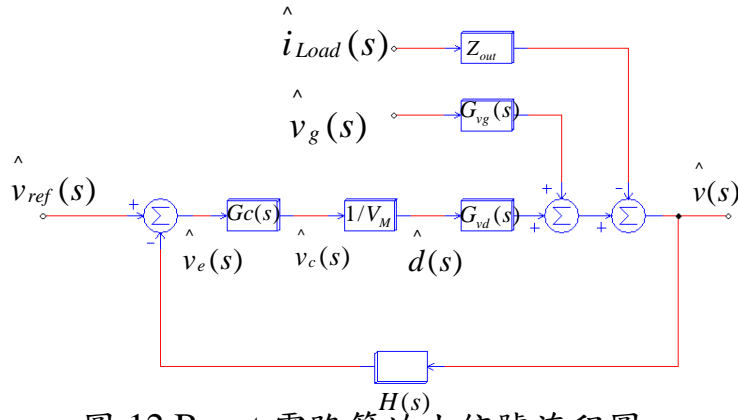


圖 12 Boost 電路等效小信號流程圖

解算圖 12，由重疊原理可得電壓輸出小信號 \$\hat{v}(s)\$ (輸出電壓漣波)

$$\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{G_c G_{vd} / V_M}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} - \hat{i}_{Load} \frac{Z_{out}}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} \quad (3-4)$$

又 \$\hat{v}_g\$、\$\hat{i}_{Load}\$ 可忽略 [17]，所以 \$\hat{v}(s)\$ 可由下式表示

$$\hat{v}(s) \approx \hat{d}(s) G_{vd}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} \quad (3-5)$$

其中開路轉移函數 \$T = H G_c G_{vd} / V_M\$，\$G_{vd}\$ 為 boost 電路的 control-to-output 轉移函數。因此圖 12 可以再簡化成圖 13 的小信號流程圖而 DC-DC 轉換器補償器所要補償的對象也可簡化為 \$G_{vd}\$。

下一節將針 buck、boost、buck-boost 轉換器的 control-to-output 函數與輸入電池電壓的關係進行探討。

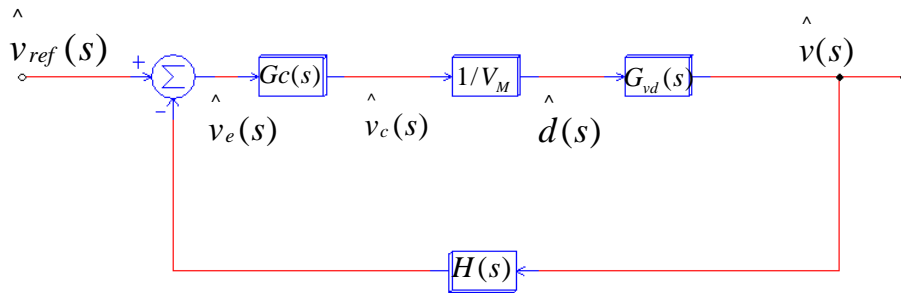


圖 13 Boost 電路簡化小信號流程圖

3.3 小信號轉移模型與輸入電壓關係

圖 14 分別為 Buck、Boost、Buck-boost 轉換器小信號模型[17]。

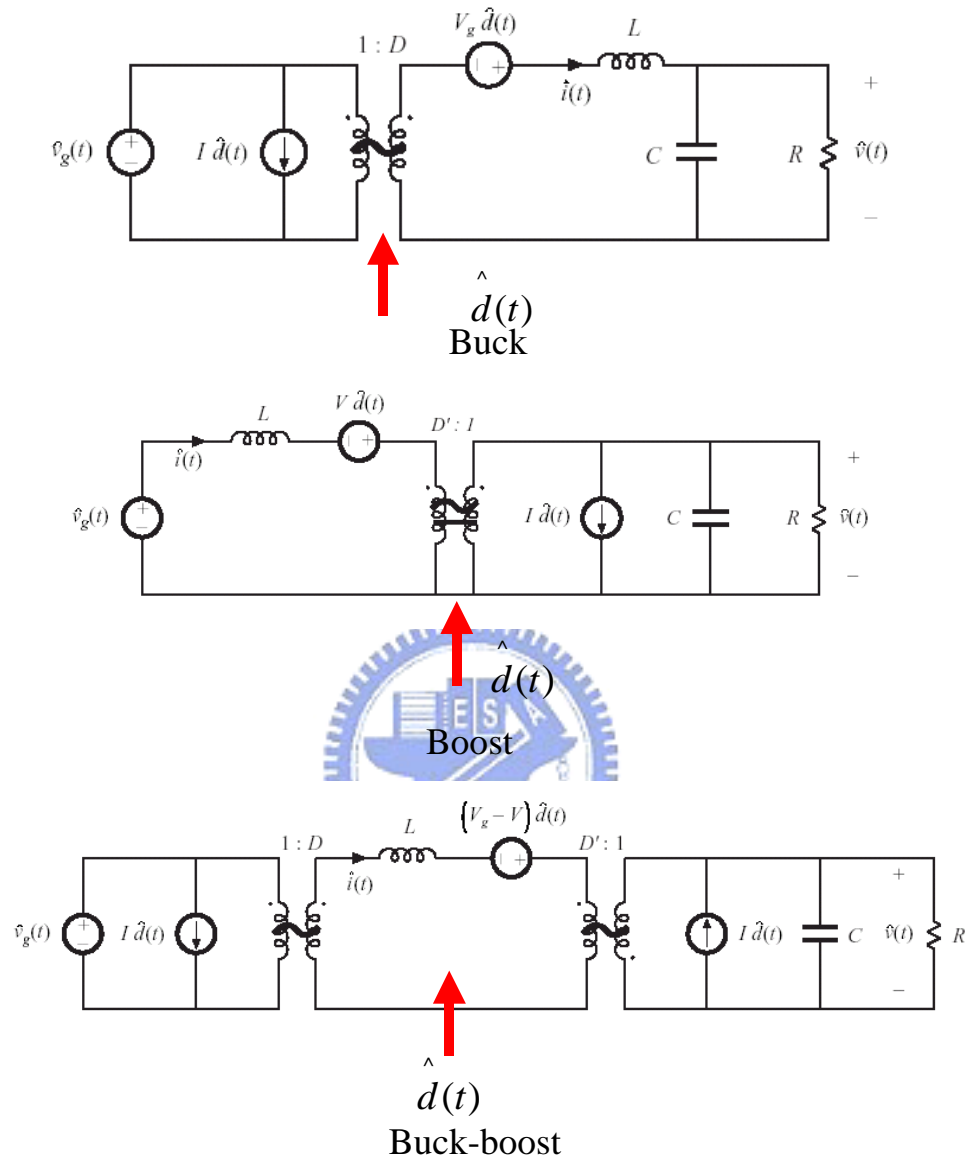


圖 14 DC-DC 轉換器小信號轉移模型[17]

解算圖 14 的 Buck、boost、buck-boost 電路的小信號模型，可得小信號模型各項參數，參考下面的 3.3.1 節。

3.3.1 小信號轉移模型參數

Buck 電路的 $G_{vd}(s)$, $G_{vg}(s)$ 如下 ,

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (3-6)$$

$$G_{vg}(s) = G_{g0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (3-7)$$

$$\text{其中} \quad G_{d0} = \frac{V}{D} \quad G_{g0} = D \quad w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3-8)$$

3-8 式中的 D 為任務週期比(duty ratio)，定義為一個切換週期內開關啟動時間與週期的百分比。 G_{d0} 為 $G_{vd}(s)$ 轉移函數的直流增益(DC gain)， G_{g0} 為 $G_{vg}(s)$ 轉移函數的直流增益， w_0 分別為 $G_{vd}(s)$, $G_{vg}(s)$ 的二階極點， Q 為品質因素(quality factor)。

注意，在之前討論中已知，由於 \hat{v}_g \hat{i}_{Load} 可忽略，所以 \hat{v} 可近似為 $\hat{v}(s) \approx G_{vd}(s)\hat{d}(s)$ 。因此之後討論的 DC-DC 小信號轉移模型可用 $G_{vd}(s)$ 代表近似， $G_{vg}(s)$ 則可以忽略。

Boost 電路的 $G_{vd}(s)$, $G_{vg}(s)$ 各項參數如下：

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (3-9)$$

$$G_{vg}(s) = G_{g0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (3-10)$$

$$\text{其中} \quad G_{d0} = \frac{V}{D'} \quad G_{g0} = \frac{1}{D'} \quad D' = 1 - D \quad w_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad w_z = \frac{D'^2 R}{L} \quad (3-11)$$

注意，Boost 電路除了 G_{d0} ， G_{g0} ， w_0 及 Q 之外，多了一個右半平面零點 w_z 。

Buck-Boost 電路的 $G_{vd}(s)$ ， $G_{vg}(s)$ 各項參數如下：

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (3-12)$$

$$G_{vg}(s) = G_{g0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2} \quad (3-13)$$

其中 $G_{d0} = \frac{V}{D D'^2}$ $G_{g0} = \frac{-D}{D'}$ $D' = 1 - D$

$$\begin{aligned} w_0 &= \frac{D'}{\sqrt{LC}} \\ w_z &= \frac{D'^2 R}{DL} \end{aligned} \quad \begin{aligned} Q &= D' R \sqrt{\frac{C}{L}} \end{aligned} \quad (3-14)$$

有了小信號模型參數之後，下一小節將介紹 control-to-output 轉移曲線 $G_{vd}(s)$ 與輸入電壓關係。

3.3.2 control-to-output 轉移曲線與輸入電壓關係

一個良好的補償器需滿足及考慮各種條件下開迴路轉移函數的改變，使得補償後的電路穩定並滿足所需的穩態及暫態響應規格 (steady and transient response)。3.2 節已說明 DC-DC 轉換器的補償器所要補償的主要對象是 control-to-output 轉移函數 G_{vd} 。本節中將進一步說明 G_{vd} 只受電池輸入電壓影響。在本節中將分別探討說明 buck、boost、buck-boost 轉換器的 G_{vd} 函數與輸入電池電壓的關係。

Buck 轉換器轉移函數與輸入電壓關係

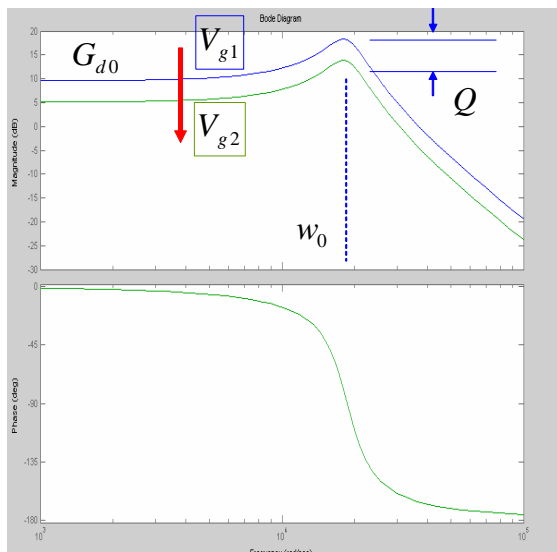
根據 buck 電路的 G_{vd} 公式(3-6 式)及 buck 電路的輸出入電壓比公式 $V = DV_g$ (參考附錄)，將 $D = \frac{V}{V_g}$ 代入 $G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + (\frac{s}{\omega_0})^2}$

可知 G_{vd} 函數與輸入電壓 V_g 存在以下關係：

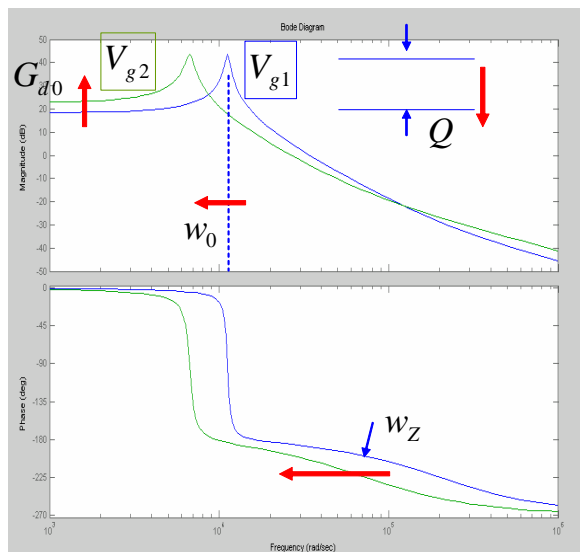
$$(1). G_{d0} = \frac{V}{D} = \frac{V}{\frac{V}{V_g}} = V_g \quad \text{與 } V_g \text{ 成正比} \quad (3-15)$$

$$(2). \text{共振峰值 } Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{及二階極點 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{為常數，由 } R, L, C \text{ 決定，與 } V_g \text{ 無關。} \quad (3-16)$$

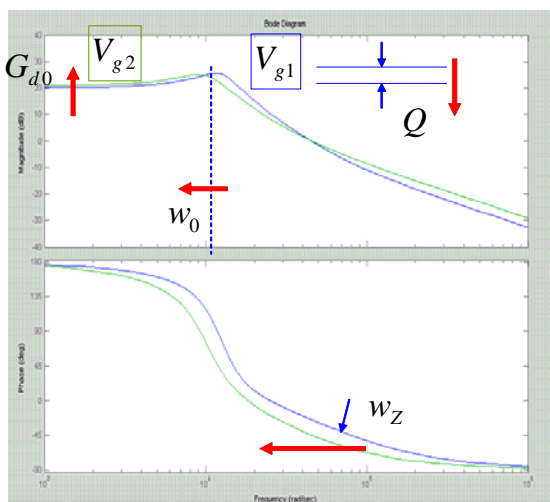
圖 15 是 Buck/Boost/Buck-boost 電路之 control-to-output 轉移函數 $G_{vd}(s)$ 增益/相位圖與輸入電壓關係。其中 V_{g1}, V_{g2} 是輸入電壓且 $V_{g1} > V_{g2}$ 。觀察圖 15，可知當輸入電壓下降時，除了 Buck 的轉移曲線的增益隨輸入電壓下降而下降，其他如極點、共振峰值 Q 及相位都與輸入電壓無關。



Buck



Boost



Buck-Boost

圖 15 G_{vd} 增益/相位圖與輸入電壓關係

Boost 轉換器轉移函數與輸入電壓關係

同理根據 Boost 電路的 G_{vd} 公式(3-9 式)及 Boost 電路的輸出入電壓比公式 $V = \frac{1}{1-D} V_g$ (參考附錄)，將 $D = 1 - \frac{V_g}{V}$ 代入

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2}$$

可知 G_{vd} 函數與輸入電壓 V_g 存在以下關係：

$$(1). G_{d0} = \frac{V}{D'} = \frac{V^2}{V_g} \quad , \text{ 可得直流增益與 } V_g \text{ 成反比} \quad (3-17)$$

$$(2). \text{ 因 } D' = 1 - D \text{ 得 } w_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}} = \frac{V_g}{V\sqrt{LC}} \quad , \text{ 二階極點與 } V_g \text{ 成正比} \quad (3-18)$$

$$(3). Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{V_g}{V} R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad , \text{ 共振峰值與 } V_g \text{ 成正比} \quad (3-19)$$

$$(4). w_z = \frac{D'^2 R}{L} = \frac{V_g^2}{V^2} \frac{R}{L} \quad , \text{ 零點與 } V_g \text{ 成平方關係} \quad (3-20)$$

因此觀察圖 15 的 Boost 電路之 G_{vd} 增益/相位圖與輸入電壓關係，可看出當輸入電壓下降時，轉移曲線的增益略微上升，極點 W_0 左移，最嚴重的是右半平面零點 W_z 會以 V_g 平方的關係向左快速移動。

Buck-Boost 轉換器轉移函數與輸入電壓關係

$$\text{將 } D = \frac{V}{V - V_g} \text{ 代入 Buck-boost 電路的 } G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{(1 - \frac{s}{w_z})}{1 + \frac{s}{Qw_0} + (\frac{s}{w_0})^2}$$

可得 G_{vd} 函數與輸入電壓 V_g 存在以下關係：

$$\begin{aligned} G_{d0} &= \frac{V}{D D'^2} & w_0 &= \frac{D'}{\sqrt{LC}} \\ w_z &= \frac{D'^2 R}{DL} & Q &= D'R\sqrt{\frac{C}{L}} \end{aligned} \quad (3-21)$$

上述參數與 V_g 關係較為複雜，不存在簡單比例關係。但觀察轉移曲線的模擬，其走勢略同於 boost 電路，右半平面零點 W_z 會輸入電壓下降，快速的向左移動。

在下一節中將分別探討輸入電池電壓降低對 buck、boost 及 buck-boost 轉換器的補償器設計所帶來的影響。

3.4 輸入電壓降低對固定極零點補償器的不良影響

本節將討論輸入電壓下降對使用固定極零點補償器的傳統 DC-DC 轉換器的影響，首先假設圖 15 之 G_{vd} 增益/相位圖的 V_{g1} 是轉換器輸入電壓上限，即電池額定輸出電壓，另外 V_{g2} 是輸入電壓下限。

由於在大部份工作時間內，電池輸出電壓都在分佈在額定電壓附近，因此若先以對應電池額定電壓 V_{g1} 的 G_{vd} 進行補償器的設計，使其滿足 DC-DC 轉換器所需的相位邊際(phase margin)及直流增益(DC gain)等規格。若輸入電壓下降至 V_{g2} 時，對應 V_{g1} 所設計的補償器依然能滿足轉換器的規格，則補償器的設計是成功的。可惜的是電池電壓下降，轉移函數 G_{vd} 會隨電池輸入電壓轉變而改變；而一般補償器，因為其極零點固定，所以當 G_{vd} 隨電壓改變時，則整體閉迴路相位邊際(phase margin)及直流增益(DC gain)便會隨電壓改變而改變，如此系統穩定性及動態響應便受到了影響。為了使 DC-DC 轉換器在輸入電壓上下限範圍內正常工常，需考慮轉移曲線最差狀況(worst case)。首先需先將所有電壓輸入範圍內的 DC-DC 小信號轉移曲線繪製在同一圖紙上，找出轉移曲線的最差狀況。之後再以最差狀況設計調整補償器的極零點，直到 DC-DC 轉換器有較好相位邊際，較大直流增益並且穩定工作。

由於補償器是以最差狀況進行設計，反而會造成 DC-DC 轉換器在額定電壓附近不會有最好的響應。很不幸的是，電池在大部份的工作時間內，其輸出電壓都分佈在額定電壓附近。

下面將分別對不同的 DC-DC 轉換器分析電壓下降時對傳統固定極零點補償器的影響。

Buck 轉換器

參考圖 16，假設補償器是針對輸入電壓 V_{g1} 時的 G_{vd} 進行補償。首先選定 w_c （虛線所示）為零交越頻率，一般而言所選定的交越頻

率為切換頻率的 $1/5 \sim 1/10$ [15]。觀察圖 16， $V_g = V_{g1}$ 時 G_{vd} 對應於 w_c 之增益約為 7dB；又由於 w_c 為零交越頻率，即 $G_C G_{vd}$ 於頻率 w_c 處其增益為 0dB，因此選用的補償器 G_c ，在 w_c 其增益應為 -7dB；需注意在 w_c 處，補償器 G_c 應有足夠的相位提升(phase boost)能力，使 w_c 處的相位邊際在 30 度以上為佳。

觀察上述所選用的補償器在電壓下降之後會有何影響。當電壓降至 V_{g2} 時， G_{vd} 對應於 w_c 之增益降為 3dB，而補償器 G_c 在 w_c 其增益設計為 -7dB，因此 $G_C G_{vd}$ 此時在 w_c 處其開路增益為 -4dB(非 0dB)，此意味著開路增益 $G_C G_{vd}$ 的零交越頻率往低頻移動(已非設計的 w_c)，即頻寬變低；又 G_{d0} 也下降，因此開路增益 $G_C G_{vd}$ 的低頻增益或直流增益也會隨電壓下降而變小。總體而言，電壓下降後性能會降低，但不至於不穩定。

