

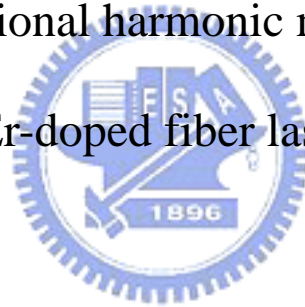
國立交通大學
光電工程研究所

碩士論文

約分諧波鎖模摻鉕光纖雷射之研究

Study of rational harmonic mode-locking

Er-doped fiber laser



研究生:林宗正

指導老師:[賴暎杰](#)

中華民國九十三年六月

約分諧波鎖模摻鉕光纖雷射之研究

Study of rational harmonic mode-locking

Er-doped fiber laser

研 究 生:林宗正

Student: C. C. Lin

指 導 老 師:[賴暎杰](#)

Adviser: Dr. Y. Lai

國立交通大學
光電工程研究所

碩士論文

A Thesis

Submitted to Electro-Optical Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao-Tung University

June 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月


約分諧波鎖模摻鉍光纖雷射之研究

研究生:林宗正

指導老師:[賴暎杰](#)

國立交通大學光電工程研究所

摘要



一般來講, 在利用主動約分諧波鎖模來提高摻鉍光纖雷射的脈衝重複率的時候, 也會造成脈衝序列的振幅不等高性, 而文獻上解決這個問題的方法都必須利用其他元件和機制來改善, 但本論文使用一種方法來提高脈衝重複率及改善因約分諧波鎖模所造成的脈衝不等高性, 而且僅僅只改變共振腔內的 AM 調變器之 DC Bias 就可達到這個目的, 而不必像文獻上所說的依賴其他元件。

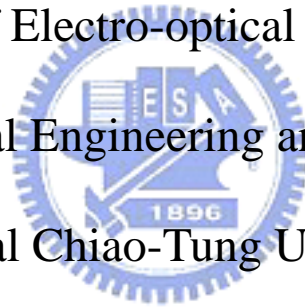
Study of rational harmonic mode-locking

Er-doped fiber laser

Student: C. C. Lin

Advisor: Dr. Y. Lai

Institute of Electro-optical Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Chiao-Tung University



Abstract

Generally speaking, when we increase the repetition rate of the pulse trains of erbium doped fiber laser by rational harmonic mode locking, the amplitude of the pulse trains would not equal as a result. This phenomenon must usually be improved by the use of the other element and setup in the previous thesis. In this thesis we use a new method to increase the repetition rate and improve the unequal pulse trains amplitude caused by rational harmonic mode locking only by changing the DC bias voltage of AM modulator in the cavity.

致謝

碩士兩年的時間很快就過了,在這過程中自己也學到滿多東西。感謝賴老師對我們的指導與教誨,讓我受益良多。在實驗上多謝項維巍學長的指導,及蔡承勳學長的帶領,讓我在實驗上很快的進入狀況,還有感謝祁老師實驗室的彭朋群學長、彭煒仁學長在實驗儀器上的商借與指導,讓我的實驗能順利完成。

感謝實驗室的同學吳易霖、陳彥旭、林慧萍、黃夙鴻、楊坤彰、劉亞琪在生活及課業上的幫忙,在實驗上的討論,以及感謝實驗室學弟妹在閒暇時間所帶來的歡樂,讓我可以順利的完成我的論文。

感謝我的父母的支持與鼓勵,以及室友昭元、士青和其他同學朋友的幫助。在此,把論文獻給你們。

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
圖表目錄.....	vi
第一章 序論.....	1
1.1 概述.....	1
1.2 研究動機.....	5
1.3 論文架構.....	8
1.4 參考文獻.....	9
第二章 主動鎖模雷射理論.....	11
2.1 AM 振幅調變鎖模.....	11
2.2 FM 相位調變鎖模.....	15
2.3 提高脈衝重複率的方法.....	18
2.4 諧波鎖模.....	20



2.5 約分諧波鎖模.....	24
2.6 主動鎖模的噪音來源.....	35
2.7 主動鎖模的穩定機制.....	37
2.8 參考文獻.....	41

第 3 章 實驗與結果..... 44

3.1 實驗架構.....	44
3.2 一般的主動約分諧波鎖模摻鉍光纖雷射.....	48
3.3 加入穩定機制的主動約分諧波鎖模摻鉍光纖雷射.....	60
3.4 改善約分諧波鎖模之脈衝不等高性的方法.....	73
3.5 結論.....	81
3.6 參考文獻.....	84

第 4 章 結論與展望..... 85

4.1 結論.....	85
4.2 未來展望.....	87

圖表目錄

圖 1-1 (a)光纖通訊損耗的演進.....	2
圖 1-1 (b)Lucent All-Wave fiber(消除 1400nm 水氣吸收波段)....	2
圖 1-2 傳統中繼方塊圖(repeater).....	3
圖 1-3 EDFA 光纖通訊系統.....	3
圖 2-1 主動振幅鎖模使用線性或環形共振腔的架構.....	11
圖 2-2 振幅調變鎖模在頻域上的簡圖.....	12
圖 2.3 調變器的穿透係數隨時間關係圖.....	13
圖 2.4 振幅調變鎖模在時域上的簡圖.....	14
圖 2-5 相位固定時諧頻於時域上產生脈衝序列.....	15
圖 2-6 相位鎖模在時域上的示意圖.....	16
圖 2-7 加入濾波器在 $P=4, Q=3$ 之鎖模光纖雷射脈衝序列.....	19
圖 2-8 振幅調變諧波鎖模在時域上的簡圖.....	21
圖 2-9 振幅調變諧波鎖模在頻域上的簡圖.....	21
圖 2-10 諧波鎖模與超模的形成.....	23
圖 2.11 (a)光在調變器所看到的兩種穿透係數.....	26
圖 2.11 (b) 新的穿透係數圖形.....	26

圖 2.11 (c) RHML 在不同倍率下所得到的脈衝圖形.....	27
圖 2-12 諧波鎖模之脈衝在調變器穿透曲線某瞬間之簡圖.....	28
圖 2-13 光在共振腔內分別經過不同時間的調變之簡圖(P=2).....	29
圖 2-14 (a)光經過多次調變後所造成的脈衝位置關係圖(P=2)....	29
圖 2-14 (b) RHML 之脈衝在調變器穿透曲線某一瞬間之簡圖(P=2).	29
圖 2-15 光在共振腔內分別經過不同時間的調變之簡圖(P=3).....	31
圖 2-16 (a)光經過多次調變後所造成的脈衝位置關係圖(P=3)....	31
圖 2-16 (b)RHML 之脈衝在調變器穿透曲線某一瞬間之簡圖(P=3)..	31
圖 2-17 光在共振腔內分別經過不同時間的調變之簡圖(P=4).....	33
圖 2-18 (a)光經過多次調變後所造成的脈衝位置關係圖(P=4)....	33
圖 2-18 (b)RHML 之脈衝在調變器穿透曲線某一瞬間之簡圖(P=4)..	33
圖 2-19 PZT 架構圖.....	37
圖 2-20 Regenerative mode-locked 架構圖.....	38
圖 2-21 超模受 Fabry-Perot 濾波器影響關係圖.....	39
圖 3-1 Sigma Cavity 之架構圖.....	44
表 3-1 雷射共振腔光纖元件的規格及特性.....	45
圖 3-2 摻鉕光纖放大自發性輻射(ASE)光譜圖.....	46
圖 3-3 光帶通濾波器光譜圖.....	47

圖 3-4 調變器的穿透係數與 DC 偏壓之關係圖.....	49
圖 3-5 P=2, 4G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	49
圖 3-6 P=3, 6G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	50
圖 3-7 P=4, 8G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	50
圖 3-8 P=2, 4GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	51
圖 3-9 P=3, 6GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	52
圖 3-10 P=4, 8GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	52
圖 3-11 P=2, 10G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	54
圖 3-12 P=3, 15G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	55
圖 3-13 P=4, 20G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	55
圖 3-14 P=2, 10GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	57
圖 3-15 P=3, 15GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	57
圖 3-16 P=4, 20GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	58
圖 3-17 (A)(B)(C)分別為 4GHz、6GHz、8GHz 的光譜圖.....	58
圖 3-18 (A)(B)(C)分別為 10GHz、15GHz、20GHz 的光譜圖.....	59
圖 3-19 加入 SOA 的架構圖.....	60
圖 3-20 P=2, 4G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	63
圖 3-21 P=3, 6G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	63
圖 3-22 P=4, 8G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	64


圖 3-23 P=2, 4GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	65
圖 3-24 P=3, 6GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	66
圖 3-25 P=4, 8GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	66
圖 3-26 P=2, 10G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	67
圖 3-27 P=3, 15G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	68
圖 3-28 P=4, 20G 之脈衝重複率的 RF spectrum.....	68
圖 3-29 P=2, 10GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	70
圖 3-30 P=3, 15GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	71
圖 3-31 P=4, 20GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形.....	71
圖 3-32 (A)(B)(C)分別為 4GHz、6GHz、8GHz 的光譜圖.....	72
圖 3-33 (A)(B)(C)分別為 10GHz、15GHz、20GHz 的光譜圖.....	72
圖 3-34 AM 調變器的偏壓與穿透係數關係圖.....	74
圖 3-35 P=3, 6GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.11V 時在示波 器上的情形.....	75
圖 3-36 P=3, 6GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.11V 時的 RF spectrum.....	75
圖 3-37 P=4, 8GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 3.4V 時在示波 器上的情形.....	76
圖 3-38 P=4, 8G 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 3.4V 時的 RF	

spectrum.....	77
圖 3-39 P=3, 15GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.1V 時在示波 器上的情形.....	78
圖 3-40 P=3, 15G 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.1V 時的 RF spectrum.....	78
圖 3-41 P=4, 20GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 3.4V 時在示波 器上的情形.....	79
圖 3-42 P=4, 20G 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 3.4V 時的 RF spectrum.....	80
圖 3-43 AM 調變器的穿透係數與時間關係圖(DC bias= V_{π}).....	81
圖 3-44 P=4, 脈衝進入調變器所看到穿透係數之情形(DC bias= V_{π}).....	82
圖 3-45 AM 調變器的穿透係數與時間關係圖(DC bias= $V_{\pi}/2$).....	83
圖 3-46 P=4, 脈衝進入調變器所看到的穿透係數之情形(DC bias= $V_{\pi}/2$).....	83
圖 4-1 利用 PZT 的 Sigma Cavity 架構.....	87

第一章 緒論

1.1 概述

光通訊乃是目前最主要的寬頻有線通訊科技，不同於無線通訊利用電磁波或傳統有線通訊使用電線、電纜來傳播訊號，光通訊乃是利用光當通訊上的媒介在光纖(FIBER)內傳播，(光纖通訊乃是光通訊中重要的一環)。光纖不像電磁波或電纜容易受外界因素所影響，具有保密性高、低衰減、寬頻帶、體積小、重量輕、不受電磁干擾等優越的特性，所以在通信網路產業上已佔有舉足輕重的地位。



光纖通訊其發展歷史不過才短短數十年，在 1930 年代科學家提出利用玻璃纖維作為光波導介質，但由於當時玻璃的純化技術及光電半導體的製造技術尚未發展成熟，沒有好的光源且光纖品質極為不良，傳輸損失相當嚴重，每公里的傳輸損失在 1000dB 以上，並不適合於光通訊的傳輸介質。所以早期光纖使用於光通訊上的最大問題就是傳輸過程中損耗太大，而這個問題提一直困擾著科學家。直到 1966 年華裔科學家高錕博士在提出的研究論文中提出光纖中影響傳輸損耗的乃玻璃纖維中之雜質(如過度金屬離子及水分子的氫氧離子)所造成之光吸收，故只要把玻璃中的雜質濃度控制在 10^{-7} 以下，那光纖的傳輸損耗就可以降地到每公里 20dB 以下。所以在各國研究人員不斷的努力下，終於在 1978 年發展出損失值為 0.2dB/km (光源波長

為 1550nm) 的光纖，此一數值接近於石英玻璃光纖理論上最低的損失值, 而 Lucent 公司在 1988 年利用除去水氣雜質的製造技術，成功的將光纖在 1440nm 波段附近的水氣吸收尖峰移除[1]，使得光纖的第二傳輸窗口與第三傳輸窗口連接起來，行程自 1300nm 到 1700nm 寬達 400nm 的傳輸窗口(如圖 1-1)，使得光纖通訊的可用頻寬又更為增加。

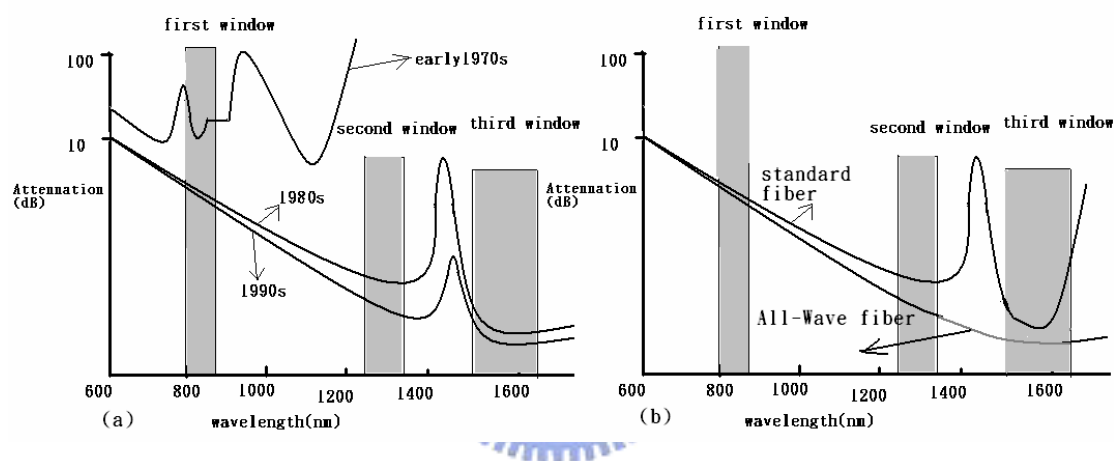


圖 1-1 (a)光纖通訊損失的演進

(b)Lucent All-Wave fiber(消除 1400nm 水氣吸收波段)

光纖通訊的波長可依情況選擇在可見光譜 (0.4 到 0.7 μm)、近紅外線 (0.85 μm)、長波段 (1.1 到 1.6 μm) 等區域，在可見光譜中，光纖的損失較高，所以適合於短距離的傳輸，可使用 LED 當作光源，因便宜且僅需簡單的電路。而在 0.85 μm ，玻璃的衰減率已較低且已成熟的發展出光源與光偵測器，第一代光纖網路就是設計在此一區域，不過缺點是每當光訊號衰減到一程度時就必須加上中繼器 (repeater)，多了光變電、電變光的步驟(如圖 1-2 所示)。在 1985

年 Pools 及 Mears 等人將數百 PPM 的稀土族元素摻入光纖中，做出第一部摻鉕光纖放大器 (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) (如圖 1-3 所示) [2][3]，由於有 40-50nm 的增益頻寬[4]、適用於光纖中損耗最低的波長區域 (1.55 μm 附近)、低雜訊放大、全光纖架構等有利因素，因此普遍應用於光纖通訊系統及光纖雷射架構中。

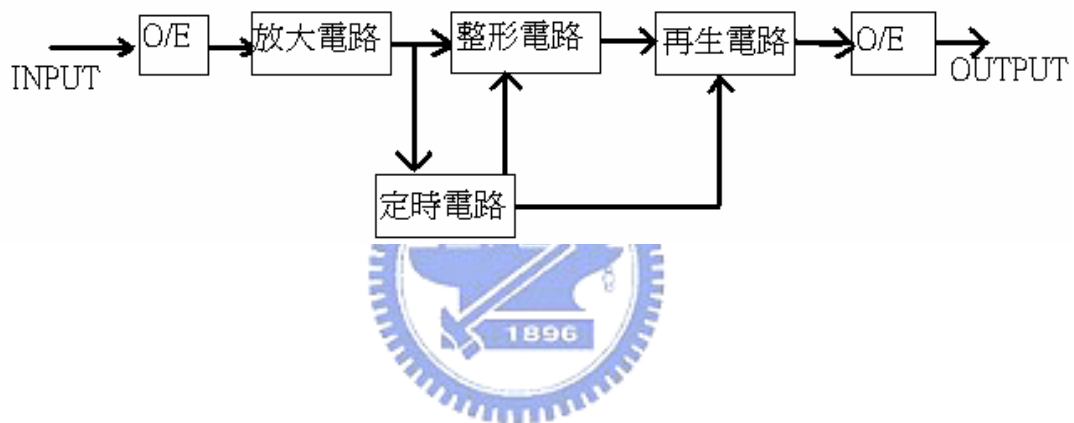


圖 1-2. 傳統中繼方塊圖(repeater)

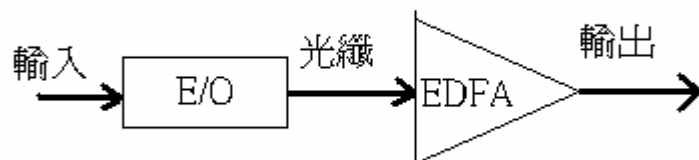


圖 1-3 EDFA 光纖通訊系統

摻鉕光纖雷射由於輸出波長 1.5 μm 正是光纖傳播的低損耗波段，且具有波長可調的特性，相當適合當作光纖通訊系統的光源。在

Gurs 和 Muller 提出紅寶石雷射可經由鎖模機制產生光脈衝的論文之後，各種鎖模技術發展至今已逐漸成熟，而當摻鉕光纖雷射配合上各種不同的鎖模技術時，可以產生飛秒等級脈寬的光脈衝，或高重複率的光脈衝。另外這些光脈衝若達到一特定的峰值能量與脈波形狀時，在光纖中傳輸時會因非線性現象而產生的自相位調變 (Self-Phase Modulation, SPM) 及因光脈衝含有不同光波長而產生的負群速色散 (Group Velocity Dispersion, GVD) 兩種效應的相互作用形成光固子 (solitons) [5][6]，光固子在光纖中傳輸時其脈衝形狀不變，因此具有傳播距離遠、資料速率高、誤碼率低等特性，是未來各大陸間跨洋通訊可能使用的方法之一。