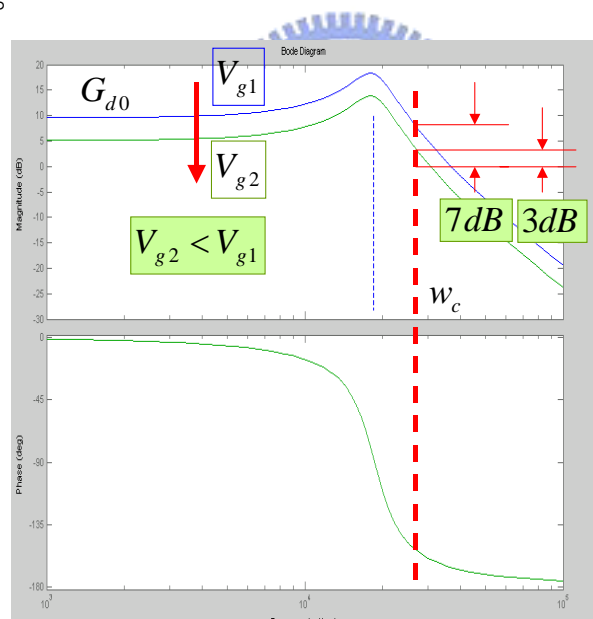


圖 16 Buck 電路之補償說明

Boost 及 Buck-Boost 轉換器

觀察圖 17，如同 buck 電路假設補償器要補償的對象是針對輸入電壓 V_{g1} 時的 G_{vd} 。同樣選定 w_c 為零交越頻率，觀察圖 17 當輸入電壓下降時，轉移曲線 G_{vd} 的直流增益略微上升，因此 $G_C G_{vd}$ 的低頻增益會隨電壓下降而變大，對 DC-DC 轉換器而言，低頻增益增大會使

反應增快，消除穩態誤差。然而極點 w_0 快速左移，會壓迫頻寬縮減，最嚴重的是右半平面零點 W_Z ，以 V_g 平方的關係向左快速移動。

由於右半平面零點，會增加相位落後，在右半平面零點不移動的情況下，也常需要極大的相位提升才有足夠相位邊際(如 Type III 補償器此時最多可提供 180 度相位提升)。然而當電壓下降時， W_Z 以 V_g 平方的關係向左快速移動，會增加額外相位落後，使相位邊際變小或為負值，造成系統不穩定。因此電壓下降後 boost 電路不僅性能會降低，而且容易不穩定。

Buck-boost 電路情形與 boost 電路類似，有一個右半平面零點 W_Z ，而且電壓下降時會向左快速移動。同理，buck-boost 電路電壓下降後電路不僅性能會降低，而且容易不穩定。

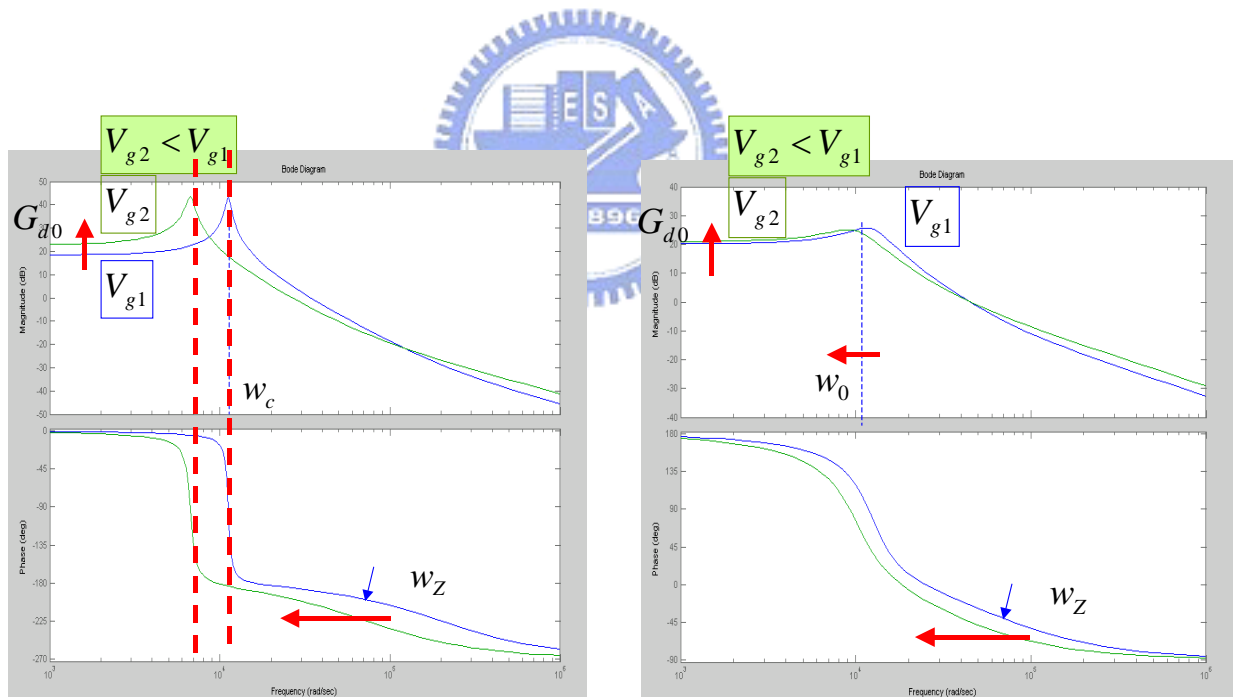


圖 17 Boost/Buck-boost 電路之補償說明

第四章

DC-DC 電源轉換器動態補償

為了改善使用傳統補償器的缺點，本文提出一改良自 Type I，II 或 III 補償器的動態補償器，使 DC-DC 轉換器可依輸入電壓進行動態調整。動態補償器加入了變容器、MOSFET，可依輸入電壓而自動移動極零點，藉以調整 DC-DC 轉換器的相位增益及直流增益等參數，改善電壓輸出品質及響應。

4.1 節將首先介紹 DC-DC 轉換器動態補償架構及動態補償器簡介，4.2 節為 Type III 動態補償器的設計。

首先在 4.2.1 推導補償器電阻電容與極零點關係。4.2.2 介紹 Type III 補償器動態的極零點移動策略。4.2.3 介紹 Type III 補償器電路的設計。

4.3 為 Type I、II 動態補償器的設計。

4.1 動態補償 DC-DC 轉換器簡介

第三章已討論隨著輸入電壓的下降， G_{vd} 的二階極點共振峰值或零點都會隨電壓下降而有所移動，因此不能根據環境而改變的固定極零式傳統補償器，很顯然的會使 DC-DC 轉換器的性能受到限制。為了克服傳統固定極零點補償器無法隨環境改變而調整的缺失，本文提出一種可根據電池電壓來動態調整補償器極零點的 DC-DC 轉換器。圖 18 為採用動態補償器的 DC-DC 轉換器，與圖 10 的傳統 DC-DC 轉換器不同之處在於圖 10 的傳統 DC-DC 轉換器採用固定極零點補償器，而圖 18 採用動態補償器，其極零是可動態調整的。

以基本操作原理來說，動態補償 DC-DC 轉換器其大訊號模型及基本操作原理如同傳統 DC-DC 轉換器，都是以 PWM 信號來控制電感注入輸出電容的能量，並藉由負迴授達成輸出電壓穩定控制的目的。因此傳統上計算電路上各元件值的方法(除了補償器外)，可以繼續延用，不受動態補償器影響。一旦 DC-DC 電路上的各元件值決定之後，再依第三章介紹的 DC-DC 轉換器小信號模型及本章方法來設計動態器即可。

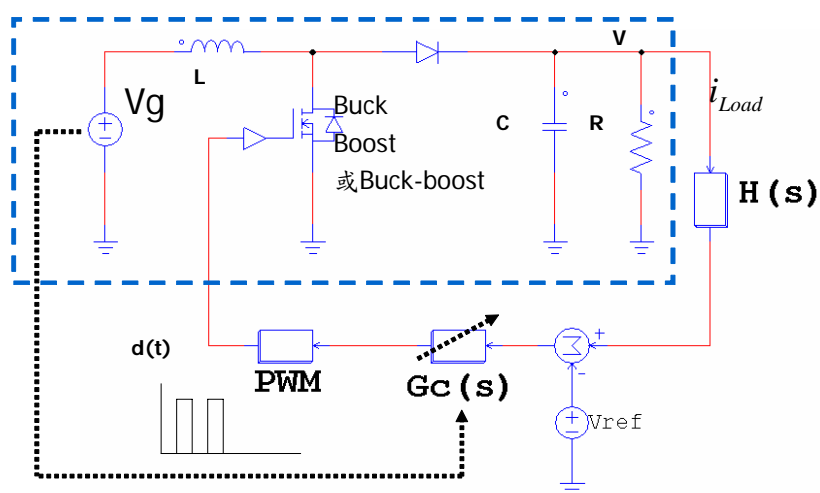


圖 18 動態補償 DC-DC 轉換器方塊圖

本文提出的二種動態補償器的基本架構如圖 19，此二種補償器改良自 Type I-II 或 III 補償器，將原有的部份電容改成變容器(varactor)

與電容併聯，使其可依據環境自動改變併聯後的等效電容值；另外將部份電阻改成由輸入電壓控制的 MOSFET 型可變電阻。由於 Type I、II 及 III 補償器的極零點是由電路上面之電阻電容所控制，因此通過電容電阻值的動態改變，動態改變極零點便可以實現。因此下一節中，將說明 Type I、II 及 III 補償器，及如何由極零點值反推補償器上的電阻電容值。

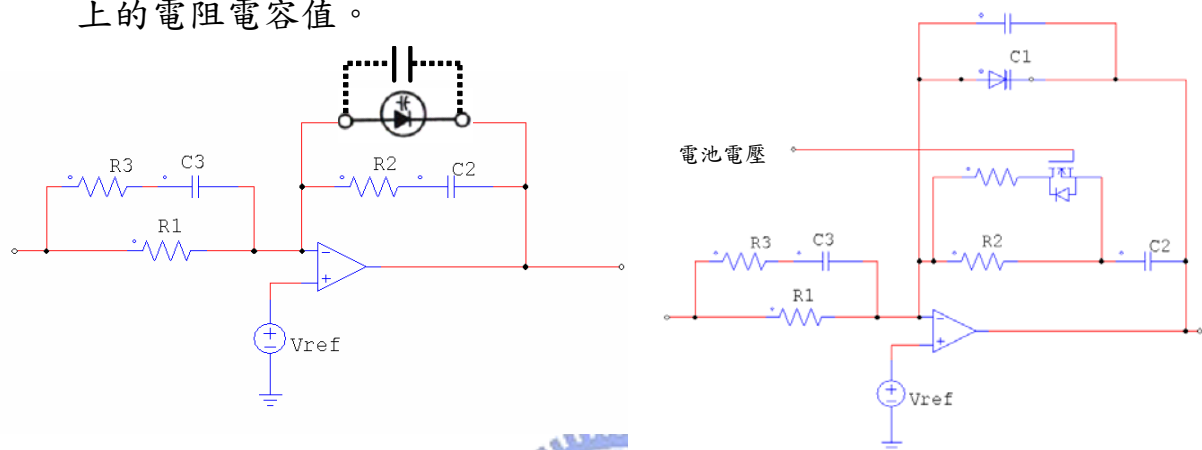


圖 19 動態補償器

4.2 Type III 動態補償器

4.2.1 Type III 補償器電阻電容與極零點關係

由於 Type I、II 補償器可視為 Type III 補償器的退化版，因此為了方便說明，首先介紹 Type III 補償器。圖 20 為典型的 Type III 補償器，圖 21 為其波德圖。當 Type III 補償器的電阻電容只剩 R_1 與 R_2 存在時，則其為 Type I 補償器。就交流訊號而言，Type I 補償器的交流增益為 R_2/R_1 ；若 Type I 補償器的增益 R_2/R_1 依然無法滿足需求時，則此時可在 R_2 之處串連 C_2 以提昇交流阻抗；又如果要避免高頻的雜訊被放大，則可在 R_2 、 C_2 旁並連一個 C_1 ，以降低高頻增益。一般而言 C_2 的值會遠大於 C_1 。經由加入了 C_1 、 C_2 的 Type I 補償器即為 Type II 補償器，它有起始相位 -90 度，及最高 90 的相位提昇(phase boost)。

若要提昇更多相位提昇，可在 R_1 加入 R_3 與 C_3 ，其中 $R_1 \gg R_3$ 。此時形成 Type III 架構。Type III 架構，它有起始相位 -90 度及最高達 180 的相位提昇。

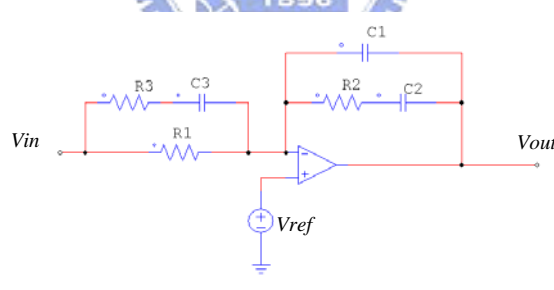


圖 20 Type III 補償器

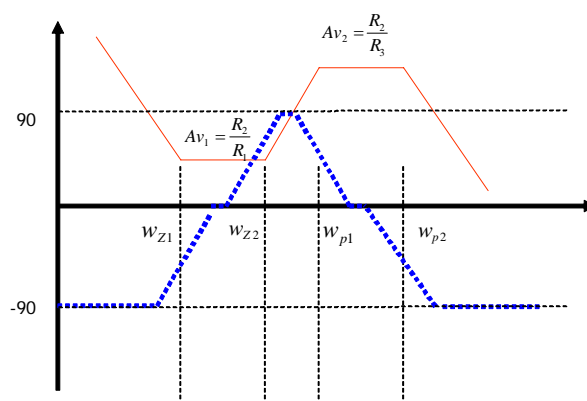


圖 21 Type III 補償器波德圖

為了推導電阻電容與極零點關係，首先解算圖 20 可得 Type III 補償器的小信號增益轉移函數 $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ 如下：

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3 C_1} \frac{(s + \frac{1}{R_2 C_2})(s + \frac{1}{(R_1 + R_3)C_3})}{s(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2})(s + \frac{1}{R_3 C_3})} \\
 &\approx \frac{1}{R_3 C_1} \frac{(s + \frac{1}{R_2 C_2})(s + \frac{1}{R_1 C_3})}{s(s + \frac{1}{R_2 C_1})(s + \frac{1}{R_3 C_3})} \quad (\because R_1 \gg R_3 \quad C_2 \gg C_1) \\
 &= \frac{1}{R_1 C_2} \frac{\frac{R_2 C_2}{s(1 + \frac{s}{1})} \frac{R_1 C_3}{(1 + \frac{s}{1})}}{\frac{R_2 C_1}{s(1 + \frac{s}{1})} \frac{R_3 C_3}{(1 + \frac{s}{1})}} \\
 &= k \frac{\frac{(s + \frac{1}{w_{z1}})(s + \frac{1}{w_{z2}})}{s(s + \frac{1}{w_{p1}})(s + \frac{1}{w_{p2}})}}{1} \quad (4-1)
 \end{aligned}$$

其中k及極零點如下：

$$k = \frac{1}{R_1 C_2} \quad \text{及} \quad w_{z1} = \frac{1}{R_2 C_2} \quad w_{z2} = \frac{1}{R_1 C_3} \quad w_{p1} = \frac{1}{R_2 C_1} \quad w_{p2} = \frac{1}{R_3 C_3} \quad (4-2)$$

在上面的推導中，引入了 $R_1 \gg R_3, C_2 \gg C_1$ ，可大幅簡化k值及各個極零點與電阻電容之間的關係，使得在已知k值及各個極零點反推電阻電容的問題變得簡單許多。因此在設計補償器時，若已知補償器所需的各個極零點、k，並給定一個R1值，則經由下可依序推導出所需之 C_2, R_2, C_1, C_3, R_3 。

$$\begin{aligned}
 C_2 &= \frac{1}{R_1 k} \quad R_2 = \frac{1}{w_{z1} C_2} \quad C_1 = \frac{1}{R_2 w_{p1}} \\
 C_3 &= \frac{1}{R_1 w_{z2}} \quad R_3 = \frac{1}{C_3 w_{p2}}
 \end{aligned} \quad (4-3)$$

同理對一個特定輸入電壓的 DC-DC 轉換器，若已知動態補償器當時所需的各個極零點、k，則在給定一個R1值後，經由上式可推導出當時所需對應之電阻電容值。

4.2.2 Type III 補償器動態補償策略

由於電池在大部份工作時間內，其輸出電壓分佈於電池的額定輸出電壓附近，因此首先考慮以額定電壓所對應的轉換器小信號轉移曲線，作為補償器所要設計的對象。之後再觀察輸入電壓下降補償器所需的對策。

下圖 22 為 $V=V_{g1}$ (電池額定電壓) 時的 boost 或 buck-boost 電路轉移曲線部份線段及依據此曲線所選用的 Type III 補償器。補償器參數的設定如下：

- (1) w_c 為選用的零交越頻率，即在此頻率 $G_c G_{vd}$ 增益為 1。
- (2) 補償器的第一零點與第二零點相等且等於 $V=V_{g1}$ 時 G_{vd} 的二階極點 w_0 ，所以 $w_{z1} = w_{z2} = w_0 |_{V=V_{g1}}$ 。如此補償器便可抑制轉換器在 $w = w_0$ 的共振峰值，並可使 $w=0$ 時有最大的低頻增益。
- (3) 選用 $w_{p1} = w_{p2} = C$ 為一常數值，此常數需使 w_c 點有足夠的相位邊際，並且需低於電源切換器的切換頻率的 1/2，使其能夠濾掉因電源切換器的切換頻率所造成的 G_{vd} 倍頻。

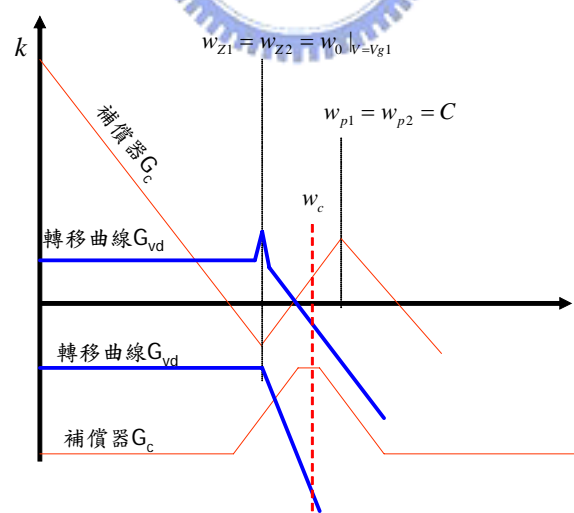


圖 22 對應電池額定電壓的 G_{vd} 及 G_c 增益/相位圖

在第三章中的討論已知 DC-DC 轉換器的近似開路小信號轉移函數 G_{vd} 會隨輸入電壓下降而改變，特別是 boost 或 buck-boost 電路的二

階極點 w_0 或零點會隨電池輸入電壓降低往低頻移動，會造成相位邊際不足或不穩定。因此在圖 23 的 G_{vd} 圖中，加入了電壓下降至 $V=V_{g2}$ 的 G_{vd} 圖。圖 23 由於補償器 G_c 曲線並無改變，所以隨著 G_{vd} 的左移，會造成原 $V=V_{g1}$ 時的 w_c 處之增益為負，迫使新零交越頻率 w_c' 必需向
往左移動；又由於 G_c 相位並未隨著輸入電壓下降而左移，這會使得在
新零交越頻率 w_c' 點處所對應的 G_c 所提供的相位提升不足，造成整相
位邊際不足或小於零而使鏈波過大或不穩定。

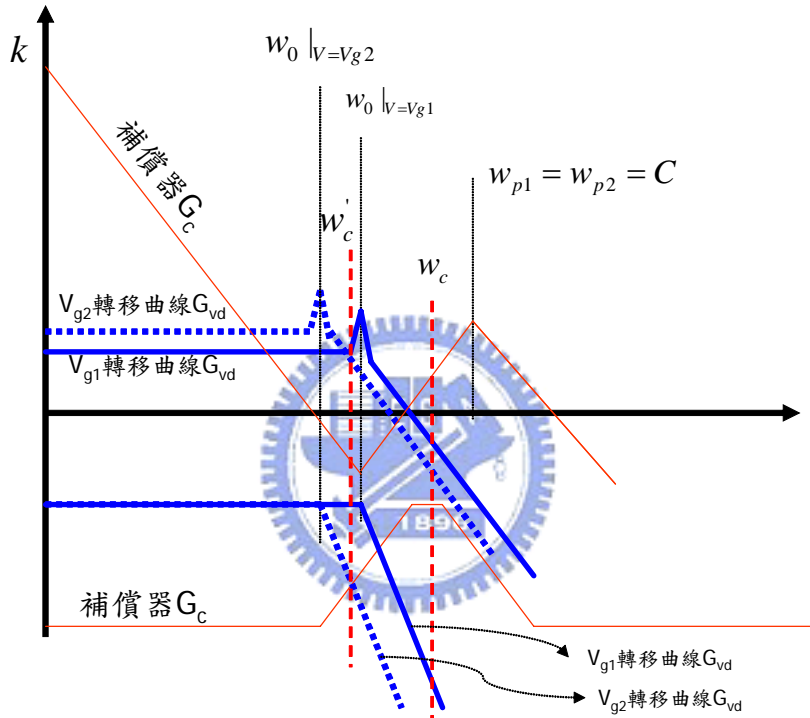


圖 23 $V=V_{g1}$ 及 V_{g2} 時的 G_{vd} 及 G_c 增益/相位圖

為了改良上述缺失，本文提出兩種方式進行改善。第一種方式為考慮補償器第一零點 w_{z1} 追隨 w_0 移動而 $k, w_{z2}, w_{p1}, w_{p2}$ 保持不動；另一方式為第一、二零點 w_{z1}, w_{z2} 都追隨 w_0 移動而 k, w_{p1}, w_{p2} 保持不動的方式進行改善。