1.2 研究動機

在目前高速傳輸的光纖通訊中，因為是利用脈衝經過調變後變成 1, 0, 1, 0 的訊號來傳輸，故會要求雷射光源的脈衝有很高的脈衝重複率、極佳的穩定度及較大的輸出功率等條件，也會要求輸出光脈衝的重複率固定及波長不會飄移等，如此才能在資料傳輸量愈來愈大的情況下，確保資料傳遞的正確性，也因為如此，所以雷射光源在光纖通訊上佔有很重要的地位。

而現今光纖通訊所需的雷射光源部份主要分為兩部分，一為半導體雷射光源，二為鎖模光纖雷射光源。對半導體雷射光源來說，因半導體邊射型雷射的製程技術較為成熟，所以已被大量用於現今的光通訊系統中，而較晚推出的垂直共振腔面射型半導體雷射（VCSEL）的產品，因可以克服半導體雷射光源與光纖耦合效率的問題，也已在光通訊的架構中被當作光源來使用，但因為半導體雷射本身的特性，其所產生的脈衝會有啁啾（chirp）[7]的現象，脈衝品質較差，不像光纖雷射可以產生接近轉換極限的脈衝。而光纖雷射增益介質中的鉕原子上層能階生命期約為 10 毫秒（ms）等級，比半導體雷射的上層能階生命期 1 奈秒（ns）等級大得多，所以光纖雷射具有較高的輸出功率，且有波長可調、幾乎全光纖架構等特性，和光纖通訊系統有非常好的相容性。基於以上的考量，鎖模光纖雷射光源在光纖通訊的研究上也佔有一席之地。

在鎖模雷射方面，依照鎖模的機制可分成主動與被動鎖模雷射兩大類。被動鎖模是利用腔內光學元件的非線性效應來產生短脈寬的光

脈衝序列，主要原理是非線性元件的響應和光場強度有關，當光脈衝通過此一非線性元件時，光強度高的部分相較於光強度低的部分有較大的增益，脈衝因此逐漸壓窄，所以被動鎖模雷射可以產生飛秒(fs)等級的短脈衝。近年來提出的被動鎖模方式大約有下面幾種：慢速飽和吸收體被動鎖模 (Mode-locking with slow saturable absorber) [8]、疊加波鎖模 (Additive Pulse mode-locking) [9]、非線性偏振方向旋轉鎖模 (Nonlinear polarization rotation mode-locked) [10]、克爾透鏡鎖模 (Kerr lens mode-locking) [11]。但因為要利用光纖及光纖元件的非線性效應，腔長大多為數米至數百米，只能輸出幾十 MHz 的脈衝序列，以至於脈衝重複率不夠高，且要另外考慮輸出脈衝時序紊亂 (timing jitter) 及鎖模機制是否能自啟動 (self-starting) 的問題。

主動鎖模則是利用電光或聲光效應，直接對共振腔內的光作振幅或相位的調變來達成鎖模，因為共振腔長度也是數米至數百米，所以必須使用諧波鎖模技術來提高重複率(repetition rate)可達 10GHz 以上、脈衝寬度為皮秒(picosecond)等級的光脈衝序列，雖然利用諧波鎖模之技術可以提高脈衝重複率，但在實驗設備上卻往往受限於電光調變器和電子儀器(如放大器、訊號產生器、偵測器等)的自身頻率響應不夠大，而使得脈衝重複率無法繼續提高，再加上諧波鎖模時會產生額外的超模噪音(supermode noise)，造成了輸出脈衝的不穩定性。

故在本篇論文中我利用一些穩定的機制來改善降低超模噪音，穩

定脈衝輸出，而且還利用約分諧波鎖模(RHML rational harmonic mode-locking)的技術在受限於電光調變器和電子儀器(如放大器、訊號產生器、偵測器等)的自身頻率響應不夠大，而使得脈衝重複率無法繼續提高的限制下，仍可再次提高脈衝重複率，並盡量避免或降低隨之產生的脈衝振幅不高等性。以上如何提高脈衝重複率、提升主動鎖模穩定度、降低超模噪音、解決脈衝振幅上的不高等性等問題乃本論文在實驗上與理論上所要探討、研究與解決的重點。



1.3 論文架構

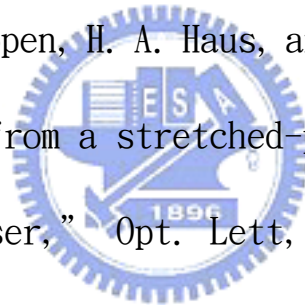
本論文的架構如下：第一章為緒論，簡介光纖通訊與光纖雷射的發展及研究動機。第二章的部分，介紹何謂鎖模雷射及其原理，且鎖模方法包括振幅調變鎖模、相位調變鎖模、諧波鎖模、約分諧波鎖模及約分協波鎖模所造成脈衝不等高性的原因。第三章將介紹本實驗的架構和實驗結果與數據，並對有無加入 SOA 之穩定機制的實驗結果作個比較，及利用不同於文獻上的方法來改善約分諧波鎖模所造成的脈衝振幅的不等高性。第四章則是結論與展望，針對一些可以改進或可能發展的方向來作討論，同時每個章節後面都附有該章節所參考的一些文獻之出處。



1.4 参考文献

1. All-Wave fiber, <http://www.lucent.com>
2. S. B. Poole, D. N. Payne, M. E. Fermann, “Fabrication of low loss optical fibers containing rare-earth ions,”
Electron. Lett., vol.21, p737,1985
3. R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and D. N. Payne, “High gain rare-earth doped fiber amplifier operating at 1550nm”
Proc. OFC, Reno, NV, 1987.
4. P. C. Becker, N. A. Olsson, and J. R. Simpson, “Erbium-doped Fiber Amplifiers,” Academic Press(1999)
5. A. Hasegawa, and F. Tappert, “Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive fibers and anomalous dispersion, “ Appl. Phys. Lett. 23, p. 142, 1974
6. L.F. Mollenauer, R. H. Stolen, and J. P. Gordon,
“Experimental observation of picosecond pulse narrowing and solitons in optical fiber,” Phys. Rev. Lett. 45,
p. 1095, 1980
7. P. P. Vasil, V. N. Morozov, G. T. Pak, Y. U. Popov, and A. B. Sergeev, “Measurement of frequency shift of a picosecond

- pulse from amoded-locked injection laser ,” Sov. J. Quant. Electron. 15, p.859, 1985
8. R. L. Fork, B. I. Greene, and C. V. Shank, “Generation of optical pulse shorter than 0.1ps by colliding pulse mode locking,” Appl. Phys. Lett.38, p.671,1981
 9. H. A. Haus, J. G. Fujimoto, and E. P. Eppen, “Structure for additive pulse mode locking, ” J. OPT. Soc. Am. B8, p.2068, 1991
 10. K. Tamura, E. P. Ippen, H. A. Haus, and L. E. Nelson, “77-fs pulse generation from a stretched-pulse mode-locked all-fiber ring laser,” Opt. Lett, vol.18 p.1080,1993
 11. S. Y. Chen and J. Wang, “Self-starting issues of passive self-focusing mode locking,” Opt. Lett.16 p.1689, 1991



第二章 主動鎖模雷射理論

2.1 AM 振幅調變鎖模

振幅調變鎖模(Amplitude modulation mode-locking)是在共振腔內加入一個可以改變光損耗的調變器，如圖 2-1(a)所示。上圖是線性共振腔的架構，其基頻的調變頻率為 $f_m = c/(2L)$ ， L 為線性共振腔腔長，在此結構下振幅調變器需緊靠在反射鏡邊緣才會有較好效果，圖 2-1(b)則是環形共振腔架構。

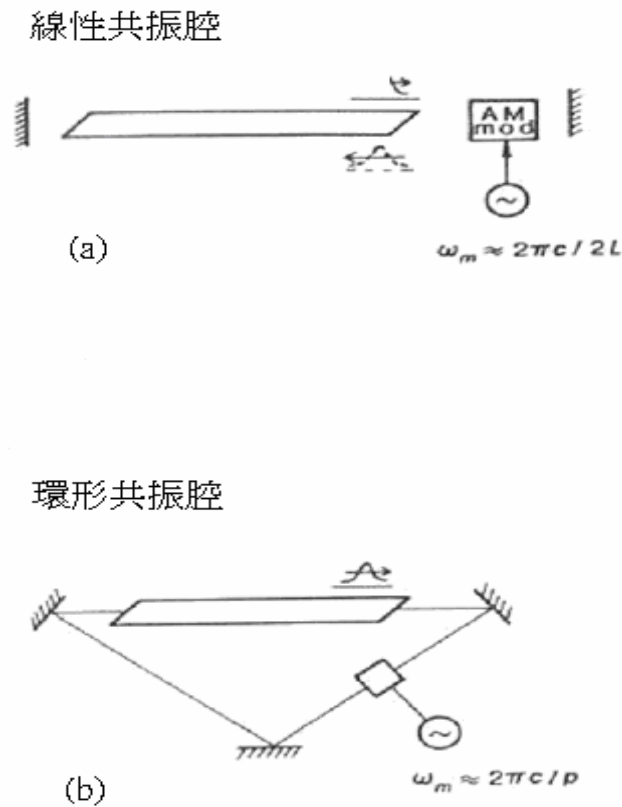


圖 2-1 主動振幅鎖模使用線性或環形共振腔的架構

(a)線性共振腔 (b)環形共振腔

我們先由頻域來分析鎖模的過程，假設增益曲線中心頻率 ν_0 的信號開始在共振腔內震盪 $\varepsilon(t) = E_0 \cos(\omega_0 t)$ ，經由振幅調變器調制腔內的損耗，進而對此一縱向模調變，則調變後的光訊號如下：

$$\begin{aligned}
 E(t) &= (1 + \Delta_m \cos \omega_m t) E_0 \cos \omega_0 t \\
 &= E_0 \cos \omega_0 t + E_0 \frac{\Delta_m}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t + E_0 \frac{\Delta_m}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t \quad (2-1) \\
 &= E_0 \cos \omega_0 t + E_0 \frac{\Delta_m}{2} \cos 2\pi(\nu_0 + f_m)t + E_0 \frac{\Delta_m}{2} \cos 2\pi(\nu_0 - f_m)t
 \end{aligned}$$

其中 Δ_m 是振幅調變指數 (modulation index)， $\omega_m = 2\pi f_m$ 經由上式的結果可以看出，中心頻率 ν_0 經過調變後產生了兩個相位一致的邊頻光 $(\nu_0 \pm Nf_0)$ ，當這兩個邊頻光又再經過振幅調變器時，又會產生新的邊頻光 $(\nu_0 \pm 2Nf_0)$ ，不斷重複此一過程，直到增益曲線內所有的縱模都被激發起來且彼此鎖相，這些等間隔分布且擁有固定相位關係的頻率分量疊加起來，在時域上即是一組周期性的脈衝序列，如圖 2-2 所示。

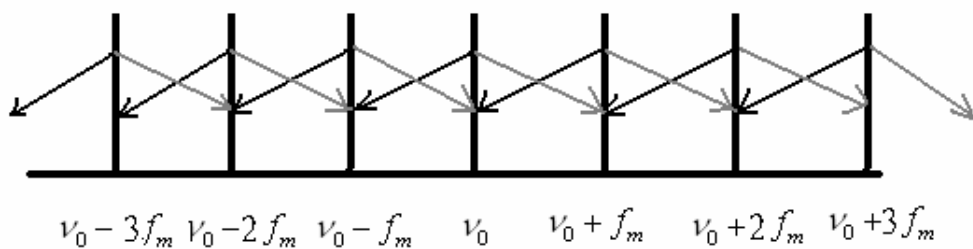


圖 2-2 振幅調變鎖模在頻域上的簡圖

再由時域上來分析鎖模的過程，如圖 2-3(a)(b)所示。振幅調變器會對共振腔造成一週期性損耗的影響，考慮某一時間點 t ，如果調變器造成的光損耗大於共振腔內的增益，則此時經過調變器的光便會有能量上的損失，受到調變器不斷損耗其能量的影響下，只有調變器到穿透係數最大的時間點上(即損耗最小而增益最大)通過調變器的光，才能不斷的被放大，當達到穩態時，則會得到一穩定的週期性光脈衝序列。當光脈衝重複經過振幅調變器時，脈衝的寬度也會不斷的被壓短到某一最小值，在調變週期相同的情況下，振幅調變曲線的頂端對愈短的脈衝來說也就愈平坦，此時調變器對脈衝寬度壓縮的效應也就變小了，當振幅調變器對脈衝寬度壓縮的力量和脈衝受到共振腔內濾波及色散效應造成脈衝變寬的力量相互平衡時，光脈衝寬度就會達到一個穩定的狀態。

$$T(t) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cos(\omega_m t) \right] \right\} \quad (2-1-1)$$

(2-1-1)即為 AM 調變器的穿透係數公式

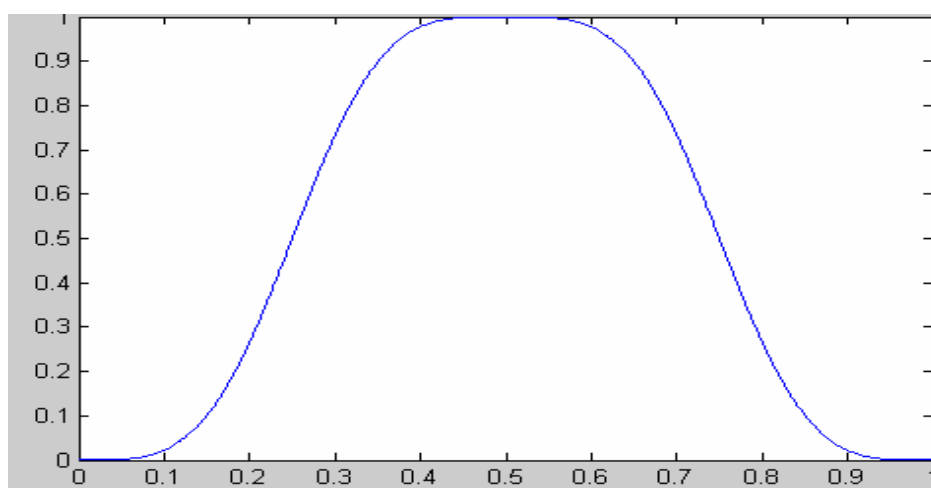


圖 2.3 調變器的穿透係數隨時間關係圖

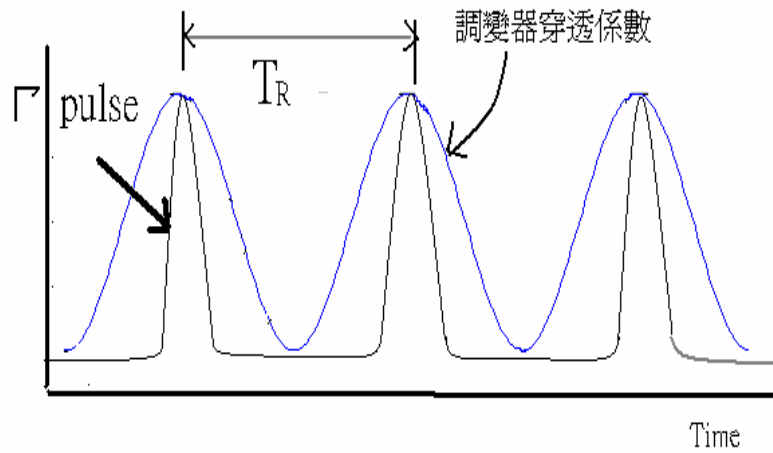


圖 2-4 振幅調變鎖模在時域上的簡圖

如此一來，所有的共振腔縱模有固定的相位，在時域上得到一脈衝重複率為 $f_m = C/2L$ (基頻) 的光脈衝序列，而在振幅調變鎖模的情形下，光脈衝的半高寬脈衝寬度 (FWHM) τ 可以由下面式子表示 [1]：

$$\begin{aligned} \tau_{p,ss} &\approx \left(\frac{2\sqrt{2\ln 2}}{\pi^2}\right)^{1/2} \left(\frac{\alpha_m P_m}{\Delta_m}\right)^{1/4} \left(\frac{1}{f_m \Delta f_a}\right)^{1/2} \\ &\approx 0.45 \times \left(\frac{\alpha_m P_m}{\Delta_m}\right)^{1/4} \times \left(\frac{1}{f_m \Delta f_a}\right)^{1/2} \end{aligned} \quad (2-2)$$

我們可以由上式約略推出脈衝的寬度，在一般的主動鎖模雷射中， f_m 是調變頻率， $\Delta f_a = \Delta\omega_a / 2\pi$ ($\Delta\omega_a$ 是 3dB 的增益頻寬)，所以可以知道當其他參數條件不變時，脈衝寬度會和調變頻率的負二分之一次方成正比。