在此說明 w_{z1} 追隨 w_0 移動的方式，另一種方式請參考第五章。在圖 24 中，假設補償器的第一零點 w_{z1} 等於 $w_0|_{V=V_g}$ (V_g 為當時電壓) 而 w_{z2}, w_{p1}, w_{p2} 維持在 $V=V_{g1}$ =電池額定電壓時所設計的補償器極零點

值。由於 w_{Z1} 追隨 w_0 移動而 w_{Z2} 保持不動，所以可以發現動態補償器的相位提升永遠在低於二階極點 w_0 頻率前就開始提升，因此新交越頻率 w'_c 點可以有足夠的相位提昇，而不會因電池電壓下降而造成相位不足。另外由於 $V=V_g$ 時的 G_c 在 $w_0|_{V=V_g}$ 即提前轉折，並在第二零點處以 +1 (每十進 20dB) 向上增加，因此在原 $w_c|_{V=V_{g1}}$ 處之增益補償會增加，可有效的抑制零交越頻率的向前移動及頻寬的縮減。

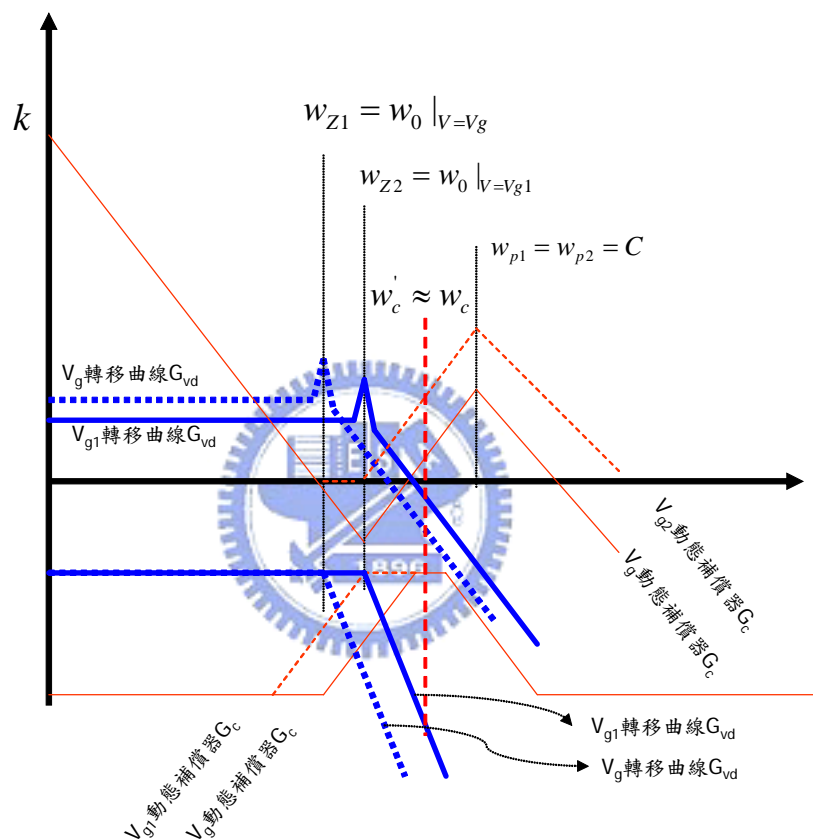


圖 24 電池電壓下降時 G_{vd} 及動態補償器 G_c 的增益/相位圖

4.2.3 Type III 動態補償器電路

前一節中將傳統 Type III 補償器改良成動態補償器的第一種策略，是使第一零點 w_{z1} 追隨 w_0 移動，即使 w_{z1} 等於轉換器的二階極點；另外使原傳統補償器的 $k, w_{z2}, w_{p1}, w_{p2}$ 值維持不動。下面將探討這樣的改變對 Type III 補償器的 R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 及 C_3 的影響。

在前一小節中已知 Type III 補償器在給定 R_1 及 k 後，可經由(4-3)的公式計算出補償器各電阻電容值。說明如下：

(1) 首先給定 R_1 及 k 後，可得 $C_2 = \frac{1}{R_1 k}$ 為一常數值

(2) R_1, w_{z2} 為一常數，可得 $C_3 = \frac{1}{R_1 w_{z2}}$ 為常數

(3) w_{p2}, C_3 為常數，所以 $R_3 = \frac{1}{C_3 w_{p2}}$ 也為常數

(4) 另外當輸入電壓 V_g 下降時，因為要使 w_{z1} 等於轉換器的二階極點 w_0 ，所以 w_{z1} 會隨著二階極點 w_0 的下降而變小；又 C_2 為常數，因此可知 $R_2 = \frac{1}{w_{z1} C_2}$ 會增大；另外 w_{p1} 為常數，所以 $C_1 = \frac{1}{R_2 w_{p1}}$ 會變小。

(5) 可知當輸入電壓 V_g 上昇時， R_2 需下降 C_1 需上昇，而 R_1, R_3, C_2 及 C_3 都是常數。

首先考慮如何使電壓 V_g 上昇而 C_1 隨之上昇。觀察圖 25 Boost 轉換器及其補償器，其橫跨 C_1 的電壓 V_{C1} 會與輸入電壓有關。為了說明，首先假設轉換器輸出電壓為 5V，電池額定電壓為 3V，參考電壓 V_{ref} 為 1V，MOSFET 控制電壓 $d(t)$ 振幅為 3V（完整實驗可參考第五章）。

對於 Boost 電路而言，其輸入電壓 V_g 與輸出電壓 V 存在 $D = 1 - \frac{V_g}{V}$ 的關係（參考附錄一）。因此當輸入電壓 V_g 從 1.8V 上升至 3V 時，其

duty ratio D 會從 $1 - \frac{1.8}{5} = 0.64$ 降至 $1 - \frac{3}{5} = 0.4$ ；又 $d(t)$ 振幅為 $3V$ ，所以控制 PWM 產生器的運算放大器輸出電壓會從 $0.64 \times 3 = 1.92V$ 降至 $0.4 \times 3 = 1.2V$ ；由於運算放大器的負端輸入等於 $V_{ref} = 1V$ ，所以 V_{C1} 在 V_g 從 $1.8V$ 上升至 $3V$ 時，會線性的從 $0.92V$ 線性降低至 $0.2V$ 。由於 V_{C1} 為正值，且 $C1$ 需要隨輸入電壓上昇而變大，因此可以考慮在此將 $C1$ 換成變容器(varactor)或變容器與一固定電容器並聯。

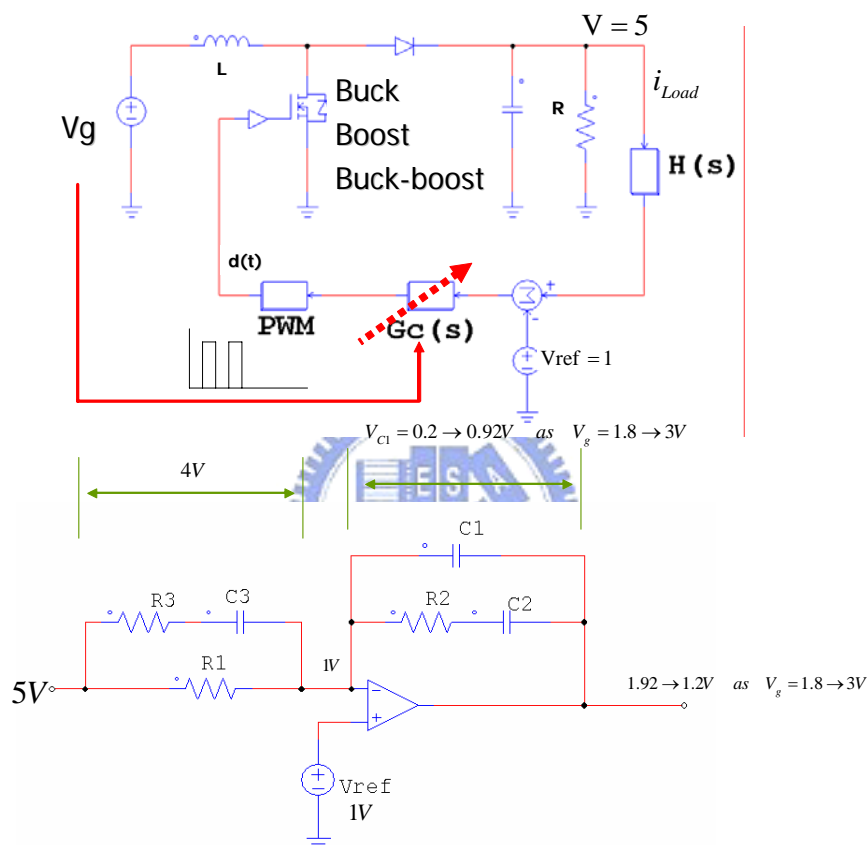


圖 25 Type III 動態補償器

在圖 25，經由適當選用 PWM 產生器中的三角波最大振幅及 V_{ref} ，可使 duty ratio 從最大至最小時， V_{C1} 皆為正值，從而避免變容器處於逆接導通狀態。

變容器為一逆偏操作的二極體，當逆偏電壓大時，其使空乏區拉大造成電容值變小，逆偏電壓小時電容會變大；在此例中， V_{C1} 從 $0.92V$ 線性降低至 $0.2V$ 而電容值卻要變大，正符合變容器特性。變容器的

特性曲線如圖 26。圖上電壓從-0.92V 至-0.2v 時電容值可視為線性地從 150pF 上升至 230pF，因此若將 C1 換成變容器，則輸入電壓 V_g 上升，則電容值可隨 V_g 線性上升。為了保證並聯後的電容值具有一定初值，可在變容器旁並聯了一個電容器如圖 19 及圖 27。

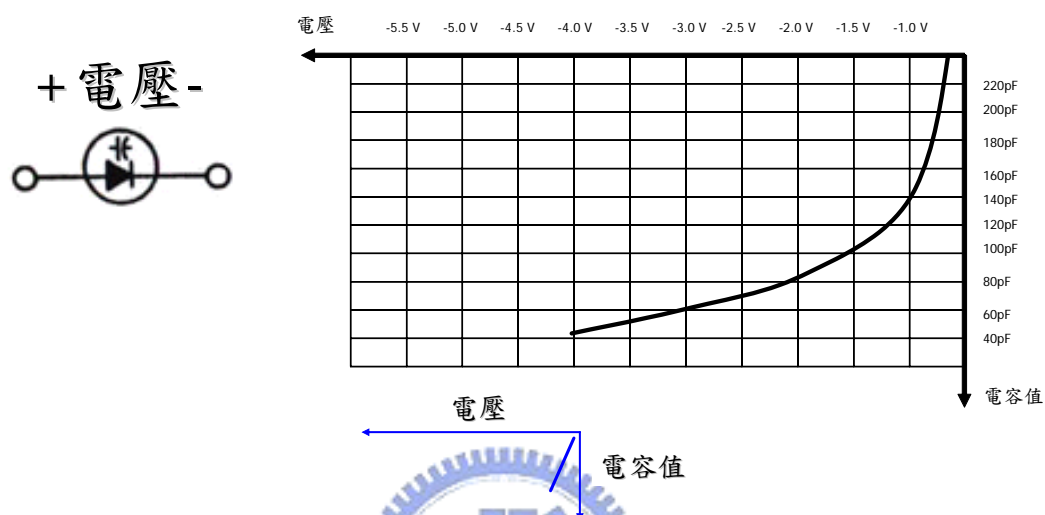


圖 26 變容器及特性曲線圖

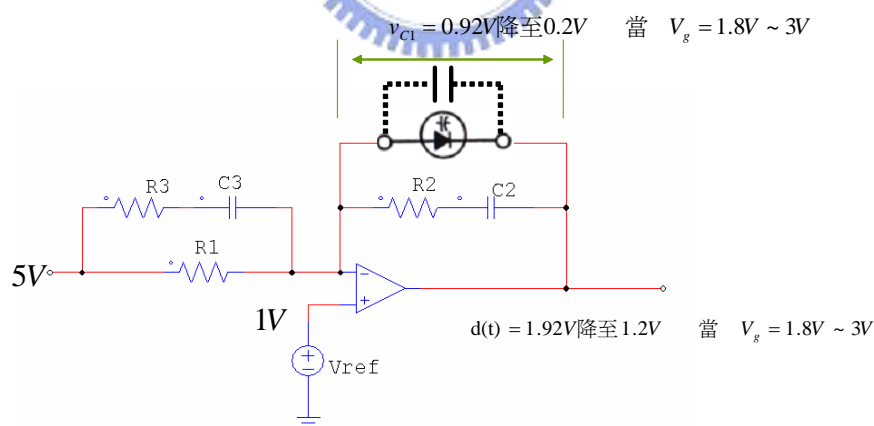


圖 27 加入變容器的 Type III 補償器

由於將 C1 換成變容器，當輸入電壓 V_g 上升時，則電容值可視為隨 V_g 線性上升。然而 C1 值隨 V_g 線性上升是否適用於 boost 電路呢？因此下面將說明 boost 電路的 C1 值與輸入電壓 V_g 關係如下：

(1) 首先第一零點追隨二階極點，假設 $w_{z1} = \frac{w_0}{2} |_{V=V_g}$ 且 boost 電路存在 $w_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}} = \frac{V_g}{V\sqrt{LC}}$ ，所以可得 $w_{z1} = \frac{w_0}{2} = \frac{D}{2\sqrt{LC}} = \frac{V_g}{2V\sqrt{LC}}$ ，所以 w_{z1} 隨著 V_g 上昇而線性變大。

(2) 又 C_2 為定值而 $R_2 = \frac{1}{w_{z1}C_2}$ ，因此 R_2 會反過來隨 V_g 上昇而線性下降； w_{p1} 為定值且 $C_1 = \frac{1}{R_2w_{p1}}$ ，所以至此可推知 C1 值需隨著 V_g 線性上昇。

對 buck-boost 電路 $w_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}}$ 且 $\frac{V}{V_g} = \frac{-D}{1-D}$ ，所以 $w_{z1} = \frac{w_0}{2} = \frac{1}{2\sqrt{LC}(1-V/V_g)}$ 雖然 w_{z1} 只隨 V_g 下降而略微下降，但依然可以假設 w_{z1} 隨 V_g 線性下降及 C1 值隨 V_g 線性上昇，只是幅度小於 1；另外同理 R_2 會反過來隨 V_g 上昇而線性下降。

變容器可透過 CMOS 製程實現，並透過調整 NP 摻雜濃度(doping concentration)調整電容值。

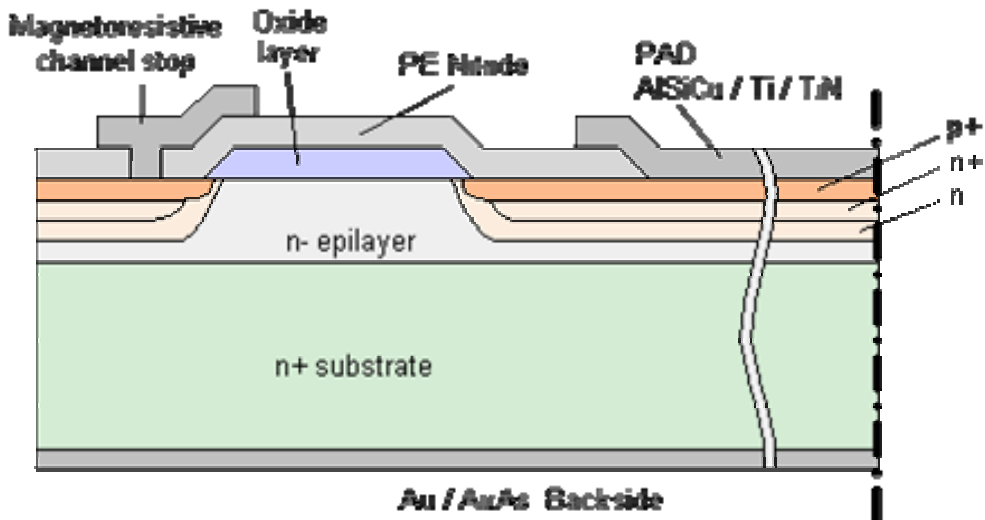


圖 28 CMOS 變容器

(資料來源:www.varicator-cap.com)

前面的討論中說明了 C1 的實現，也說明了對於 boost 或 buck-boost 來說， R_2 會隨 V_g 上升而線性下降。因此下面將討論圖 25 中的 R2 實現，使輸入電壓上升 V_g 時 R_2 值下降。

考慮圖 29 之結構，將圖 25 中之 R_2 以二個並聯電阻與一個由輸入電壓控制的 MOSFET 替代。

首先當 $V=V_{g2}$ =最低輸入電壓，DC-DC 轉換器需有最大的 duty ratio，此時控制 PWM 信號產生器的運算放大器輸出電壓 V_o 有最大值；又 $V_{GS}=V_g-V_o$ ，所以可知控制 MOSFET 的 V_{GS} 此時有最小值，因此 MOSFET M_x 的等效導通電阻 $R_{ds(ON)}$ 此時最大， $R_{eq}=R_{ds(ON)}+R_b//R_a$ 也有最大值。

相反的，當 $V=V_{g1}$ =最高輸入電壓時，此時 $R_{eq}=R_{ds(ON)}+R_b//R_a$ 最小。因此 V_g 小時則 R_{eq} 大， V_g 大時則 R_{eq} 小，符合輸入電壓 V_g 上升時， R_{eq} 需反比下降的原則。

計算圖 29 的 R_a 及 R_b ，假設補償器在最高輸入電壓時所需之 R_{eq} 為 R_{min} ，最低輸入電壓時之 R_{eq} 為 R_{max} 。所以在最高輸入電壓時，假設 MOSFET 完全導通，可得 $R_{eq}=R_{DS(ON)}+R_b//R_a \approx R_b//R_a=R_{min}$ 。

另外最低輸入電壓時，可假設 MOSFET 完全不導通，因此 $R_{eq}=R_{DS(ON)}+R_b//R_a \approx R_a=R_{max}$ 。解聯立方程式，可得 R_a 及 R_b 。若要精確計算，可先計算出 $R_{ds(ON)}$ ； $R_{ds(ON)}$ 是 $i_D=k(V_{GS}-V_t)V_{DS}$ 在 i_D 趨近 0 時的斜率倒數，即 $R_{DS(ON)} \approx \frac{1}{k(V_{GS}-V_t)}$ ，其中 $k=\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$ 。

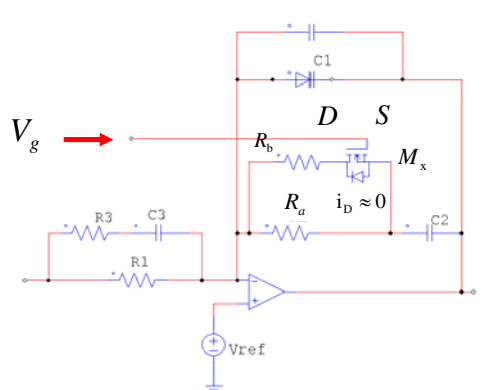


圖 29 加入 MOSFET 的動態補償器

4.3 Type I、II 動態補償器

Type II 補償器為 Type III 補償器的退化版，將圖 20 的 Type III 補償器移除 R3, C3 及 R1 後便形成 Type II 補償器(圖 30)。Type II 補償器有一個零點 w_{z1} 及一個極點 w_{p1} 及最多 90 度的相位提升，另外同 Type III 補償器，一般而言 $C2 \gg C1$ 。

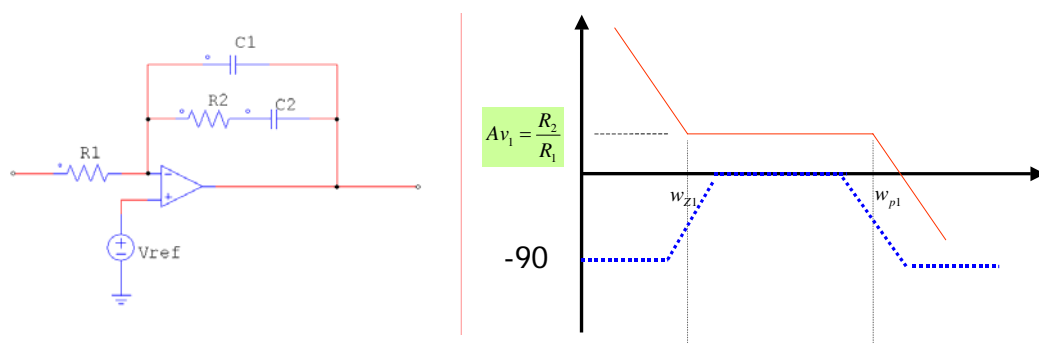


圖 30 Type II 補償器及其波德圖

如 Type III 補償器，為了推導電阻電容與極零點關係，首先解算圖 30 的 Type II 補償器的小信號增益轉移函數 $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ 如下：