2.2 FM 相位調變鎖模

FM 相位調變鎖模與振幅調變鎖模的架構相同，只是將振幅調變器換成相位調變器，使其在不改變光的振幅大小，而調制光訊號之相位的條件下，也可以達到鎖模的目的。先從頻域上來分析，則調變後的光訊號可表示如下：

$$E(t) = E_0 \cos(2\pi\nu_0 t + \Delta_m \cos \omega_m t) \quad (2-3)$$

此處的 Δ_m 為相位調變指數 (phase modulation index)， ν_0 是共振腔內某一共振模的頻率， f_m 為調變頻率。若將(2-3)式展開為(2-4)式，就可以很明顯的看出經過相位調變之後的光訊號是由無限多個邊頻光 ($n \cdot f_m$) 所組成。

$$E(t) = E_0 \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(\Delta_m) \cos(2\pi\nu_0 t + 2\pi n f_m t) \quad (2-4)$$

上式中 J_n 是第 n 階的 Bessel function

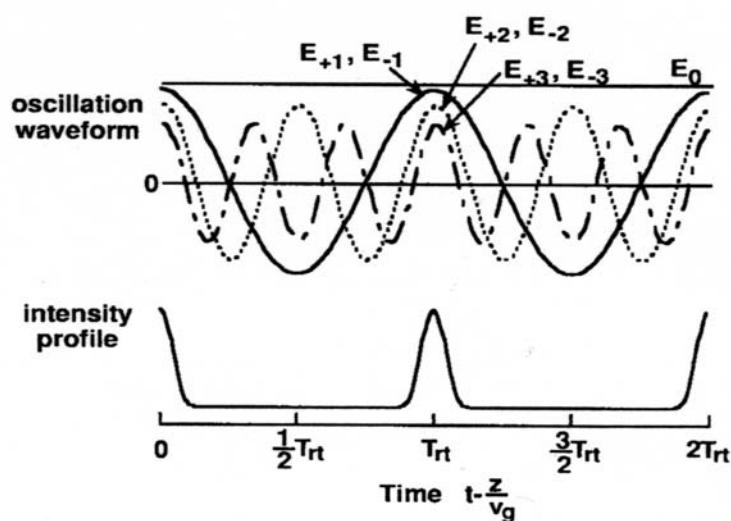


圖 2-5 相位固定時諧頻於時域上產生脈衝序列

在共振腔內存在有許多縱向模，由圖 2-4 可以看出來，藉由 Injection-Locking 的作用，這些這些諧頻分量將和鄰近 ν_0 的縱向模有固定的相位關係，在其他時間點上，則形成破壞性干涉，在某些固定的時間間隔點上，所有頻率分量會形成建設性干涉而輸出脈衝序列，故在時域上便可以得到脈衝重複率為 $f_m = C/2L$ (基頻) 的光脈衝序列。

在從時域上來分析，由於光的相位被周期性的調變(圖 2-5)，假定在某時刻 t ，當光脈衝經過調變器時，若 $d\phi/dt \neq 0$ ，則該脈衝之中心頻率會往旁邊偏移，其大小方向由 $d\phi/dt$ 決定，在下一週期時，此光又來到調變器，且又因 $d\phi/dt \neq 0$ ，而持續的引起中心頻率的向外偏移，如此下去直到此光被移到增益曲線外而消失，只有當 $d\phi/dt = 0$ 時，其經過調變器後的光，中心頻率不會偏移，所以在共振腔內不斷被放大，最後形成周期性的脈衝序列。

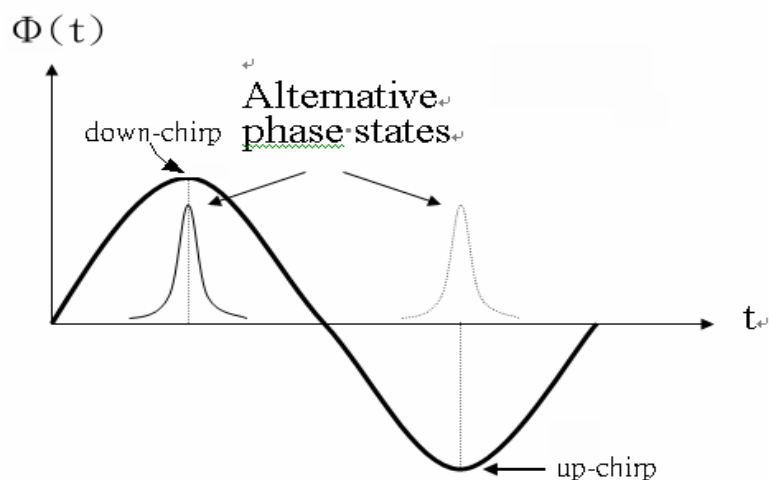


圖 2-6 相位鎖模在時域上的示意圖

事實上由圖 2-5 可觀察到， $d\phi/dt=0$ 的地方有兩處，而大多數情形只有一處是穩定，另一處是不穩定的，而哪一個是穩定的就要由共振腔裡的群速度色散(Group velocity dispersion, GVD)來決定了。



2.3 提高脈衝重複率的方法

文獻上有很多提高脈衝重複率的方法，在此列舉幾種比較常用、普通、容易做到的方法：

(a)諧波鎖模(harmonic mode locking, HML):

方法在下節會有詳細的敘述。

(b)約分諧波鎖模(rational harmonic mode locking, RHML):

方法在下節會有詳細的敘述。

(c)利用 OTDM 的方法:

在 1995 年，Yamada 等人 [2] 利用一個脈衝重複率為 10GHz 的鎖模光纖雷射，在輸出端加上利用平面光波導(PCL)技術製作的 OTDM(optical time domain multiplexing)元件，成功的將重複率提高至 1.28THz，她們所使用的 PCL 元件是由 7 個 Mach-Zehnder 干涉儀串接而成，光脈衝每經過一個干涉儀其重複率就會遞增兩倍，如此一來 7 次倍增後就變成 1.28THz 的脈衝了。

(d)外加濾波器的方法:

在雷射共振腔內加入一個高 FSR、高 finesse 的濾波器(一般皆為 Fabry-Perot Filter)，若調變頻率等於 FSR 時，所得到的脈衝重複率即為調變頻率，但當 f_m 不等於 FSR, 但兩者之間滿足下列關係者

$$f_m \times Q = \text{FSR} \times P \quad (2-5)$$

$Q, R=1, 2, 3, \dots$

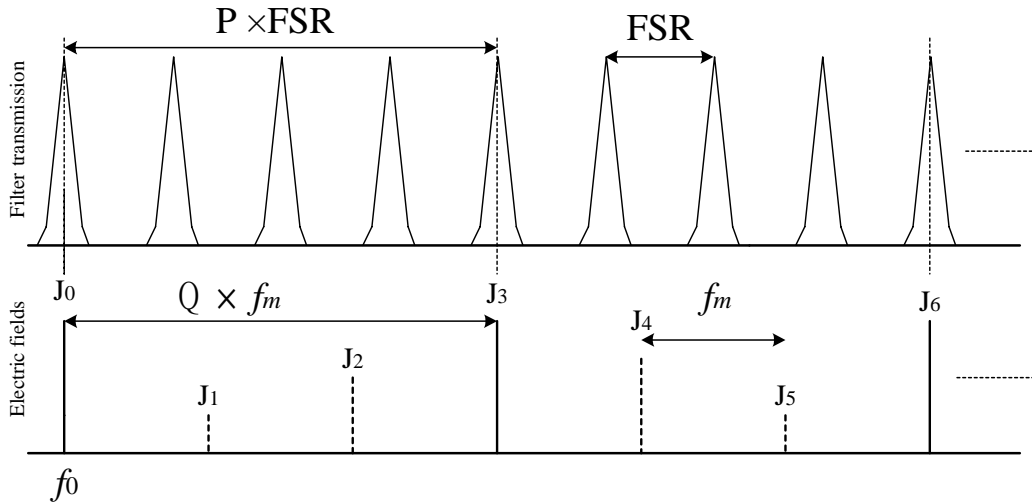


圖 2-7 加入濾波器在 $P=4, Q=3$ 之鎖模光纖雷射脈衝序列

其等效的脈衝重複率就等於 $f_m \times Q$ ，這也就表示脈衝重複率提高了 Q 倍，[3][4] 如圖 2-6 所示。

(e) 利用振幅調變器的非線性特性：

對於 AM 振幅調變器來說，適當選擇外加偏壓值來加以克服調變器與信號產生器本身的頻域限制，而達到兩倍或四倍於外加調變頻率的脈衝重複率，運用這種方法，Gupta [5]、Takada [6] 等人成功利用 10GHz 的電光振幅調變器產生 20~40GHz 重複率的光纖雷射脈衝序列。

2.4 諧波鎖模

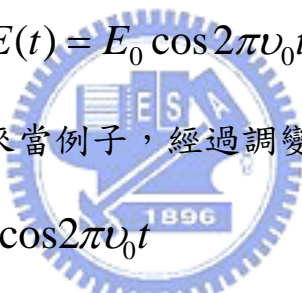
現今所需要的脈衝重複率幾乎要越大越好，而又因為光纖雷射的共振腔幾乎都是數十公尺到幾百公尺，如此一來，其基頻大約只有幾個 MHz，若以此基頻當作其調變頻率的話，其脈衝重複率也只有幾個 MHz，不符合高重複率的需求，故需要利用諧波鎖模 (harmonic mode-locking) 的方法來提高脈衝重複率。

諧波鎖模是利用提高調變頻率，使其等於共振腔基頻的整數倍，

調變頻率： $f_m = Nf_0$

假設原本的電場為 $E(t) = E_0 \cos 2\pi\nu_0 t$

此時利用振幅調變來當例子，經過調變後其電場的形式 $E(t)$


$$\begin{aligned} &= (1 + \Delta_m \cos 2\pi Nf_0 t) E_0 \cos 2\pi\nu_0 t \\ &= E_0 \cos 2\pi\nu_0 t + \frac{E_0 \Delta_m}{2} \cos 2\pi(\nu_0 + Nf_0)t + \frac{E_0 \Delta_m}{2} \cos 2\pi(\nu_0 - Nf_0)t \end{aligned}$$

----(2.6)

上式中 f_0 為共振腔的基頻 ($C/2L$),

ν_0 為增益曲線的中心頻率,

Δ_m 是振幅調變指數 (modulation index)

經由 2-6 式的結果可以看出，中心頻率 ν_0 經過調變後產生了兩個相位一致的邊頻光 ($\nu_0 \pm Nf_0$)，當這兩個邊頻光又再經過振幅調變器

時，又會產生新的邊頻光($\nu_0 \pm 2Nf_0$)，不斷重複此一過程，直到增益曲線內所有符合條件的縱模都被激發起來且彼此鎖相，這些等間隔分布且擁有固定相位關係的頻率分量疊加起來，在時域上即是一組周期為 T_R/N (T_R 為光脈衝走一個 round-trip 的時間) 的脈衝序列，而在頻譜上頻率及脈衝重複率為 $f_m = Nf_0$ ，如圖 2-8, 圖 2-9 所示

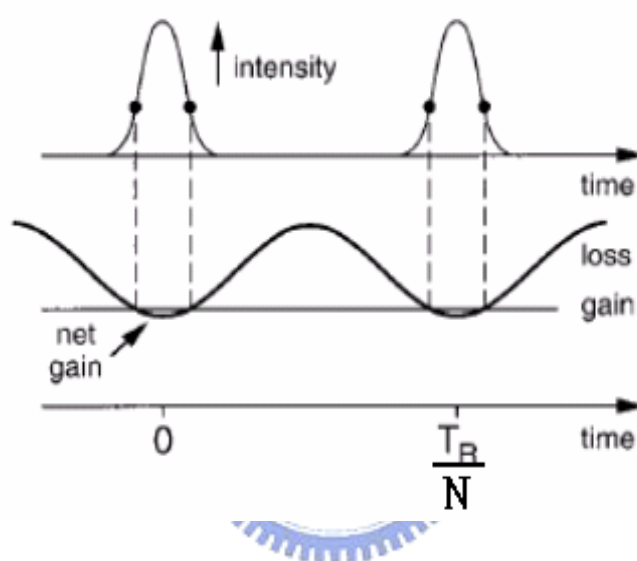


圖 2-8 振幅調變諧波鎖模在時域上的簡圖

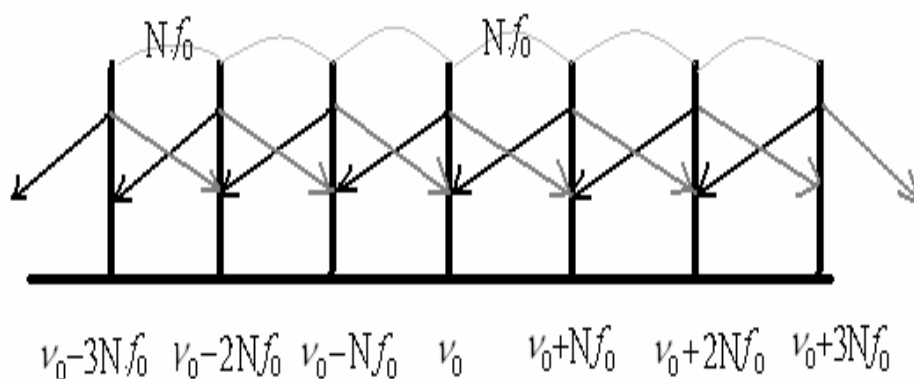


圖 2-9 振幅調變諧波鎖模在頻域上的簡圖

可知在諧波鎖模(harmonic mode-locking, HML)的狀況下，共振頻率為 ν_0 的光會和距離 Nf_0 的邊頻光互相耦合，進而鎖相並在頻域上產生 N 組的超模(super-mode)，若只觀察一組超模，這時在共振腔內會有 N 個分別獨立的光脈衝存在，它們之間有著 T_R/N 的時間間隔，如此一來，利用約分諧波鎖模的方法就可以大幅提高調變頻率也就是提高脈衝重複率，可達幾十 GHz 以上。

諧波鎖模(HML)雖然可以大幅提昇脈衝重複率，但諧波鎖模也有其輸出脈衝無法長時間穩定的缺點存在，主要是因為主動調變光纖雷射在諧波鎖模的操作條件下，會有 N 組頻率間隔皆為 Nf_0 的超模同時存在，如圖 2-10。此時外加調變訊號可能同時對每一組超模都有同等效用，如此當光纖雷射在工作時，會因超模之間的增益競爭(gain competition)造成輸出功率隨時間而產生紊亂(power fluctuation)，這就是所謂的超模噪音(super-mode noise)。

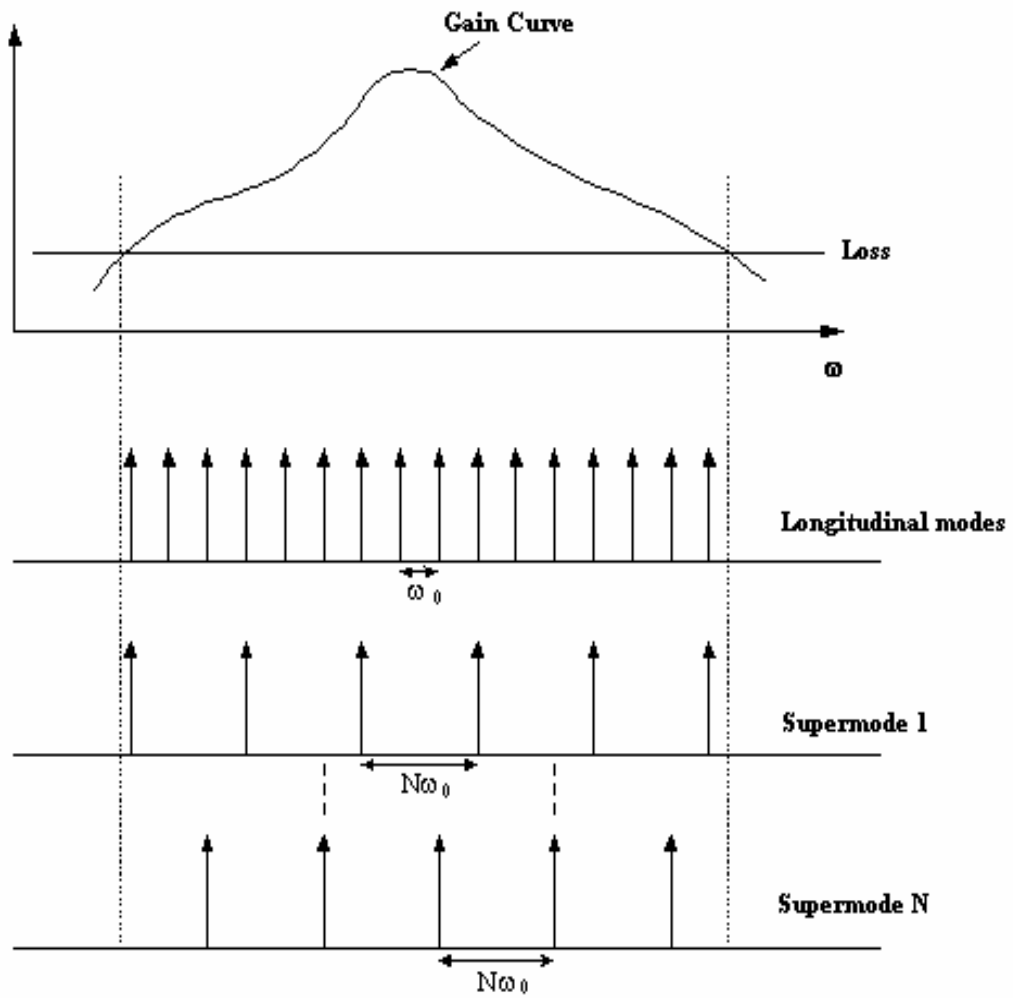


圖 2-10 諧波鎖模與超模的形成

2.5 約分諧波鎖模

在上一節所提到利用諧波鎖模(HML)來提高脈衝重複率，可達幾十個 GHz，但實際上會因為一些電子儀器或元件如放大器(amplifier)、光轉電的偵測器(O/E detector)、電光調變器(EO modulator)、信號產生器(Signal generator)等等自身的頻率響應不夠快，限制了脈衝重複率的大小，因此在近幾年來，提升光纖雷射的脈衝重複率是非常重要的議題，有許多將脈衝重複率提高的理論與成果陸續發表。