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{1}{R_1 C_1} \frac{(s + \frac{1}{R_2 C_2})}{s(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2})} \\
 &\approx \frac{1}{R_3 C_1} \frac{(s + \frac{1}{R_2 C_2})}{s(s + \frac{1}{R_2 C_1})} \quad \because C_2 \gg C_1 \\
 &= \frac{1}{R_1 C_2} \frac{R_2 C_2}{s(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_2 C_1}})} \\
 &= k \frac{(s + \frac{1}{R_2 C_2})}{s(s + \frac{1}{R_2 C_1})} \\
 &= k \frac{w_{z1}}{s(s + w_{p1})}
 \end{aligned} \tag{4-4}$$

所以

$$k = \frac{1}{R_1 C_2} \quad w_{z1} = \frac{1}{R_2 C_2} \quad w_{p1} = \frac{1}{R_2 C_1} \tag{4-5}$$

從 4-5 式的結果，可反推先給定各極零點及 k ，則可經由下式反推電阻電容值

$$\begin{aligned} &\text{給定 } R_1 \text{ 及 } k \quad w_{z1} \quad w_{p1} \\ &C_2 = \frac{1}{R_1 k} \quad R_2 = \frac{1}{w_{z1} C_2} \quad C_1 = \frac{1}{R_2 w_{p1}} \end{aligned} \quad (4-6)$$

同 Type III 補償器， R_2 ， C_1 可用並聯可變電阻及變容器取代成為 Type II 動態補償器。其相位及增益圖如下：

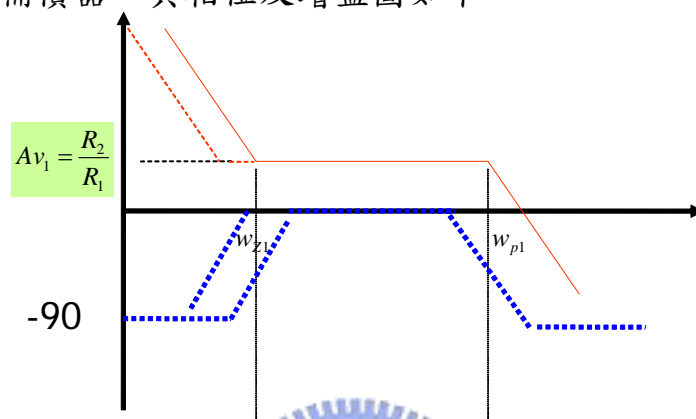


圖 31 Type II 動態補償器波德圖

Type I 補償器為 Type II 的退化版，可提升低頻增益，但是無法提升相位。圖 32 為 Type I 補償器及其波德圖。

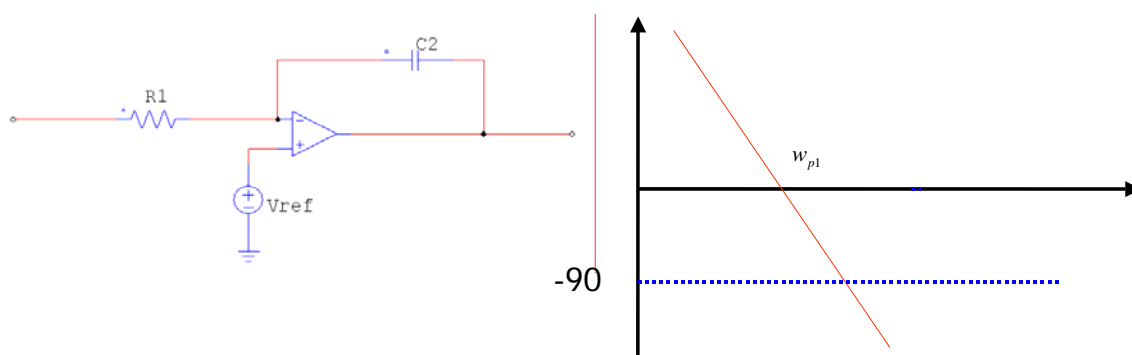


圖 32 Type I 補償器及其波德圖

Type I 補償器的小信號增益轉移函數如下：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{1}{s}$$

$$= k \frac{1}{s}$$

所以

$$k = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (4-7)$$

同 Type II,III 補償器，C2 可用變容器取代成為動態補償器。

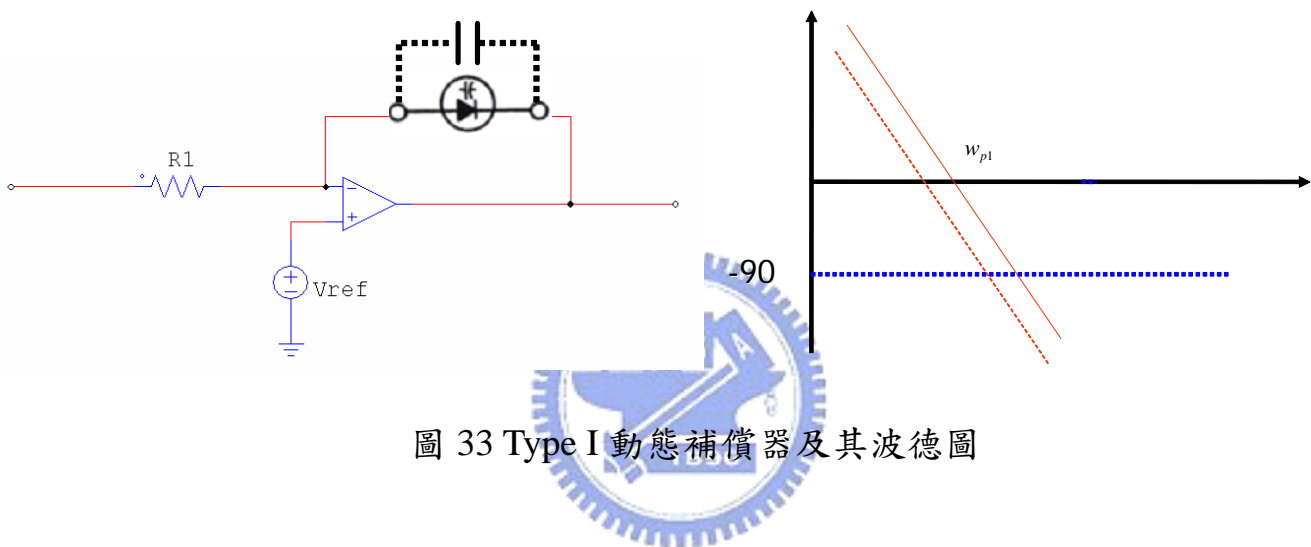


圖 33 Type I 動態補償器及其波德圖

第五章

Boost 電路 的傳統與動態補償模擬與分析

第四章提出一改良自 Type I，II 或 III 補償器的動態補償器以改善使用傳統補償器的缺點，使 DC-DC 轉換器可依輸入電壓進行動態調整。動態補償器可依輸入電壓而自動移動極零點，藉以調整 DC-DC 轉換器的相位增益及直流增益等參數，改善電壓輸出品質及響應。

本章節將以 Boost 電路為例進行不同補償器進行模擬分析，並提出是否需進行動態補償及其對策為何。

5.1 節本章所使用之 boost 電路規格，5.2 節為 5.1 節電路的開路直流模擬，5.3 節為輸出電壓小信號分析。

5.4 節針對 5.1 節電路用傳統固定極零點式補償器進行實驗及分析，5.5 節提出二種動態補償分析與電路設計以改善 5.4 節的固定極零點式補償器缺點。

最後一節會進行動態補償與傳統補償的分析與比較。

5.1 模擬電路與規格

在第三章中已經說明 buck、boost 及 buck-boost 小信號轉移模型會受輸入電壓下降而移動，進而影響補償器的設計。因此本章將以 boost 電路為例子進行分析設計，並比較使用傳統補償器與動態補償器的差異。

圖 34 為本章所使用之 boost 實驗電路。首先假設使用圖 6 的兩顆鹼性電池串聯作為輸入電源，因此圖 34 電路的最高輸入電壓為 3V ($1.5V \times 2$)，最低輸入電壓大約為 1.8V ($0.9V \times 2$)。下面是圖 34 電路的完整的設計規格：

- (1) 最高輸入電壓源=3V
- (2) 最低輸入電壓源=1.8V
- (3) 額定輸出電壓=5V
- (4) V_{PP} (peak-to-peak 電壓)=20mV
- (5) 最大負載= 1A

另外本章節的實驗限制在 CCM mode/voltage mode 下的 boost DC-DC 轉換器進行分析。

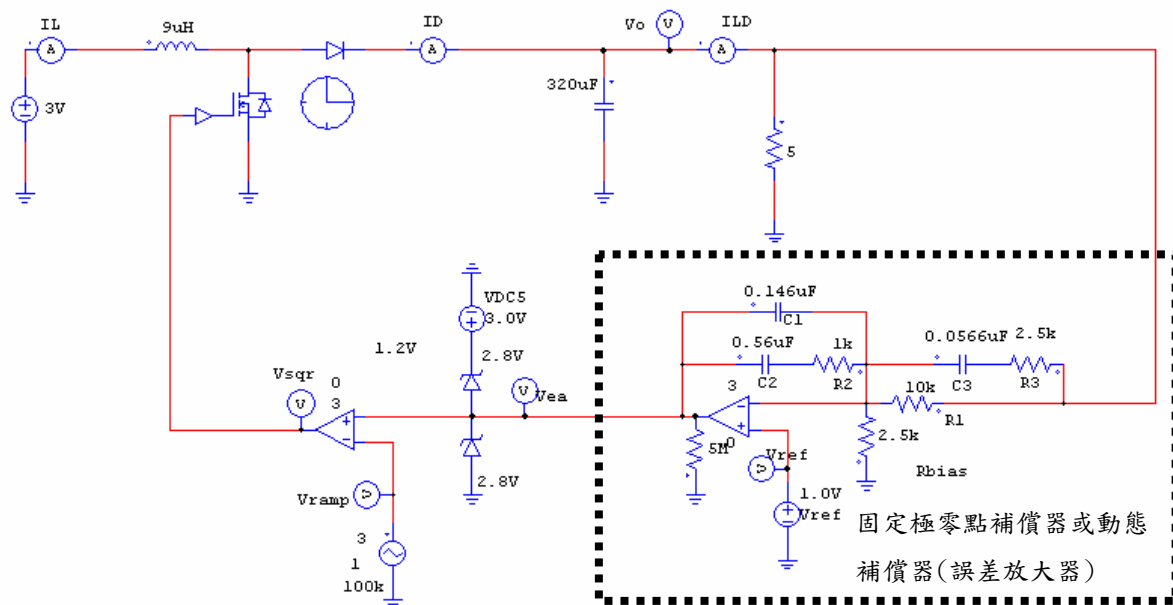


圖 34 本章所使用的 boost 電路

圖 34 的訊號流程與符號說明如下：

首先本實驗中 V_g 代表電池電壓，因此 V_g 的範圍為 1.8V~3V；又 V_o 目標值為 5V，當所需的負載電流為 1A，則取負載電阻為 5Ω ，若為極小電流時，如 0.001A 時取 $5k\Omega$ ；另外圖 34 的電感值取 9uH，電容值取 320uF，電感電容值可用 5.2 節方法確認是否正確，至於電感電容值之決定可參考相關文件說明[15][20]，在此並非本文討論範圍。

控制的 MOSFET 方波訊號 V_{sqr} 產生方式說明如下：首先圖 34 中輸出電壓 V_o 經取樣後，在 type III 補償器之內會與 1V 的參考電壓 V_{ref} 進行比較並且放大，可得到誤差放大訊號 V_{ea} 。 V_{ea} 與一個 100kHz 固定頻率的三角波 V_{ramp} 進行比較後便可得到脈波寬度調變(PWM)控制訊號 V_{sqr} 。注意在圖 34 中的 V_{ea} 最高電壓被 zenner 二極體限制在 2.8V，這是用以防止 MOSFET 全開(duty 為 100%)。

產生方波訊號 V_{sqr} 之後便可對 MOSFET 電晶體進行開關控制；當 MOSFET 導通時，輸入電源 V_g 對電感 L 儲存磁能，此時二極體逆偏，負載能量完全由輸出電容 C 提供，因此輸出電壓會逐漸下降。MOSFET 不導通時，電感電壓會突然反轉並使二極體導通，此時電感可對輸出電容及負載注入能量並使輸出電壓 V_o 上昇。在負迴授的機制下，MOSFET 的導通/不導通的比例可自動調整，從而使輸出電壓 V_o 穩定輸出。

圖 34 中虛線部份為可為固定極零點的補償器(誤差放大器)，或經改良後的動態補償放大器。在 5.4 節中的模擬案例採傳統固定極零點補償器，主要用以觀察傳統固定極零點補償器的 DC-DC 轉換器響應。5.5 節會改為動態補償器進行模擬。為了模擬的方便，圖 34 中放置了數個探針(probe)，其中 I_L 為通過電感 L 的電流； I_D 為飛輪二極體電流； I_{LD} 為負載電流(忽略迴授電路消耗電流)； V_o 為輸出電壓； V_{ea}

為經放大後的誤差放大訊號； V_{ref} 為參考電壓； V_{ramp} 為 100Khz 三角波訊號； V_{sqr} 為控制 MOSFET 的 PWM 訊號。

5.2 開路直流模擬

在進行閉迴路模擬之前，本節中先以進行開路直流模擬，以確定所選用的 L，C 滿足設計需求。

開路直流模擬主要目的是檢驗所選用的 L，C 是否滿足設計需求。其方法是將 DC-DC 轉換器負迴授電路移去，直接使用波形產生器模擬 PWM 方波，並控制 MOSFET 對電感進行充放電，確保從最高輸入電壓降至最低輸入電壓時，抑或是最大負載降至零負載時，輸出電壓及漣波皆能滿足設計所需。在進行閉迴路模擬之前，本節中先進行開路直流模擬，以確定所選用的 L，C 滿足設計需求。如同圖 34 的實驗電路，開路直流模擬所選用的電感 L 為 9uH，電容 C 為 320uF，設定切換頻率為 100kHz。

圖 35 說明如下:首先為了要產生固定 duty ratio 的 PWM V_{sqr} 訊號，在圖 35 中使用一個振幅 3V 頻率為 100kHz 三角波訊號 V_{ramp} 與一個固定電壓 V_{ea} 進行比較，便可產生固定 duty ratio 的 PWM V_{sqr} 訊號，因此控制 V_{ea} 便可以決定 PWM V_{sqr} 的 duty ratio D，同理若已知 duty ratio D，也可反推所需 V_{ea} 。

圖 35 的 Boost 電路的 D 與輸出電壓 V_o 與輸入電壓 V_g 存在以下關係 $V_o = \frac{1}{1-D} V_g$ 。因此對 Boost 電路而言，若已知輸入電壓 V_g 及所想要的輸出電壓 V_o 時，可經由上式得到所需的 duty ratio D。那麼所需的 V_{ea} 等於 $3 \times D$ 。

所以在圖 35 中，因輸出電壓 V_o 為 5V，所以當 V_g 為最高輸入電壓 3V，則 D 需等於 0.4； V_g 為最低輸入電壓 1.8V 時，則 D 等於 0.64。因此進行開路模擬時，當輸入電壓 V_g 從 3V 線性降低至 1.8V 時，D

需控制在 0.4 至 0.64 內並且線性遞增，即 V_{ea} 需控制在 $0.4 \times 3 = 1.2V$ 至 $0.64 \times 3 = 1.92V$ 內。

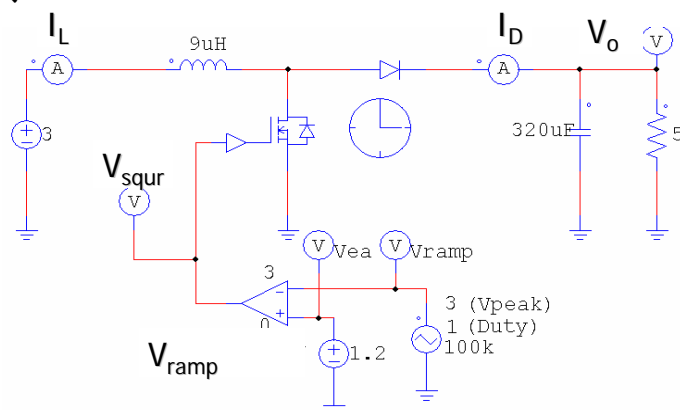


圖 35 開路直流模擬

開路直流模擬的規格是不管空載或滿載的情況下， V_g 從 3V 線性降低至 1.8V 時， V_o 的規格為 5V 且其漣波最大為 20mV。

圖 35 的電路經模擬後，其結果顯示 V_g 從 3V 線性降低至 1.8V 時，其輸出電壓為 5V 且輸出漣波皆小於 20mV；因此可知圖 35 的電感及電容值選擇正確，可滿足所需電路設計規格。

圖 36 為採最大負載 5Ω 時，輸入電壓 3.0V 之開路直流模擬結果，此次模擬得出輸出電壓為 4.97V，其 V_{PP} 為 12.5mV，小於最大漣波 20mV。要取得圖 36 的結果，圖 35 的 V_{ea} 要取 1.2V，使 3V 振幅的三角波 V_{ramp} 與 V_{ea} 比較後可產生 D 等於 0.4 的方波 V_{sqr} ($1.2/3=0.4$)。

另外在輸入電壓 1.8V 時(D 控制在 0.64)，輸出電壓為 4.95V， V_{PP} 為 19.7 mV (約等於 $12.5 \times 0.64 / 0.4 = 20mV$)。

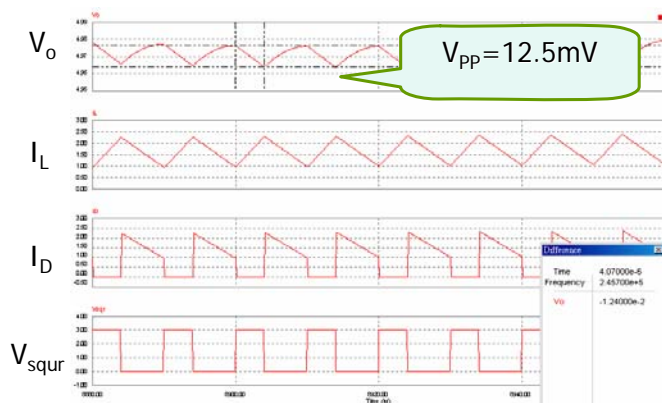


圖 36 輸入 3.0V 時開路直流模擬波形

5.3 輸出電壓小信號分析

圖 34 的 boost 電路的方塊示意圖如圖 37，其中虛線方塊代表著開路狀態的 boost 電路。將 boost 電路輸出電壓 $v(t)$ 以輸入電壓 v_g 、負載電流 i_{Load} 及 $d(t)$ 來表示，即 $v(t) = f(v_g, i_{Load}, d)$ ，可得圖 38 的大信號流程圖[17]。在圖 38 主要迴授流程如右：首先感測器 $H(s)$ 取樣 $v(t)$ 後可得取樣電壓，取樣電壓再減去 v_{ref} 可得到誤差訊號 v_e ， v_e 進入補償器 (compensator) 後可得到 $v_c(t)$ ，最後 $v_c(t)$ 與 PWM 產生器內的三角波比較後便可產生 PWM 訊號 $d(t)$ 。

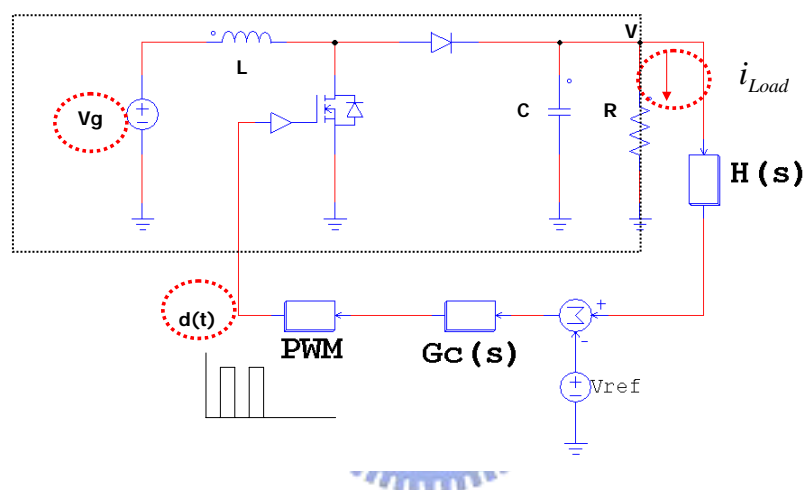


圖 37 Boost 電路示意圖

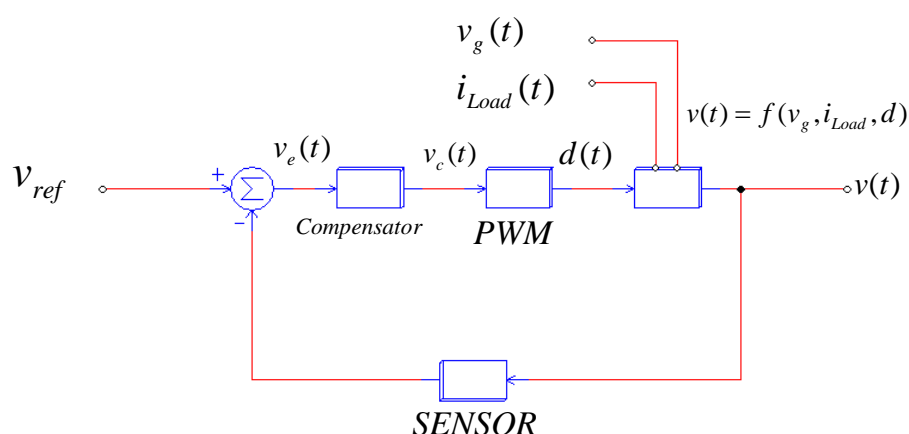


圖 38 Boost 電路大信號流程圖

將圖 38 之 boost 電路方塊以小信號模型代入，可得圖 39 及圖 40 之小信號流程圖（參考圖 3.2,3.3,3.4）[17]。

圖 40 中， $1/V_M$ 為 PWM 模組等效小信號模型， G_c 為補償器；另外 G_{vd} (control to output transfer function)及 G_{vg} (line to output transfer function)定義如下：

$$G_{vd} = \hat{v} \Big|_{\hat{v}_g=0, \hat{i}_{load}=0} \quad (5-1)$$

$$G_{vg} = \hat{v} \Big|_{\hat{d}=0, \hat{i}_{load}=0} \quad (5-2)$$

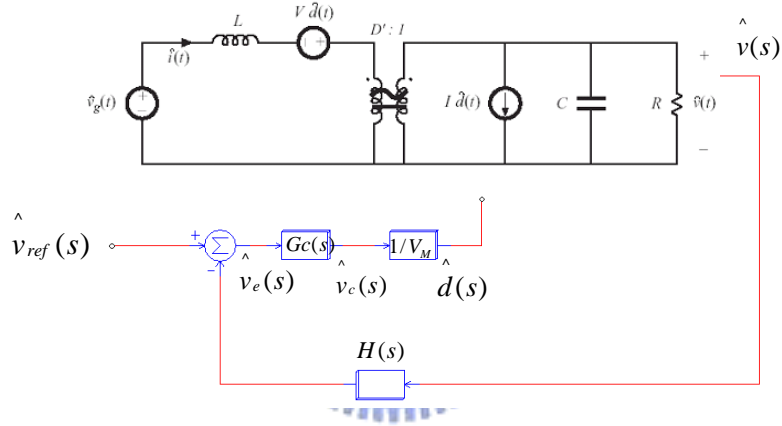


圖 39 boost 小信號流程圖 A

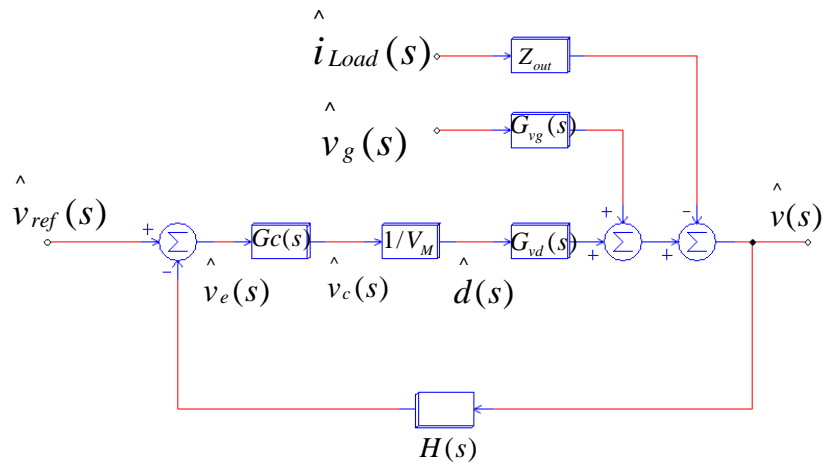


圖 40 boost 小信號流程圖 B

解算圖 40 的輸出電壓的小訊號 $\hat{v}(s)$ ，可得

$$\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{G_c G_{vd} / V_M}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} - \hat{i}_{Load} \frac{Z_{out}}{1 + H G_c G_{vd} / V_M} \quad (5-3)$$

令 T 為迴路增益(loop gain)並定義為 $T = H G_c G_{vd} / V_M$ 代入上式可得

$\hat{v}(s)$ 如下

$$\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1+T} - \hat{i}_{Load} \frac{Z_{out}}{1+T} \quad (5-4)$$

假設為 f_c 為交越頻率且假設當 $f < f_c$ 時 $\|T\| \gg 1$ ，當 $f > f_c$ 時 $\|T\| \ll 1$ ，則可得下列關係式

$$\frac{T}{1+T} = \begin{cases} 1 & \text{當 } \|T\| \gg 1 \quad (f < f_c) \\ T & \text{當 } \|T\| \ll 1 \quad (f > f_c) \end{cases} \quad (5-6)$$

$$\frac{1}{1+T} = \begin{cases} \frac{1}{T} & \text{當 } \|T\| \gg 1 \quad (f < f_c) \\ 1 & \text{當 } \|T\| \ll 1 \quad (f > f_c) \end{cases} \quad (5-7)$$

代入 $\hat{v}(s)$ 可得

$$\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1+T} - \hat{i}_{Load} \frac{Z_{out}}{1+T} \quad (5-8)$$

其中 $f < f_c$ 時 $\|T\| \gg 1$ ，可得 $\frac{1}{1+T} \approx 0$ ，因此 \hat{v}_g 、 \hat{i}_{Load} 項可忽略，

因此

$$\hat{v}(s) \approx \hat{v}_{ref}(s) \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} \approx \begin{cases} \hat{v}_{ref}(s) \frac{1}{H} & \|T\| \gg 1 \quad (f < f_c) \\ 0 & \|T\| \ll 1 \quad (f > f_c) \end{cases} \quad (5-9)$$

$$\text{其中 } T = H G_c G_{vd} / V_M \quad (5-10)$$

圖 34 的電路中，電感 L 為 $9\mu\text{H}$ ，電容 C 為 $320\mu\text{F}$ ， V_M 為 3V ， $H(s)=1/5$ ， V_{ref} 為 1V

所以可得

$$\hat{v}(s) \approx \hat{v}_{\text{ref}}(s) \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} = \hat{v}_{\text{ref}}(s) \frac{1}{\frac{1}{5}} \frac{T}{1+T} = \hat{v}_{\text{ref}}(s) \frac{5T}{1+T} \quad (5-11)$$

其中 T 為補償後迴路增益(定義為 T_c)如下 ($H=1/5, V_M=3$)

$$T=T_c=HG_cG_{vd}/V_M=\frac{1}{5}G_cG_{vd}/3=\frac{1}{15}G_cG_{vd} \quad (5-12)$$

若令 G_c 為 1，則可得未補償前的迴路增益 T_u 如下：

$$T=T_u=HG_cG_{vd}/V_M=\frac{1}{5}G_{vd}/3=\frac{1}{15}G_{vd} \quad (5-13)$$

圖 34 的 boost 電路的 $G_{vd}(s)$ 如下式，參考第三章公式可得等各項參數。下表列出 $V_g=3\text{V}$ 及 $V_g=1.8\text{V}$ 的 $G_{vd}(s)$ 各項參數；圖 41 為 $V_g=3\text{V}$ 及 $V_g=1.8\text{V}$ 未補償前的迴路增益相位及相角圖

$$G_{vd}(s)=G_{d0} \frac{(1-\frac{s}{w_z})}{1+\frac{s}{Qw_0}+(\frac{s}{w_0})^2} \quad (5-14)$$

V_g	V	D	D'	G_{d0}	f_0	Q	f_z
3	5	0.4	0.6	-5.1 dB	3.559 kHz	19.03 dB	31.8 kHz
1.8	5	0.64	0.36	-0.669 dB	2.135 kHz	14.59 dB	11.5 kHz

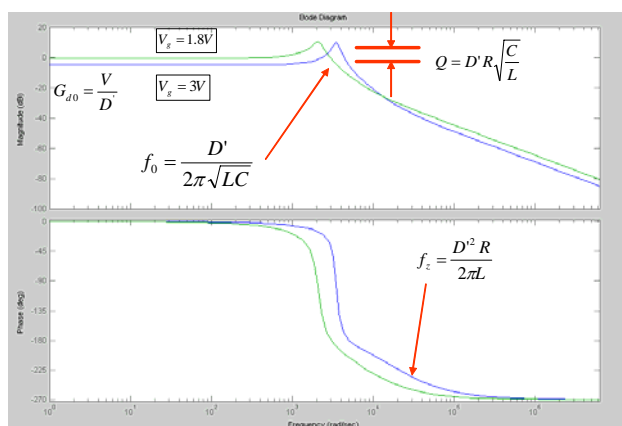


圖 41 未補償前的迴路增益及相位

5.4 傳統固定極零點式補償器實驗

本節中以傳統方式設計一固定極零點式的 TypeIII 補償器 $G_c(s)$ ，來對圖 34 電路進行補償，使 DC-DC 轉換器輸入電壓從 3V 降到 1.8V 之間都能滿足 5.1 節的設計需求。

一般而言，常用固定極零點式 TypeIII 補償器會取第一零點 w_{z1} 等於第二零點 w_{z2} ，第一極點 w_{p1} 也等於第二極點 w_{p2} ，如此可使低於第一零點頻率的低頻增益更高，並使高於第二極點頻率的高頻訊號能儘快的壓低。因此本節中取 $w_{z1} = w_{z2}$ ， $w_{p1} = w_{p2}$ 。

首先考慮輸入電壓 3V 時的 DC-DC 轉換器轉移曲線(圖 41)來設計補償器；本實驗中取 $w_{z1} = w_{z2} = 1.77\text{kHz}$ ，約為 3V 轉移曲線二階極點頻率的二分之一，直流增益約為 50dB；另外取 $w_{p1} = w_{p2}$ 約為二階極點頻率的二倍，其零交越頻率設計在約為 11172 rad/s 之處。參考公式 4-3 (4.2.1 節)，並給定 R_1 為 $10\text{k}\Omega$ 後，可計算出 $R_2 = 565\Omega$ ， $R_3 = 2.5\text{k}\Omega$ ， $C_1 = 0.791\mu\text{F}$ ， $C_2 = 0.316\mu\text{F}$ 及 $C_3 = 0.0179\mu\text{F}$ 。此 Type III 補償器及波德圖，可參考圖 42。

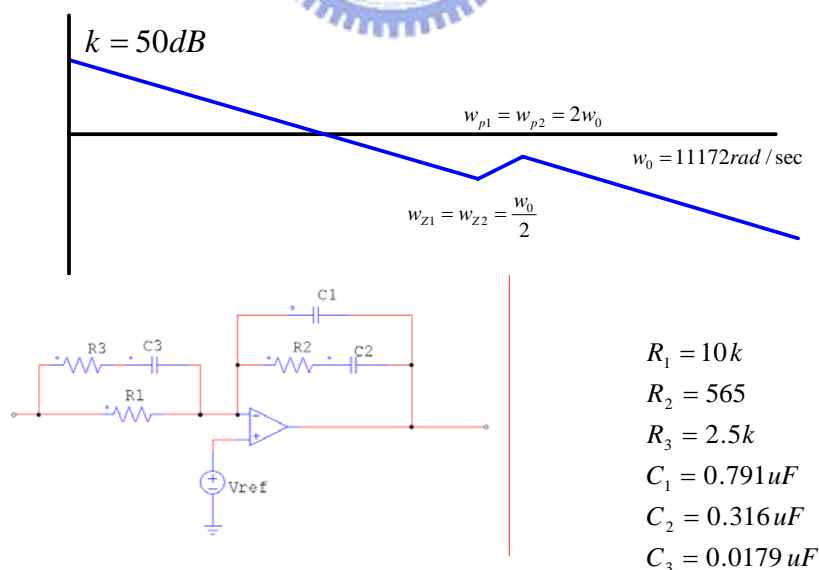


圖 42 對應輸入電壓 3V 時的 TypeIII 補償器

圖 43 為圖 42 補償器的增益/相位圖中， G_c 代表 Type III 補償器， T_u 是電壓 3V 時未補償前迴路增益 (uncompensated loop gain)， T_c 是補償後迴路增益(compensated loop gain)。由前一節可知

$H = 1/5, V_M = 3$ ，因此 $T_c = HG_c G_{vd} / V_M = 1/15 \times G_c G_{vd}$ ，若取 $G_c = 1$ 可得

$T_u = 1/15 \times G_{vd}$ 為未補償前迴路增益。圖 44 為整體閉迴路增益 T_{close}

(close-loop loop gain)，其中 $\hat{v}(s) = \hat{v}_{ref}(s) T_{close}$ ，

而 $T_{close} = \frac{1}{H} \frac{T}{1+T}$, $T = HG_c G_{vd} / V_M = 1/15 \times G_c G_{vd}$ ，因此

$$T_{close} = \frac{1}{H} \frac{(1/15 \times G_c G_{vd})}{1 + (1/15 \times G_c G_{vd})} \quad \circ$$

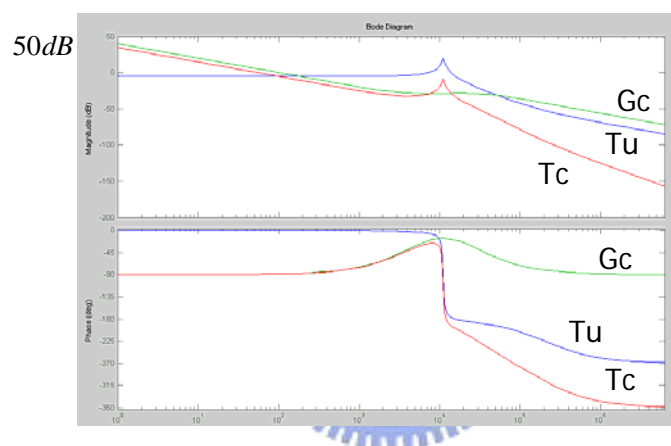


圖 43 對應輸入電壓 3V 時 $T_c/T_u/G_c$ 增益及相位

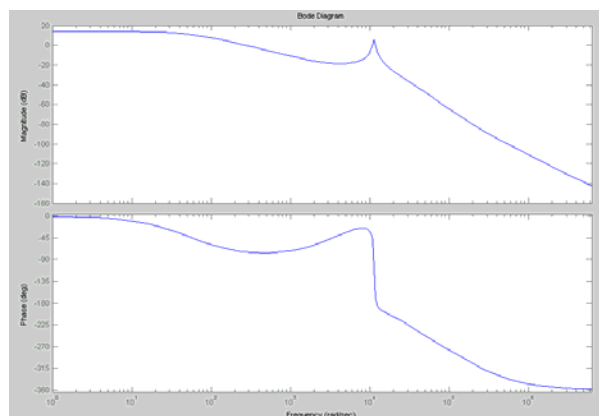


圖 44 對應輸入電壓 3V 時 T_{close} 增益及相位

圖 45 為電壓 3V 時的 Gain margin 及 phase margin，其中 GM=8.89dB，PM=44.35 度。經模擬輸入電壓為 3V，不管輸出為滿載或空載，其輸出結果都極為穩定。圖 46 為輸入電壓為 3V 輸出為 1A 的波形圖，由圖中可知輸出結果極為穩定，其 V_{pp} 為 12.5mV。

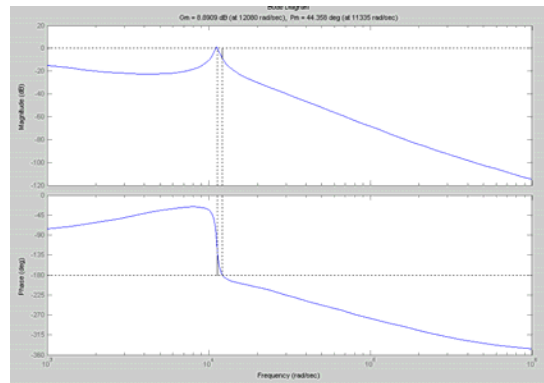


圖 45 對應輸入電壓 3V 時的 GM 及 PM

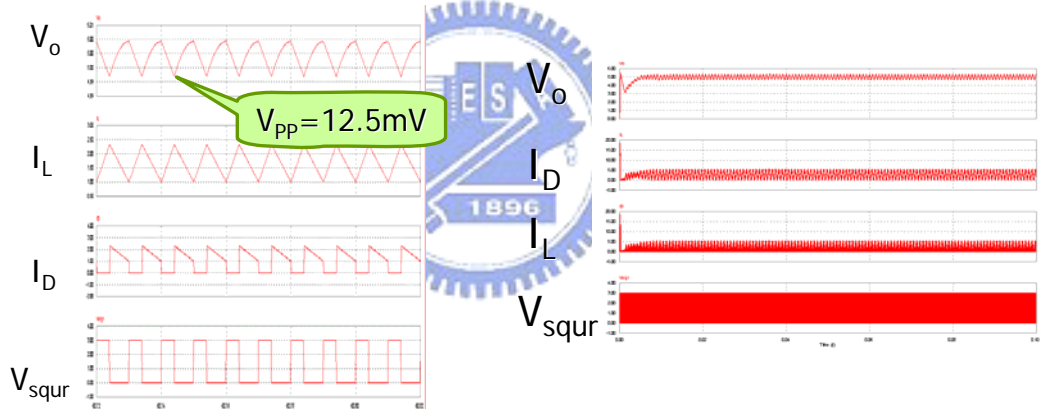


圖 46 輸入電壓 3V 時輸出波形

圖 47 輸入電壓 1.8V 時輸出波形

然而以輸入電壓 3V 轉移曲線為對象所設計出的補償器，在輸入電壓下降之後， V_{pp} 會逐漸擴大，當輸入電壓降至 1.8V 時 V_{pp} 已擴大至 580mV(圖 47)。這是因為輸入電壓從 3V 逐漸降到 1.8V 時 DC-DC 轉換器的小信號轉移曲線 $G_{vd}(s)$ 的二階極點 w_0 會隨輸入電壓下降而左移，而且右半平面零點 w_z 以輸入電壓平方的關係向左快速移動，導致額外增加的相位落後，使相位邊際隨輸入電壓降低而變小或為負值，造成系統不穩定。因此就圖 41 言，其最差狀況是發生在輸入電壓 1.8V 時而不是輸入電壓 3V 時。

因此若改以輸入電壓 1.8V 時的 DC-DC 轉換器轉移曲線來設計補

償器(圖 41，圖 42)。取 $w_{z1} = w_{z2} = 1.02\text{kHz}$ ，約為 3V 轉移曲線二階極點頻率之二分之一，直流增益約為 40dB；另外取 $w_{p1} = w_{p2}$ 約為二階極點頻率的二倍，其零交越頻率設計在約為 115rad/s，相較於電壓 3V 時所設計之零交越頻率 11172 rad/s 降低了許多。圖 48 是 Tc/Tu/Gc 的增益/相位圖。

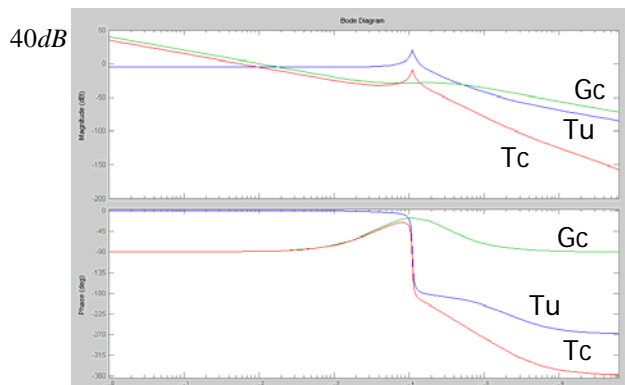


圖 48 對應輸入電壓 1.8V 時 Tc/Tu/Gc 增益及相位

實驗結果顯示系統穩定，不管輸入電壓為 3V 或降至 1.8V，輸出電壓都極為穩定。輸入 3V 時， $V_{pp}=12.5\text{mV}$ ，輸入 1.8V 時 $V_{pp}=19.8\text{mV}$ ，等同於開路 boost DC 分析結果。(圖 50，圖 51)。但缺點是交越頻率極低(小於從 3V 降到 1.8V 所有轉移曲線二階極點頻率)，極大的壓抑了 typeIII 補償器的直流增益 k 值，致使暫態響應差，系統反應遲頓。圖 49 為 Gain margin 及 phase margin，其中 $GM=18.3\text{dB}$ ， $PM=90$ 度。