而其中一種方法就是約分諧波鎖模(RHML, rational harmonic mode-locking)，它能克服電光調變器以及外加調變儀器頻率所產生的頻率響應限制，利用這個方法，文獻上可以成功地將脈衝重複率提高二至五倍 [7]。

約分諧波鎖模的方法，大致上皆為利用調變頻率 f_m 與共振腔之基本共振頻率 f_0 之商並不為整數時，有效鎖模頻率間隔(即是脈衝重複率)將會等於 f_m 與 f_0 的最小公倍數。利用這個原理，即使受限於外加調變訊號的頻率極限，輸出光脈衝重複率也能夠達到調變產生器極限的數倍。詳細內容分述如下：

利用外加調變頻率的微調(modulation frequency detuning)來造成脈衝重複率倍增之原理如下。假設我們現在使外加調變頻率 f_m' 與原來的諧波鎖模調變頻率 $f_m (= Nf_0)$ 有一個特定微小偏差，並且滿

足

$$f'_m = f_m \pm f_0/P = Nf_0 \pm f_0/P = (N \pm 1/P)f_0, P=1,2,3,\dots \quad (2-7)$$

則此時的脈衝重複率將會是

$$f''_m = P \times f'_m = (NP \pm 1)f_0 \quad (2-8)$$

上式中 f''_m 為新的脈衝重複率

例如

$$f_0 = 4\text{MHz}$$

$$f'_m = 500 f_0 + 1/4 f_0 = 2.001\text{GHz}$$

$$f''_m = 4 \times f'_m = 8.004\text{GHz}$$

這就是約分諧波鎖模鎖 4 倍得到 8GHz 的脈衝重複率

由於約分諧波鎖模(RHML)這個原理，Nakazawa 和 Yoshida 也因此得到輸出重複率為 200GHz 的光脈衝序列[8]。

雖然約分諧波鎖模(RHML rational harmonic mode-locking)可以不受電子儀器或元件的自身頻率響應限制，輸出光脈衝重複率也能夠達到調變產生器極限的數倍，但約分諧波鎖模(RHML)也有其缺點，當重複率提升超過兩倍以上時，輸出光脈衝的振幅會不相同，有的比例甚至差到三、四倍以上如圖 2-11(c)所示，如此一來就不能算是個可用的通訊光源，需要加入其它將光脈衝振幅均一化的機制，以得到可用的光源。

我們從時域上來討論 RHML 之脈衝形成的原因，以 $P=2$ 為例子

一般來說，若是諧波鎖模的情形下，光會在經過調變器的穿透係數峰值的時間點上產生脈衝，而對約分諧波鎖模來說，因為其調變頻率不符合共振腔裡的縱模，所以光經過調變器時所看到的穿透係數會有兩種，如圖 2.11(a)所示，所以重新定義之總穿透係數公式為

$$T'(t) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cos(\omega_m t) \right] \right\} \times \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cos(\omega_m t - \pi) \right] \right\}$$

2.11(b)為穿透係數的圖形，也就是說光會重複的經過這兩個不同位置而形成脈衝，如圖 2-11(a)(b)