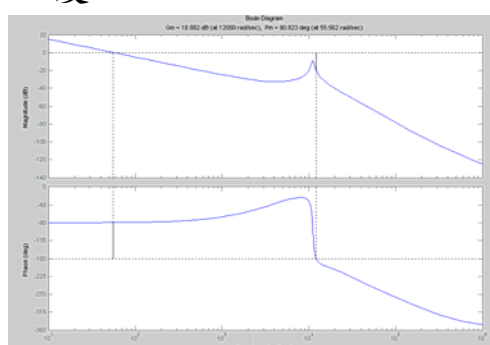


圖 49 對應輸入電壓 1.8V 時的 GM 及 PM

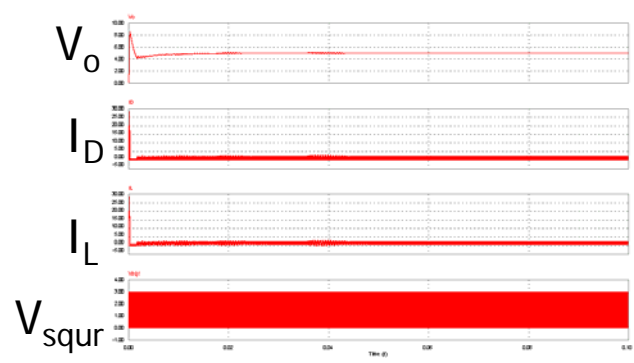


圖 50 輸入電壓 1.8V 時輸出波形

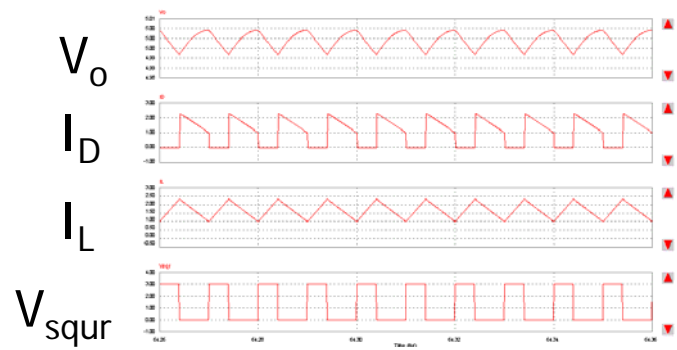


圖 51 輸入電壓 1.8V 時輸出波形--微觀



5.5 動態補償實驗

5.5.1 第一種動態補償分析與電路設計

前一節中以 3V 轉移曲線為對象所設計的補償器，輸入電壓為 3V 時，其輸出結果相當理想，然而輸入電壓逐漸低於 3V 時，漣波便會逐漸擴大至不可接受地步。以 1.8V 時的轉移曲線為對象所設計之補償器，在輸入電壓在 1.8V 到 3V 之間其輸出電壓都很穩定，但其低頻增益極低頻寬不足，暫態響應不佳。

本節所提出的動態補償器可以在此二種補償器間取得平衡，可以實現高增益，高頻寬，1.8V~3V 都有良好輸出電壓與漣波的 DC-DC 轉換器。

由於電池在大部份時間其輸出電壓都在額定電壓附近，因此首先可以考慮用前一節輸入電壓 3V 時的 Type III 補償器來改良成 Type III 型動態補償器(參考 4.2.2 節 Type III 補償器動態補償策略)。那麼如果假設 Type III 動態補償器在輸入電壓 3V 時，其極零點完全與前一節輸入電壓 3V 所對應的 Type III 補償器相同，則此時 DC-DC 輸出電壓與響應皆應完全相同。(圖 43~44)。

前一節已說明，若此 Type III 動態補償器的極零點不進行調整，則輸入電壓下降後，輸出漣波會逐漸擴大，因此應該設法使極零點隨輸入電壓下降而調整。

考慮使動態補償器低頻濾波點 ($w_{z1} = w_{z2}$ 處) 追隨 DC-DC 轉換器的 T_u (未補償前 loop gain) 的二階極點 w_0 移動，並使 $w_{z1} = w_{z2}$ 為二階極點頻率的一半，即 $w_{z1} = w_{z2} = \frac{w_0|_{V_g}}{2}$ ($w_0|_{V_g}$ 表輸入電壓 V_g 時的二階極點 w_0)；另外 $w_{p1} = w_{p2}$ 保持不動，永遠等於二倍 3V 時的二階極點頻率，即 $w_{p1} = w_{p2} = 2w_0|_{V_g=3V}$ 。又第三章可知 boost 電路的 w_0 等於 $\frac{V_g}{V\sqrt{LC}}$ ，因此可得 $w_{z1} = w_{z2} = \frac{w_0}{2} = \frac{V_g}{V\sqrt{LC}} \frac{1}{2}$ 。(圖 52 及圖 53)

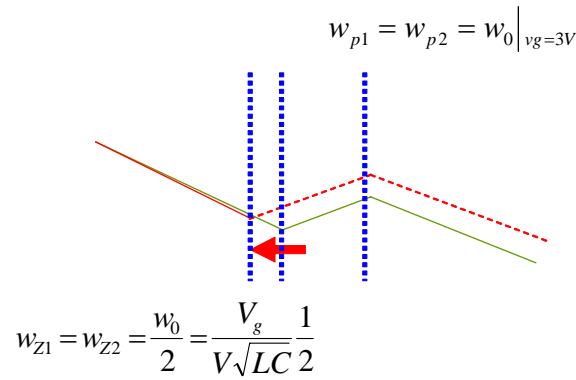


圖 52 第一種動態補償示意

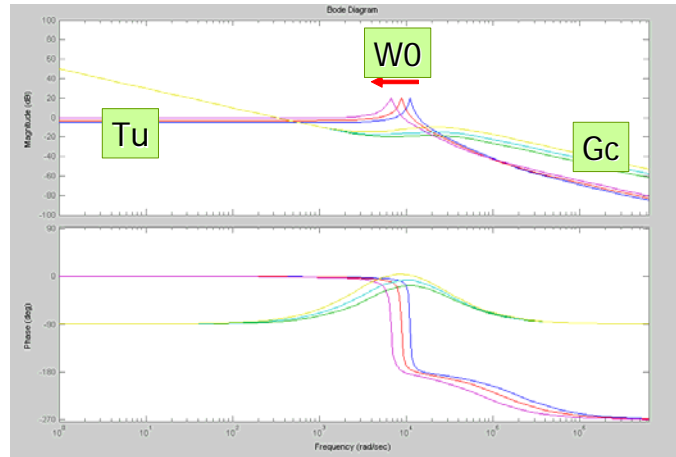


圖 53 輸入電壓下降時第一種動態補償增益及相位

依 $w_{z1} = w_{z2} = \frac{w_0 \big|_{vg}}{2}$ 及 $w_{p1} = w_{p2} = 2w_0 \big|_{vg=3V}$ 的原則代入圖 34 的電路模擬, 可得以下實驗結果:

- (1) 輸入電壓為 3V, 輸出結果極為穩定, 其中 $V_{pp}=12.6mV$ (同圖 50, 5-18)。
- (2) 輸入電壓從 3V 開始下降, 其輸出電壓都極為穩定, 其中 1.8V 時輸出結果漣波從 560mV 降至 19mV, 充份滿足開路直流的模擬的結果(圖 54)。
- (3) 因此若補償器低頻濾波點可以追隨二階極點頻率走, 則電壓從 3V 降至 1.8V 整個輸出都是穩定; 另外在電壓 3V 時可以有良好直流增益及高交越頻率 (直流增益及高交越頻率同前一節)。
- (4) 3V 時 Type III 補償器所需的電阻電容值為 $R_1 = 10k \Omega$, $R_2 = 565 \Omega$, $R_3 = 2.5k \Omega$, $C_1 = 0.791\mu F$, $C_2 = 0.316\mu F$ 及 $C_3 = 0.0179\mu F$; 隨著輸入電壓下降至 1.8V 補償器所需的電阻電容值變為 $R_1 = 10k$

Ω , $R_2 = 942 \Omega$, $R_3 = 1.5k \Omega$, $C_1 = 0.0475uF$, $C_2 = 0.316uF$ 及 $C_3 = 0.0298uF$ 。其中 R_1 及 C_2 不需變動，而 R_2 , R_3 , C_1 , C_3 需隨電壓下降而改變。

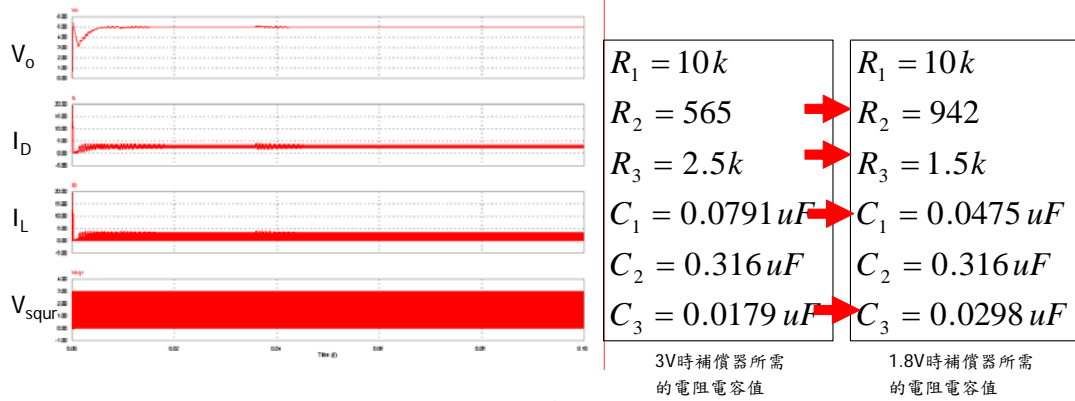


圖 54 輸入電壓 1.8V 時第一種動態補償輸出結果

動態補償器電路設計：

重列 Type III 補償器電路各極零點及 k 值公式如下：(圖 55)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = k \frac{(s + \frac{1}{w_{z1}})(s + \frac{1}{w_{z2}})}{s(s + \frac{1}{w_{p1}})(s + \frac{1}{w_{p2}})}$$

定給定 R_1 及 k 後

$$C_2 = \frac{1}{R_1 k} \quad R_2 = \frac{1}{w_{z1} C_2} \quad C_1 = \frac{1}{R_2 w_{p1}}$$

$$C_3 = \frac{1}{R_1 w_{z2}} \quad R_3 = \frac{1}{C_3 w_{p2}}$$

首先計算輸入電壓 V_g 下降時電阻電容的變化。在此動態補償器中，已知 $w_{z1} = w_{z2} = \frac{w_0}{2} = \frac{V_g}{V \sqrt{LC}} \frac{1}{2}$ 及 $w_{p1} = w_{p2} = 2w_0|_{V_g=3V}$ 為常數。因此給定 k 值及 R_1 值(一般為 10k)後，便可以很容易求得 $R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3$ 與輸入電壓 V_g 關係。

在下面的計算中為了方便說明， $R_1|_x, R_2|_x, R_3|_x, C_1|_x, C_2|_x, C_3|_x$ 是指輸入電壓 $V_g=x$ 時的 R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 及 C_3 值。下面是輸入電壓 V_g 下降後電阻電容的變化關係：

(1) 首先令 $R_1^{\Delta} = 10k$ ，可得 $C_2 = \frac{1}{R_1 k}$ 為常數，因此電壓下降後

的 C_2 等於 3V 時的 C_2 。

$$(2) \quad C_2 \text{ 為常數且 } R_2 = \frac{1}{w_{Z1} C_2}, \text{ 所以 } R_2|_{V_g} = R_2|_{3V} \frac{w_{Z1}|_{3V}}{w_{Z1}|_{V_g}} = R_2|_{3V} \frac{3}{V_g}$$

$$(3) \quad \text{因為 } C_1 = \frac{1}{R_2 w_{p1}}, w_{p1} \text{ 為常數 且 } R_2|_{V_g} = R_2|_{3V} \frac{3}{V_g}, \text{ 所以可得}$$

$$C_1|_{V_g} = C_1|_{3V} \frac{V_g}{3}$$

$$(4) \quad \text{同理可得 } R_3|_{V_g} = R_3|_{3V} \frac{V_g}{3} \text{ 及 } C_3|_{V_g} = C_3|_{3V} \frac{3}{V_g}$$

結論是隨著電壓下降 R_2 及 C_3 與 V_g 成反比， R_3 及 C_1 與 V_g 成正比。因此圖 55 的補償器中要隨電壓進行調整的電阻電容有四個，其中 R_2 及 R_3 可用由 MOSFET 組成的可變電阻代替， C_1 可用變容器代(varactor)。此補償器是有缺點的，由於橫跨 C_3 的電壓固定為 4V，因此 C_3 無法用 varactor 代替，因此這個動態補償器尚需改良。

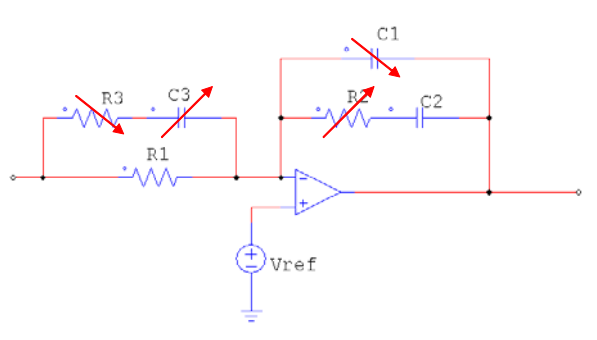


圖 55 第一種 Type III 補償器需要調整的電阻電容

5.5.2 第二種動態補償分析與電路設計

前一小節之動態補償結構 w_{Z1} 及 w_{Z2} 都會追隨 w_0 移動，此處改變移動策略，只考慮讓 w_{Z1} 追隨 w_0 ，等於為當時的二階極點頻率 w_0 的一半；而 w_{Z2} 維持不動等於 3V 時的零點值（圖 56）；另外 w_{p1} 及 w_{p2} 都等於二倍 3V 時的二階極點頻率。此外令 3V 時的 w_{Z1} 的初值等於為當時的二階極點頻率 w_0 的一半。經整理之後，此動態補償結構有以下關係：

$$(1) \quad w_{Z1}|_{3V} = w_{Z2}|_{3V} = \frac{w_0|_{3V}}{2}$$

$$(2) \quad w_{Z1} = \frac{w_0}{2} = \frac{V_g}{V\sqrt{LC}} \frac{1}{2}$$

$$(3) \quad w_{p1} = w_{p2} = 2w_0 \Big|_{v_g=3V}$$

(4) 3V 時 Type III 補償器所需的電阻電容值為 $R_1 = 10k \Omega$,

$R_2 = 565 \Omega$, $R_3 = 2.5k \Omega$, $C_1 = 0.791\mu F$, $C_2 = 0.316\mu F$ 及

$C_3 = 0.0179\mu F$; 隨著輸入電壓下降至 1.8V 補償器所需的電阻電

容值變為 $R_1 = 10k \Omega$, $R_2 = 942 \Omega$, $R_3 = 2.5k \Omega$, $C_1 = 0.0475\mu F$,

$C_2 = 0.316\mu F$ 及 $C_3 = 0.0179\mu F$ 。其中 R_1 及 C_2 不需變動，而 R_2 ,

R_3 , C_1 , C_3 需隨電壓下降而改變。

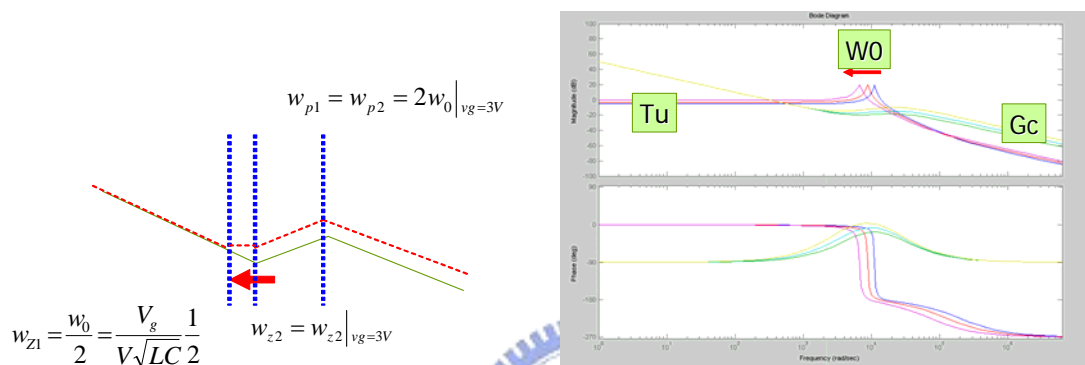


圖 56 第二種動態補償

依本節的動態補償器原則代入圖 34 的電路進行模擬，可以得到當輸入電壓從 3V 一直降至 1.8V 時，其輸出電壓穩定在 5V 附近且漣波皆小於 20 mV。當輸入電壓為 3V，輸出結果極為穩定，漣波為 12.6mV；在 1.8V 時輸出結果如下圖，漣波從 560mV 降至 19mV。

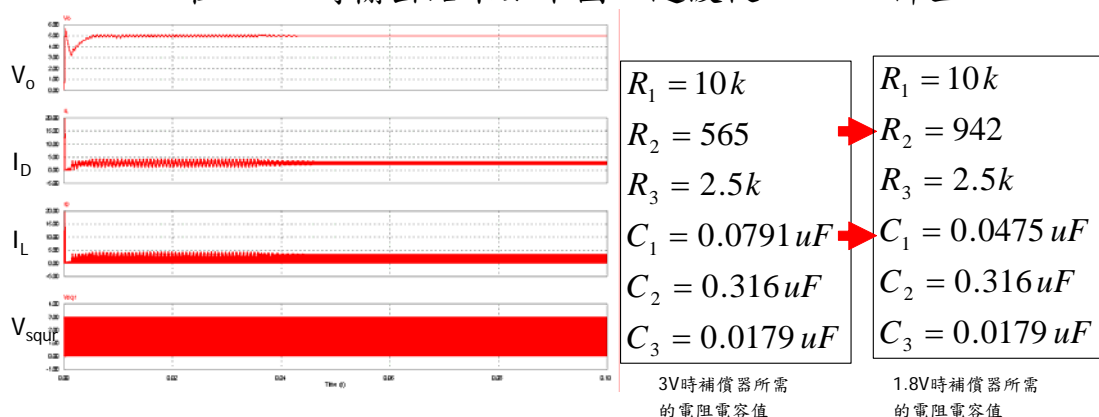


圖 57 輸入電壓 1.8V 時第二種動態補償輸出結果

動態補償器電路設計：

如前一節的計算方式(5.6.1 節)，首先計算輸入電壓 V_g 下降時電阻電容的變化。在此動態補償器中，已知 $w_{z1} = \frac{w_0}{2} = \frac{V_g}{V\sqrt{LC}} \frac{1}{2}$ 及 $k, w_{z2}, w_{p1}, w_{p2}$ 為常數。因此給定 k 值及 R_1 值(一般為 10k)後，便可以很容易求得 $R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3$ 與輸入電壓 V_g 關係。

(1) 首先令 $R_1 = 10k$ ，又 k 及 w_{z2} 為常數，所以可得 $C_2 = \frac{1}{R_1 k}$

及 $C_3 = \frac{1}{R_1 w_{z2}}$ 為常數。

(2) C_3 為常數且 w_{z2} 為常數，所以 $R_3 = \frac{1}{C_3 w_{p2}}$ 為常數。

(3) C_2 為常數又 $R_2 = \frac{1}{w_{z1} C_2}$ ，所以可得 $R_2|_{V_g} = R_2|_{3V} \times \frac{w_{z1}|_{3V}}{w_{z1}|_{V_g}}$

又 $w_{z1}|_{V_g} = \frac{V_g}{V\sqrt{LC}} \frac{1}{2}$ ，因此 $R_2|_{V_g} = R_2|_{3V} \times \frac{3}{V_g}$

(4) w_{p1} 為常數又 $C_1 = \frac{1}{R_2 w_{p1}}$ ，可得 $C_1|_{V_g} = C_1|_{3V} \times \frac{V_g}{3}$

經整理可知 R_1, R_3, C_2, C_3 為常數，只有 R_2 及 C_1 需隨電壓下降調整(圖 57)；其中 R_2 可考慮用 MOSFET 所組成的可變電阻代替， C_1 考慮用變容器替代。

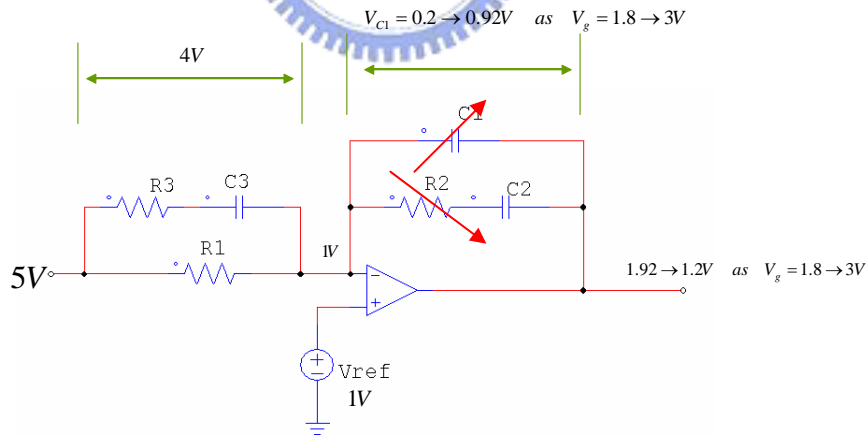


圖 58 第二種 Type III 補償器需要調整的電阻電容

首先考慮 C_1 的實現，即如何使電壓 V_g 上昇而 C_1 隨之上昇。觀察圖 58 補償器，其橫跨 C_1 的的電壓 V_{C1} 會與輸入電壓有關。由於 Boost 電路輸入電壓 V_g 與輸出電壓 V 存在 $D = 1 - \frac{V_g}{V}$ 的關係，因此輸入電壓 V_g 從 1.8V 上升至 3V 時，其 duty ratio D 會從 $1 - \frac{1.8}{5} = 0.64$ 降

至 $1 - \frac{3}{5} = 0.4$ ；又 $d(t)$ 振幅為 $3V$ ，所以控制 PWM 產生器的運算放大器輸出電壓會從 $0.64 \times 3 = 1.92V$ 降至 $0.4 \times 3 = 1.2V$ ；由於運算放大器的負端輸入等於 $V_{ref} = 1V$ ，所以 V_{C1} 在 V_g 從 $1.8V$ 上升至 $3V$ 時，會線性的從 $0.92V$ 線性降低至 $0.2V$ 。此處的 V_{C1} 為正值，事實上經由適當選用三角波最大振幅及 V_{ref} ，可使 D 從最大至最小時， V_{C1} 皆為正值；又對動態補償器而言， $C1$ 需要隨輸入電壓上昇而變大，因此可以考慮在此將 $C1$ 換成變容器或變容器與固定電容器併聯。

在圖 58 中，當 V_{C1} 為 $0.92V$ 時，所需的 $C1$ 為 $0.0475 \mu F$ ；當 V_{C1} 為 $0.2V$ 時所需之 $C1$ 為 $0.0791 \mu F$ 。可以用一個變容器實現此關係，如圖 59；前述作法的 $C1$ 體積較大，可考慮在變容器旁並聯一個電容器，如並聯一個 $0.0450 \mu F$ 的電容，則當 V_{C1} 為 $0.92V$ 時所需的變容器為 $0.0025 \mu F$ ($0.0475 \mu F$ 減去 $0.0450 \mu F$)； V_{C1} 為 $0.2V$ 時所需之 $C1$ 為 $0.0341 \mu F$ ($0.0791 \mu F$ 減去 $0.0450 \mu F$)，參考圖 60。

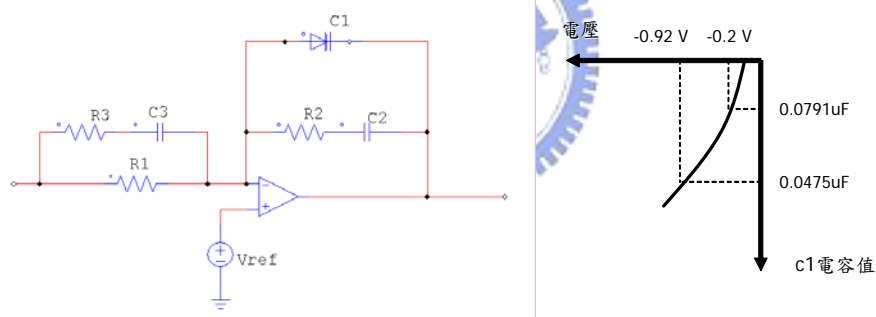


圖 59 加入變容器的 Type III 補償器 A

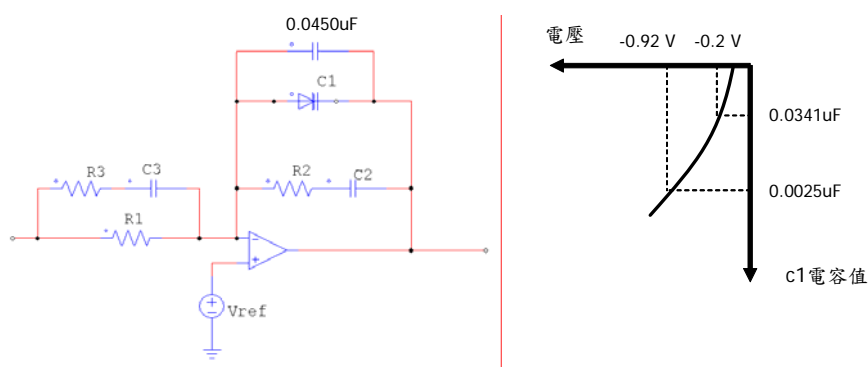


圖 60 加入變容器的 Type III 補償器 B

前面說明了 C1 的實現，在此討論 R2 實現，使輸入電壓上昇 V_g 時 R2 值下降。參考第 4.2.3 節的說明將 R2 以二個並聯電阻 R_a 及 R_b 與一個由輸入電壓控制的 MOSFET 替代。

計算圖 61 的 R_a 及 R_b ，若補償器在最高輸入電壓時所需之 R_{eq} 為 R_{min} ，最低輸入電壓時之 R_{eq} 為 R_{max} 。由圖 57 已知 R_{min} 為 565Ω ， R_{max} 為 942Ω 。

所以在最高輸入電壓 3V 時，假設 MOSFET 完全導通可得

$$R_{eq} = R_{DS(ON)} + R_b // R_a \approx R_b // R_a = R_{min} = 565 \text{ } \circ$$

另外最低輸入電壓 1.8V 時，假設 MOSFET 完全不導通，因此 $R_{eq} = R_{DS(ON)} + R_b // R_a \approx R_a = R_{max} = 942 \text{ } \circ$ 解聯立方程式，可得 R_a 為 942Ω 及 R_b 為 1412Ω 。

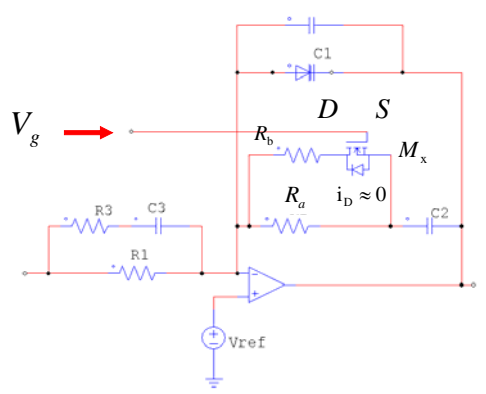


圖 61 加入 MOSFET 的動態補償器

5.6 使用動態補償與傳統補償的分析與比較

首先就相位補償進行比較，圖 62 相位比較圖顯示本文提出的第一種及第二種動態補償器動態補償器可以提供寬廣頻域的的動態相位提昇。這是因為動態補償器的第一零點等於小信號轉移曲線的動態二階極點 w_0 的二分之一，即第一零點會追隨因輸入電壓下而向左移動的動態二階極點 w_0 。經由這樣的組態，可使在動態二階極點 w_0 附近的零交越頻率永遠都有足夠的相位提昇，因此不管是 3V 時的小信號轉移曲線或 1.8V 時的小信號轉移曲線，動態補償器都可在 w_0 附近之零交越頻率提供足夠的相位提昇，彌補小信號轉移曲線的零點向左快速移動所造成的額外相位落後。

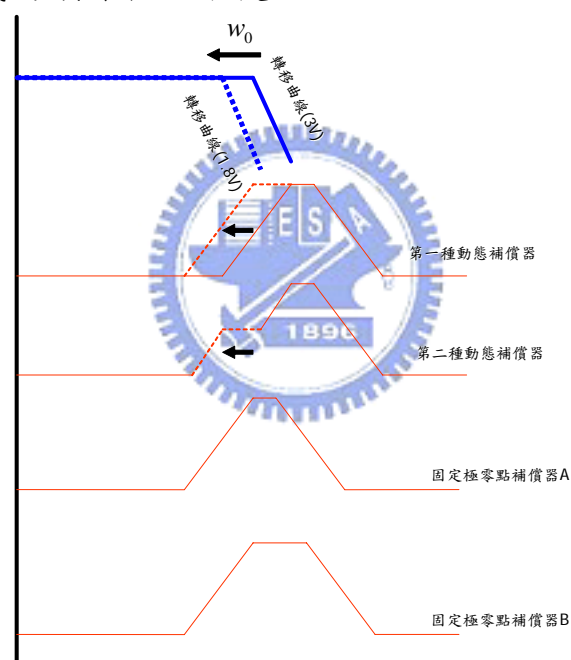


圖 62 動態補償器與傳統補償器的相位比較

相反地，極零點固定的傳統補償器卻只能在某一頻率範圍提供足夠的相位提昇。圖 62 的固定極零式補償器 A 為 5.4 節所使用的補償器。由於它只能在極窄的區域提供足夠的相位提昇，因此當小信號轉移曲線的相位隨輸入電壓下降而快速左移下降時，極容易造成零交越頻率處相位邊際不足。因此為了防止低電壓時發生不穩定，在 3.4 節、4.2.2 節及 5.4 節中已說明補償器的相位補償峰值必需左移，遷就低電

壓時的轉移曲線相位進行補償，而且它也會帶來一個缺點，即補償器的直流增益補償會很低。

圖 62 的另一個使用固定極零點式的補償器 B 如同動態補償器般能提供寬廣頻域的的相位提昇，它選用一個極低頻率的第一零點 W_{z1} ，使高輸入電壓到低輸入電壓時的轉移曲線都有足夠的相位提升，但缺點同補償器 A，都是因為補償器的第一零點頻率 W_{z1} 太低了，會導致補償器的直流增益補償大幅下降(參考圖 21)，進而影響 DC-DC 轉換器的暫態性能。

因此就相位補償比較，可知動態補償器提供寬廣頻域的的動態相位提昇，而固定極零式補償不管相位提升頻域寬或窄，都會有直流增益補償低的缺點。

觀察圖 63 的固定極零點式傳統補償器 A 或 B，從第一零點延伸至零頻率之交點便是直流補償增益。因此可說固定極零點式補償器的直流補償增益，主要受限於 DC-DC 轉換器小信號轉移曲線的二階極點(圖 63)，一般而言其直流補償增益大約等於 $20\log(w_0/2)$ 減去共振點峰值 Q 。又共振點峰值與輸入電壓的關係並不明顯，所以當 DC-DC 工作電壓愈低，其直流補償增益只能愈來愈低。因此觀察圖 63 的補償器 A 與 B 其其直流補償增益會受限於 1.8V 時的轉移曲線。

相反地，圖 64 動態補償器的直流補償增益可以不受工作電壓影響。圖 64 的第一種及第二種動態補償器，它們的直流補償增益都等於最高工作電壓時可以設計的最高直流補償增益。因此很明顯的，對於 boost 或 buck-boost 電路而言，動態補償器的直流補償增益遠高於傳統補償器。在圖 63 上的虛線代表著圖 64 動態補償器的直流補償增益，它們很明顯的高於固定極零點補償器的直流補償增益。

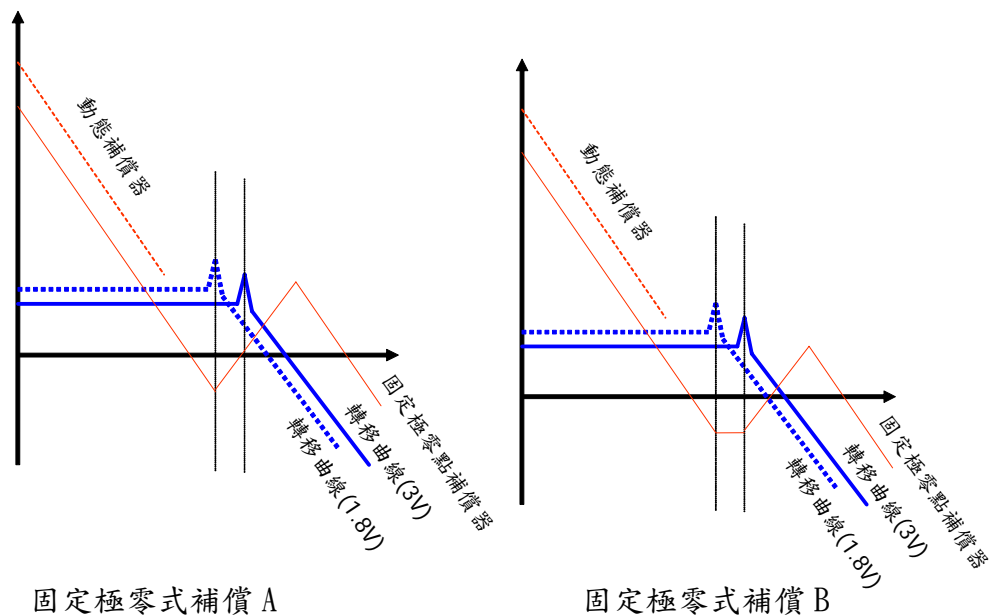


圖 63 電壓下降對固定極零式補償器影響

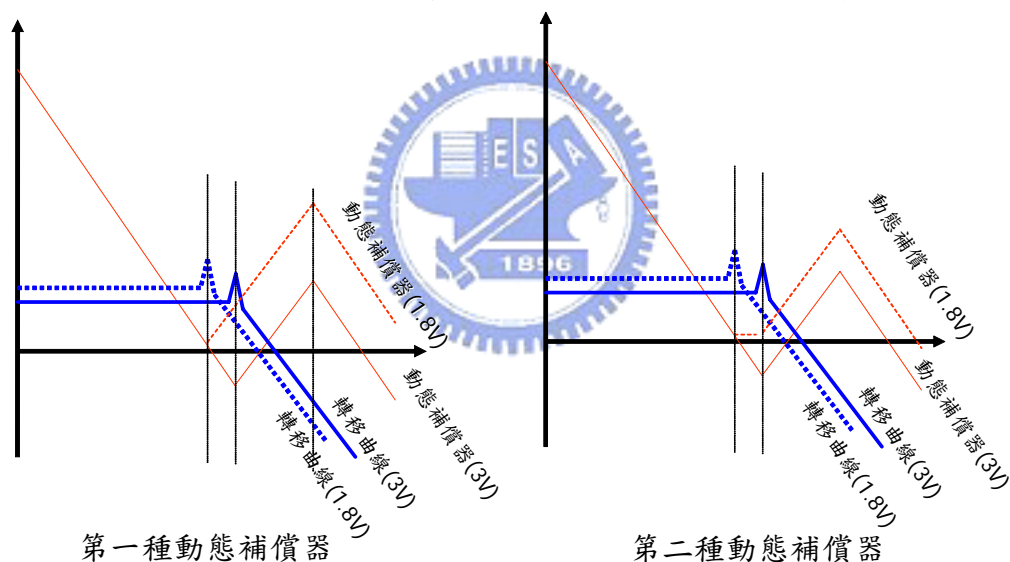


圖 64 電壓下降對動態補償器影響

小信號轉移曲線上對應二階極點 w_0 的共振峰值 Q ，會影響輸出電壓的漣波。當共振峰值 Q 壓制不足時，會使輸出漣波存在一個頻率 w_0 的諧波（如圖 47 有一個 580mV 諧波），因此下面將就四種補償器對共振峰值 Q 的濾波進行比較。圖 63 的補償器 B 對高輸入電壓到低輸入電壓時的轉移曲線的共振峰值 Q 都有局部最低的且一致的增益補償；補償器 A 對低輸入電壓時的共振峰值 Q 有局部最低的增益補償；

補償，而高輸入電壓時的共振峰值 Q 會些許提升。圖 64 的動態補償器 A 或 B 可視為追蹤高輸入電壓到低輸入電壓時的轉移曲線的共振峰值 Q 並保持局部最低的增益補償。由於四種補償器都可使電路穩定且漣波極小，因此就共振峰值 Q 的濾波的效果而言，此四種補償器的效果相當。

動態補償器可以有效抑制零交越頻率的降低及減少頻寬的縮減。圖 64 的第一及第二種動態補償器的增益在低電壓時的二階極點 ω_0 前即提前轉折，並在第二零點之後以 +1 (每十進 20dB) 向上增加，這樣可使在原零交越頻率 ω_c 處之增益補償增加，有效的補償因輸入電壓下降而下滑的轉移曲線 G_{vd} 增益，這樣可以抑制零交越頻率的頻率降低及頻寬的減少。而傳統固定極零式補償器並不會動態的調整增益補償，因此隨輸入電壓下降，新的零交越頻率的頻率會大幅降低，頻寬也會大幅減少。

因此動態補償器相較於固定極零點補償器，有著寬頻域的相位提升，也有更高的頻寬及直流增益，另外對共振峰值也有著良好的抑制效果。

第六章

結論

對於攜帶式電子產品，使用者總是期待能提供足夠的長效運轉時間，藉以減少反覆充電的不便。本文提出的動態補償 DC-DC 轉換器架構是一種可以有效擴大 DC-DC 轉換器工作電壓範圍的方法，使 DC-DC 轉換器可以在更低的輸入電壓下持續工作，進而延長裝置工作時間並提高瞬間大負載的耐受能力，另一方面又能兼顧到轉換器的工作性能。

傳統使用固定極零點補償器的 DC-DC 電源轉換器，也可使 DC-DC 轉換器工作在極大的電壓範圍，並使 DC-DC 轉換器在低的輸入電壓下持續工作，然而它的缺點是會大幅降低頻寬及直流增益，特別是輸入電壓的上限。對以電池為電源的 DC-DC 轉換器，電壓上限約等於電池額定電壓，不幸的是，大部份電池在其工作時間內，其輸出電壓都在額定電壓附近。因此對使用傳統補償器的 DC-DC 轉換器，若不要想降低電源轉換器的工作性能，那只能提升 DC-DC 轉換器的最低工作電壓，但相對的，這也會減少裝置使用時間及降低瞬間大負載的耐受能力。

本文所提出的動態調整 DC-DC 轉換器其目的便是降低 DC-DC

轉換器最低輸入電壓以延長工作時間，另外兼顧較好的工作性能。以期電池在工作在額定輸出電壓時，DC-DC 轉換器有良好的響應表現；另外當電池在低電壓或大負載時，經由動態參數的調整，亦能維持一定品質電源輸出，增加電池使用時間。

動態調整 DC-DC 轉換器使用動態調整補償器，不同於傳統補償器採固定極零點方式，它會根據電池電壓動態調整極零點位置，以獲得更好的工作性能。在工業應用上常見傳統補償器有 Type I，II，III 補償器，本文所提出的動態調整補償器亦是根據 Type I，II，III 補償器進行改良，只是將傳統補償器上面的電阻電容改成變容器及輸入可變電阻，使其可根據輸入電壓自動調整極點位置。

動態調整 DC-DC 轉換器其基本架構及工作原理與傳統 DC-DC 轉換器相同。因此圖 9 也是動態調整 DC-DC 轉換器基本架構，它與傳統固定極零點 DC-DC 轉換器的不同，只在於補償技術的不同（參考圖 10 DC-DC 轉換器方塊圖及圖 18 動態補償 DC-DC 轉換器方塊圖）。

因此在設計動態調整 DC-DC 轉換器時，決定使用何種 DC-DC 基本拓樸及計算各元件數值的方法並不會改變。在決定基本電路拓樸後，電路上的電感，電容及功率電晶體等計算方式可參考傳統 DC-DC 轉換器教範設計[17][19][20]及附錄一的 DC-DC 轉換器電路直流模型。當動態調整 DC-DC 轉換器基本電路基本拓樸及電路各元件數值決定之後，可參考 5.2 節先進行開路直流模擬，以確定所選用的 L，C 滿足設計需求。

電路基本拓樸決定之後，便需考慮加入補償器。設計動態補償器時，如同傳統補償器，首先就小信號轉移曲線決定採用 Type I，II 或 III 補償器架構；下一步為決定在最高輸入電壓時，動態補償器所需的極零點值並計算出補償器的各個電阻電容數值；再下一步為決定在最低輸入電壓時，動態補償器所需的極零點值並計算出補償器的各個

電阻電容數值。最後將會變化的電阻電容改用受輸入電壓控制的 MOSFET 型可變電阻及可依補償器各點自我調整的變容即可。



附錄一

DC-DC 轉換器電路直流模型

(A) Buck 電路直流模型

圖 A-1 為 buck 電路，其中 V_g 為輸入電壓， V 為輸出電壓。

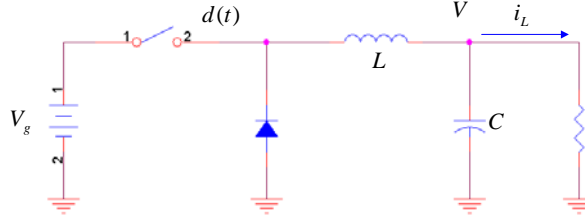


圖 A-1 Buck 降壓型 DC-DC 轉換器示意圖

buck 電路其工作原理可分成二個階段說明，參考圖 A-2

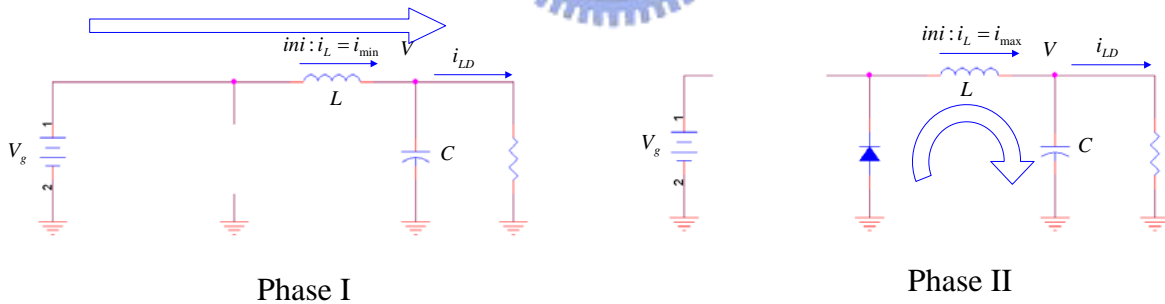


圖 A-2 Buck 工作原理

第 I 階段，switch on，電池 V_g 對電感 L 注入能量，此時二極體逆偏，根據電感公式可得

$$\frac{V_g - V}{L} = \frac{di_L}{dt}$$

又 V 可視為定值(迴授控制結果)，所以

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V}{L} = \text{常數} = m1, \text{ 其中 } m1 \text{ 為圖 A-3 中，第 I 階段}$$

的 $\frac{di_L}{dt}$ 斜率。

第 II 階段，switch OFF，電感 L 對輸出負載注入能量，此時二極體順偏，假設二極體為理想，根據電感公式可得

$$\frac{-V}{L} = \frac{di_L}{dt} = m_2 = \text{常數} \quad , \quad \text{其中 } m_2 \text{ 為第 II 階段 } \frac{di_L}{dt} \text{ 的斜率。}$$

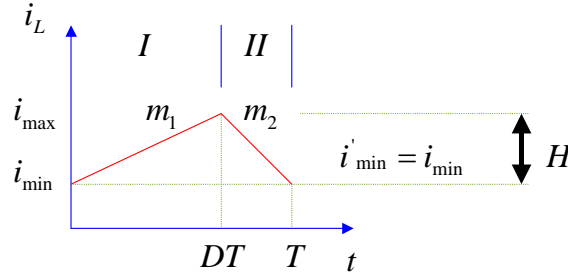


圖 A-3 buck 電路電感電流對時間關係

參考圖 A-1，假設 buck 電路穩態工作，則在每個切換週期 T，當 switch ON 時(第 I 階段)，電感電流 i_L 會從 i_{\min} 線性上升至 i_{\max} ，其斜率為 m_1 ，switch OFF 時(第 II 階段)，電感電流 i_L 會從 i_{\max} 線性下降至 i'_{\min} ，其斜率為 m_2 ；由於 buck 電路穩態工作，所以第 I 階段電感增加能量會等於第二階段電感所釋放能量，因此

$$\frac{1}{2} Li_{\max}^2 - \frac{1}{2} Li_{\min}^2 = \frac{1}{2} Li_{\max}^2 - \frac{1}{2} Li_{\min}'^2$$

$$\text{可得 } i_{\min} = i'_{\min}$$

考慮圖 A-3 之高度 H，首先第 I 階段(switch ON)所用時間為 DT，第 II 階段時間為 T-DT；D 為任務比(Duty ratio)，定義為在週期 T 內，switch ON 時間除以 T。由於 $i_{\min} = i'_{\min}$ ，所以 H 可由下式計算得到

$$H = m_1 DT = m_2 (DT - T)$$

$$\text{其中 } m_1 = \frac{V_g - V}{L} \quad m_2 = \frac{-V}{L}$$

將 m_1 ， m_2 代入，可得 $\frac{V}{V_g} = D$

定義輸出入電壓比 $M = \frac{V}{V_g}$ ，其中輸出電壓為 V ，輸入電壓為 V_g ，
所以 Buck 電路的 M 與 D 存在以下關係，參考圖 A-4

$$M(D) = D$$

所以在已知 D 與 V_g 下，輸出電壓 V 可由下式求出

$$V = DV_g$$

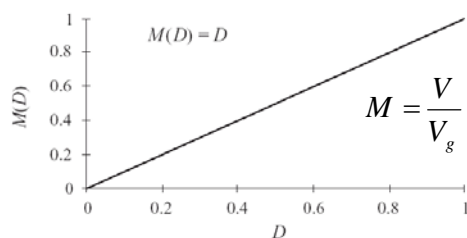


圖 A-4 Buck 電路任務比 D 與輸出入電壓比 M 的關係圖。

需注意的是圖 A-4 為理想關係圖，實驗上 D 大時，圖形會呈現彎曲，這是由於元件不線性所造成，如電感帶有直流電阻 DCR。

(B) Boost 電路直流模型

圖 A-5 為 boost 電路，其中 V_g 為輸入電壓， V 為輸出電壓。

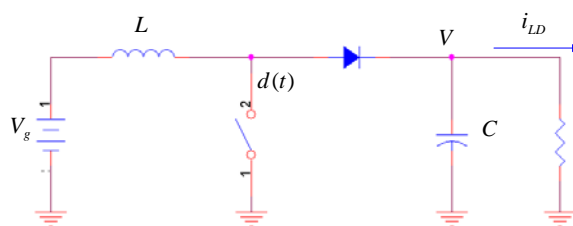


圖 A-5 Boost 昇壓型 DC-DC 轉換器示意圖

boost 電路其工作原理可分成二個階段說明，參考圖 A-6

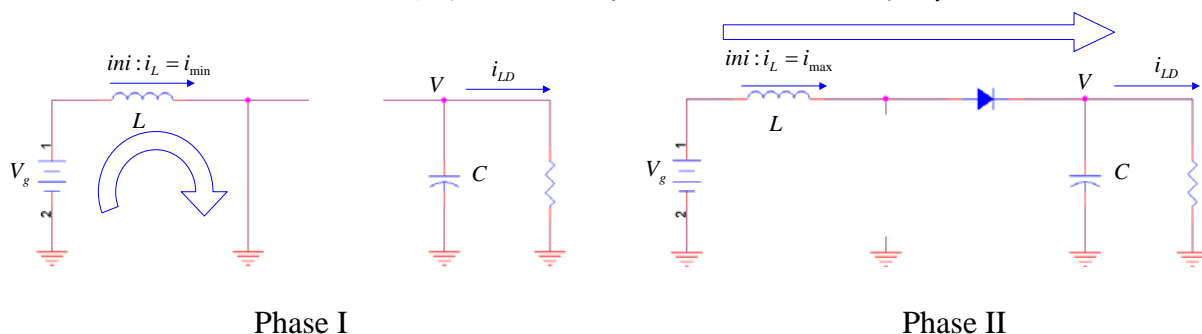


圖 A-6 Boost 工作原理

第 I 階段，switch on，如同 buck 電路般，電池 V_g 對電感 L 注入能量，此時二極體逆偏，根據電感公式可得

$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} = \text{常數} = m_1$ ，其中 m_1 為圖 A-7 中第 I 階段 $\frac{di_L}{dt}$ 的斜率。

第 II 階段時 switch OFF，電感 L 對輸出負載注入能量，此時二極體順偏，假設二極體為理想，根據電感公式可得

$$\frac{V_g - V}{L} = \frac{di_L}{dt} = m_2 = \text{常數}，其中 m_2 為圖 A-7 中，第 II 階段 \frac{di_L}{dt}$$

的斜率。

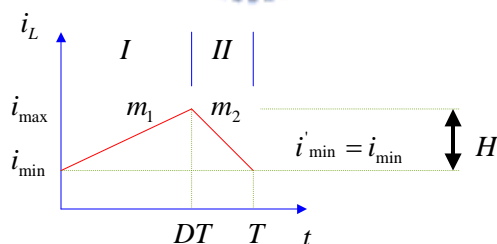


圖 A-7 boost 電路電感電流對時間關係

同 buck 電路，考慮圖 A-7 之高度 H ， H 可由下式計算得到

$$H = m_1 DT = m_2 (DT - T)$$

其中 $m_1 = \frac{V_g}{L}$ $m_2 = \frac{V_g - V}{L}$ 將 m_1 ， m_2 代入，可得

$$\frac{V}{V_g} = \frac{1}{1-D}$$

所以 Boost 電路的 M 與 D 存在 $M(D) = \frac{1}{1-D}$ ；所以在已知 D 與 V_g 下，輸出電壓 V 可由下式求出

$$V = \frac{1}{1-D} V_g$$

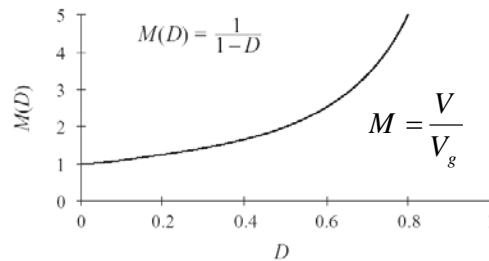


圖 A-8 理想 Boost 電路 Duty ratio 與 M 的關係圖

(C) Buck-Boost 電路直流模型

圖 A-9 為 buck-boost 電路

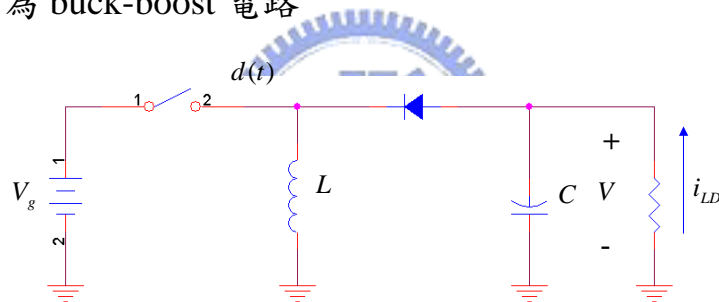


圖 A-9 Boost 昇壓型 DC-DC 轉換器示意圖

buck-boost 電路其工作原理可分成二個階段說明，參考圖

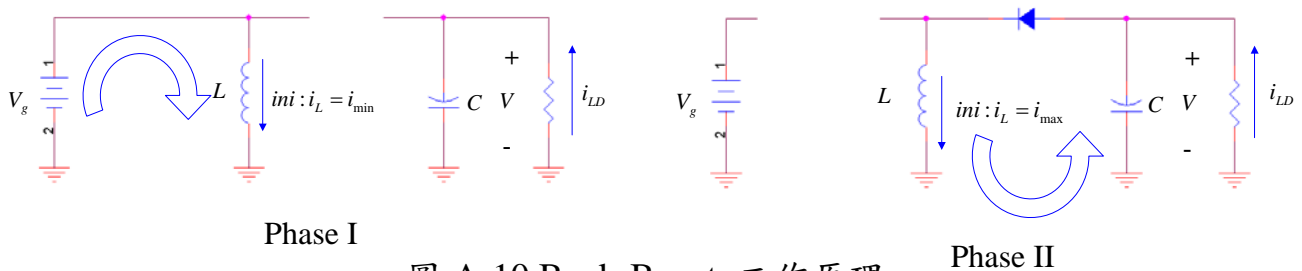


圖 A-10 Buck-Boost 工作原理

第 I 階段，switch on，根據電感公式可得

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} = \text{常數} = m1$$

第 II 階段，switch OFF，根據電感公式可得

$$\frac{-V}{L} = \frac{di_L}{dt} = m_2 = \text{常數}$$

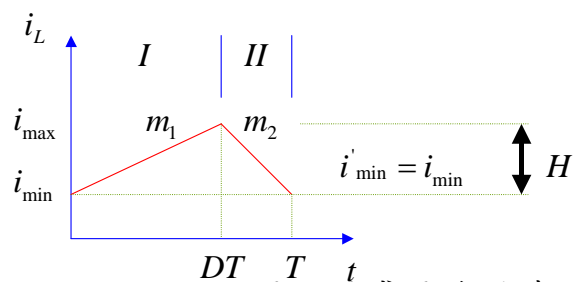


圖 A-11 boost 電路電感電流對時間關係

考慮圖 A-11 之高度 H，

$$H = m_1 DT = m_2 (DT - T)$$

其中 $m_1 = \frac{V_g}{L}$ $m_2 = \frac{-V}{L}$

將 m1，m2 代入，可得

$$\frac{V}{V_g} = \frac{-D}{1-D} \quad M = \frac{-D}{1-D}$$

輸出電壓 V 可由下式求出

$$V = \frac{-D}{1-D} V_g$$

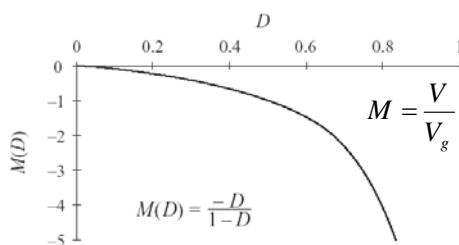


圖 A-12 理想 Buck-Boost 電路 D 與 M 的關係圖

參考文獻

1. S. Lansburg, J. M. Cocciantelli, and O. Vigerstol, "Performance of Ni-Cd batteries after five years of deployments in telecom networks worldwide", *In Proceedings of the 24th Annual International Telecommunications Energy Conference (INTELEC.)*, pp. 251–258, Montreal, Canada, 2002.
2. D. Fouchard, J. B. Taylor, "The rechargeable lithium system : Multicell aspects", *Journal of Power Sources*, vol. 21, no. 3-4, pp. 195-205, 1987.
3. J. P. Gabano, Lithium Batteries, Academic Press, London, 1983.
4. K.H.Liu,R.Oruganti,and F.C.Lee,"Resonant Switches-Topologies and Characteristics," *IEEE Power Electroincs Specialists Conference*,pp 106-116,1986
5. Chi K. Tse, and Keith M. Adams, "Quasi-Linear Modeling and Control of DC-DC Converters" *IEEE Transactions On Power Electronics*. VOL. 7, NO. 2 , APRIL 1992
6. Chok-You Chan "A Nonlinear Control for DC–DC Power Converters" *IEEE Transactions On Power Electronics.*, VOL. 22, NO. 1, JANUARY 2007.
7. Yim-Shu Lee and Bo-Tao Lin , "Adding Active Clamping and Soft Switching to Boost-Flyback Single-Stage Isolated Power-Factor-Corrected Power Supplies" *IEEE Transactions On Power Electronics*, VOL. 12, NO. 6, NOVEMBER 1997
8. Teruhiko Kohama, Tamotsu Ninomiya, Masahito Shoyama, and Richard Tymerski , "Analysis of Abnormal Phenomena Caused by Synchronous Rectifiers in a Paralleled Converter System" *IEEE Transactions On Power Electronics*, VOL. 15, NO. 4, JULY 2000
9. Brad Lehman, Richard M. Bass, "Switching Frequency Dependent Averaged Models for PWM DC-DC Converters" *IEEE Transactions On Power*

Electronics, VOL. 11, NO. 1, JANUARY 1996

10. Franc Mihalić and Dejan Kos, "Reduced Conductive EMI in Switched-Mode DC-DC Power Converters Without EMI Filters : PWM Versus Randomized PWM" *IEEE Transactions On Power Electronics.*, VOL. 21, NO. 6, NOVEMBER 2006
11. B.A. Johnson and R.E. White, "Characterization of commercial available lithium-ion batteries", *Journal of Power Sources*, vol.70, no.1, pp 48-54, Jan. 1998.
12. 張碩，自動控制系統，四版，鼎茂圖書，台北，民 86
13. 張碩，自動控制講義，初版，大碩，台北，民 81
14. 葉榮木，自動控制－Visual basic 輔助分析與設計，初版，松崗，台北，民 87
15. Mohan,Undeland,Robbins,電力電子學 (Power Electronics)，江炫樟編譯，三版，全華印行，台北市，民 92
16. Abraham I.Pressman,Switching Power Supply Design, 1st ed.,McGRAW-HILL,Singapore
17. Robert W Erickson, Dragan Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, second edition., McGRAW-HILL
18. 張維綱，電子學，三版，鼎茂圖書，台北，民 89
19. George C.Chrassis, 高頻交換式電源供應器原理與設計，梁適安譯，初版，全華圖書，民 84
20. 陳連春，電源電路設計要領，初版，建興出版社，台北，1999
21. 佐藤守男，切換式電源設計入門，陳連春譯，初版，建興文化，中和，2005
22. 佐藤守男，PLL 電路設計與應用，宋國明譯，初版，全華，台北市，2006
- Sanjaya Maniktala,交換式電源供應器設計與最佳化，林伯仁校訂，美商麥格羅希爾/全華，台北市，2006

23. 林士人，鋰電電量模擬平台之研究，國立交通大學碩士論文，2007
24. Battery School,
[http : //www.batteryuniversity.com/](http://www.batteryuniversity.com/).
25. AIC, Current-Mode step-up DC/DC converter AIC1896
[http : //www.analog.com.tw/](http://www.analog.com.tw/).
26. SBS (Smart Battery Systems Forum),
[http : //www.americanmicrosemi.com/tutorials/varactor.h](http://www.americanmicrosemi.com/tutorials/varactor.h).
27. Microchip, Microcontroller PIC16F877 (PLCC44) datasheet : [http :
//ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30292c.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30292c.pdf).
28. MPS, MP1542DK Boost converter,
[http : //www.monolithicpower.com/](http://www.monolithicpower.com/).
29. NS Linear Regulators LP13961datasheet : [http :
//cache.national.com/ds/LP/LP3961.pdf](http://cache.national.com/ds/LP/LP3961.pdf).
30. Danionics Lithium-ion Ploymer battery datasheet : [http :
//www.danionics.com/sw830.asp](http://www.danionics.com/sw830.asp).
31. T.F. Fuller, M. Doyle, and J.S. Newman, "Relaxation Phenomena in Lithium-Ion Insertion Cells", *Journal of Electrochemical Soc*, vol. 141, no. 4, pp. 982-990, Apr. 1994.
32. T. F. Fuller, M. Doyle, J.S. Newman, "Simulation and Optimization of the Dual Lithium Ion Insertion Cell", *Journal of Electrochemical Soc*, vol. 141, no. 4, pp. 1-10, Apr. 1994.
33. H.D. Linden, Handbook of Batteries, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1995.
34. 32. C. F. Chiasserini and R. R. Rao, "Pulsed battery discharge in communication devices", *Proceedings of Mobicom 99*, pp. 88-95, Seattle, Aug. 1999
35. Carla E Chiasserini Dipartimento di Elettronica Politecnico di Torino C.so Duca degli Abruzzi, **2410129 Torino – Italy**, "A Model for Battery Pulsed

Discharge with Recovery Effect”.

36. David Linden and Thomas Reddy. *Handbook of Batteries*. McGraw-Hill, 2001.



自 傳

姓名：江修

籍貫：台灣苗栗

學歷：79 年~83 年畢業於台灣國立海洋大學電機工程系

兵役：83 年~85 年役畢

工作經歷

85 年：服務於立德公司研發部，擔任研發工程師，從事 SWPS 設計。

87 年：服務於工研院機械所，擔任工程師，曾設計運動控制軸卡，
工業 CE 控制主機，工業六軸機械臂等

95 年迄今：服務於數泓公司，擔任研發經理，從事數位手工具相關
產品設計及生產開發。