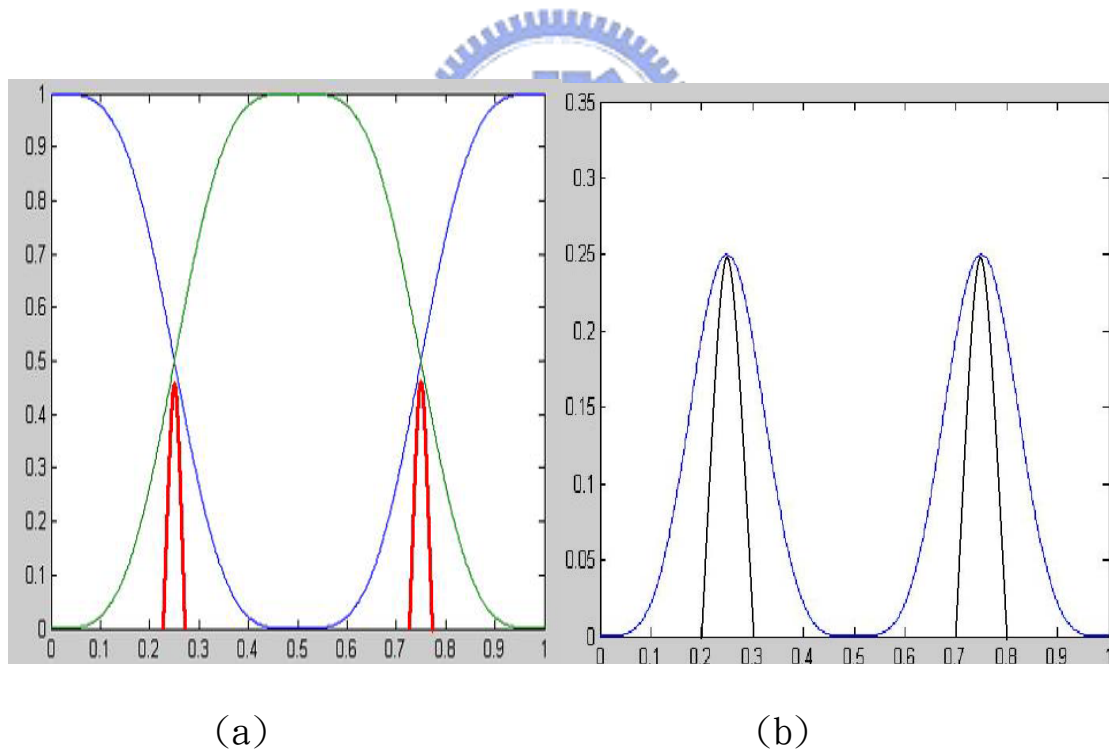


圖 2-11 (a)光在調變器所看到的兩種穿透係數

圖 2-11 (b) 新的穿透係數圖形

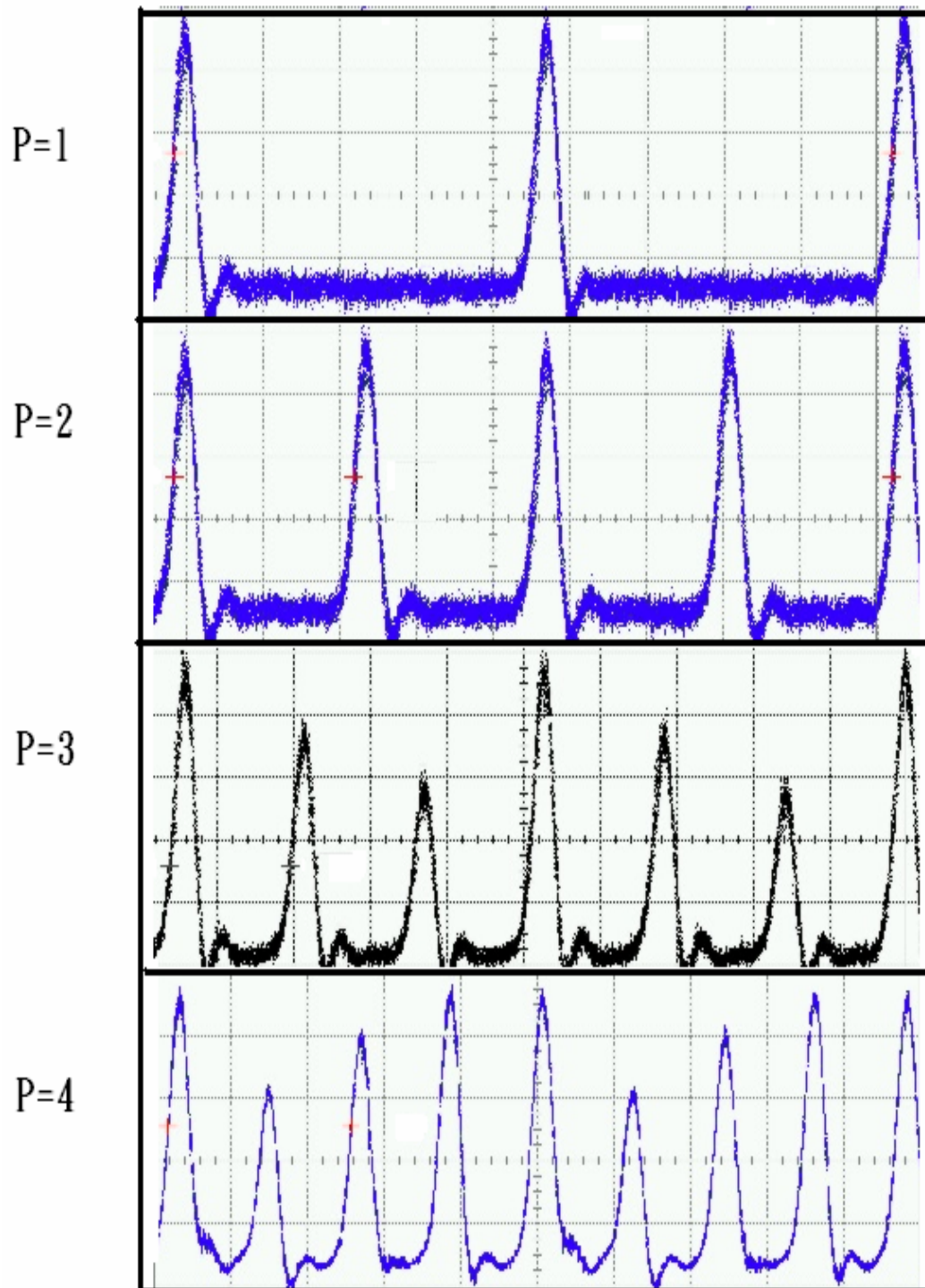


圖 2-11(c) RHML 在不同倍率下所得到的脈衝圖形

而為何在約分諧波鎖模(RHML)之情形下，若 P 大於 2 時就會發生脈衝振幅不等高性，而在 $P=2$ 時卻不會，其原因可敘述如下。

一般來說對諧波鎖模而言，光只會在經過調變器的穿透曲線峰值才能形成脈衝如圖 2-12:

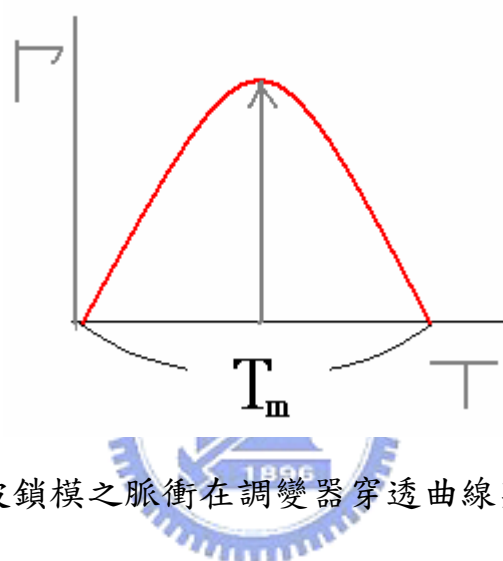


圖 2-12 諧波鎖模之脈衝在調變器穿透曲線某瞬間之簡圖

而對約分諧波鎖模卻不盡然，光在共振腔裡經過調變器調變的相對位置並不是每次相同的。

以 $P=2$ 為例，考慮最簡單的情形 $f_m' = (1+1/2)f_0$ ，假設在環型共振腔內的光受調變器所調變如圖 2-13 所示，時間經過 T_m 後之情形如圖 2-13(a)，時間經過 $2T_m$ 後之情形如圖 2-13(b)，時間經過 $3T_m$ 後之情形如圖 2-13(c)，之後就重複同樣的情形，而光在共振腔裡經過調變、放大、調變、放大的反覆過程中形成脈衝(如圖 2-14(a)所示)，

而且如圖 2-14(b)所示光在某個時刻經過調變器(1)號的位置，而在下個 round trip time 經過 (2) 號的位置，接下來光反覆的經過這兩個地方，造成光脈衝仍可被壓縮，進而造成在這兩個地方均可以形成脈衝。

$$T_R = \text{round trip time}$$

$T_m =$ 調變器調變一週期所花的時間

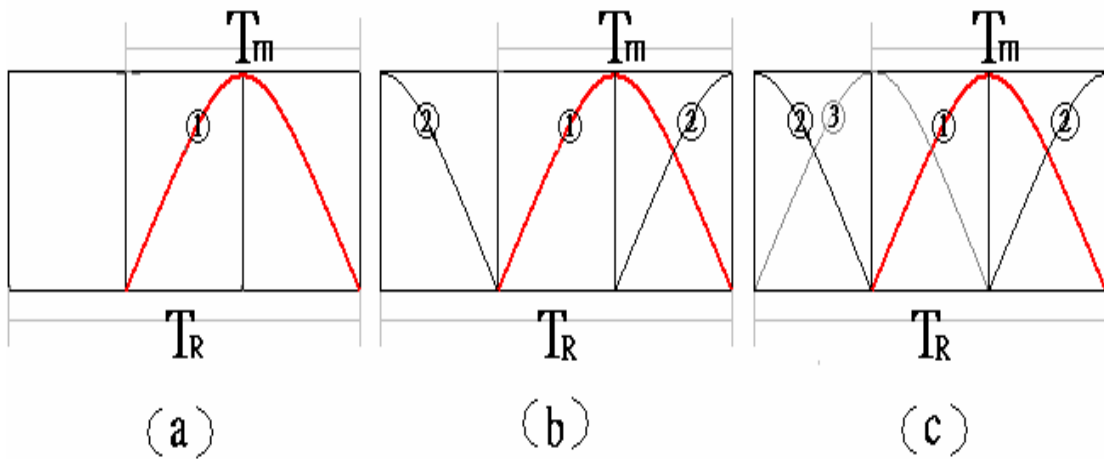


圖 2-13 光在共振腔內分別經過不同時間的調變之簡圖(P=2)

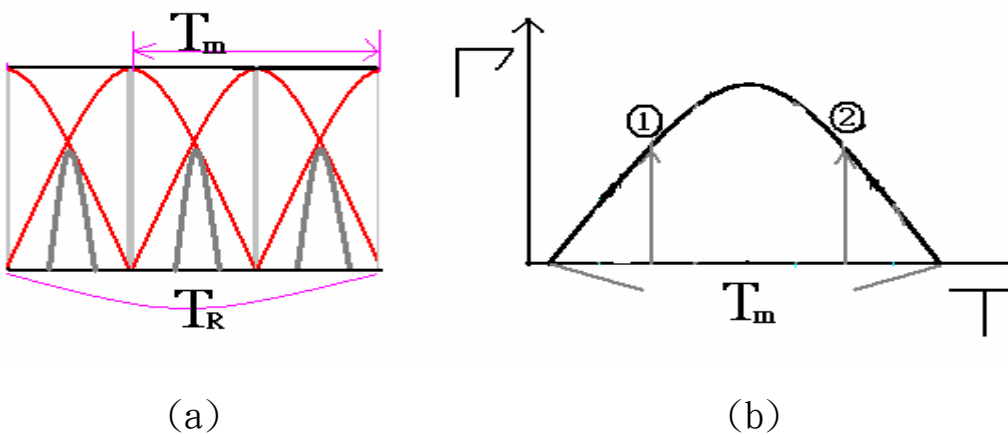


圖 2-14(a) 光經過多次調變後所造成的脈衝位置關係圖(P=2)

圖 2-14(b) RHML 之脈衝在調變器穿透曲線某一瞬間之簡圖(P=2)

所以在 $P = 2$ 時，調變曲線內同時可存在兩個脈衝（圖 2-14(b)），分別在 (1)、(2) 的位置上，而且同時兩個位置的穿透係數都一樣，造成兩個脈衝振幅相等，這也就是約分諧波鎖模 (RHML) 鎖兩倍的時候與一般諧波鎖模 (HML) 其脈衝振幅仍然相等的原因（參考圖 2-11， $P = 2$ 之情形）。

現在換以 $P=3$ 為例，考慮最簡單的情形 $f_m' = (1+1/3) f_0$ ，假設在環型共振腔內的光受調變器所調變之情形如圖 2-15 所示，時間經過 T_m 後之情形如圖 2-15(a)，時間經過 $2T_m$ 後之情形如圖 2-15(b)，時間經過 $3T_m$ 後之情形如圖 2-15(c)，時間經過 $4T_m$ 後之情形如圖 2-15(d)，之後就重複同樣的情形，而光在共振腔裡經過調變、放大、調變、放大的反覆過程中形成脈衝（如圖 2-16(a) 所示），而且如圖 2-16(b) 所示光在某個時刻經過調變器(1)號的位置，而在下個 round trip time 經過 (2) 號的位置，又在下個 round trip time 經過 (3) 號的位置，接下來光反覆的經過這三個地方，造成光在這裡壓縮脈衝，進而造成在這三個地方均可以形成脈衝。

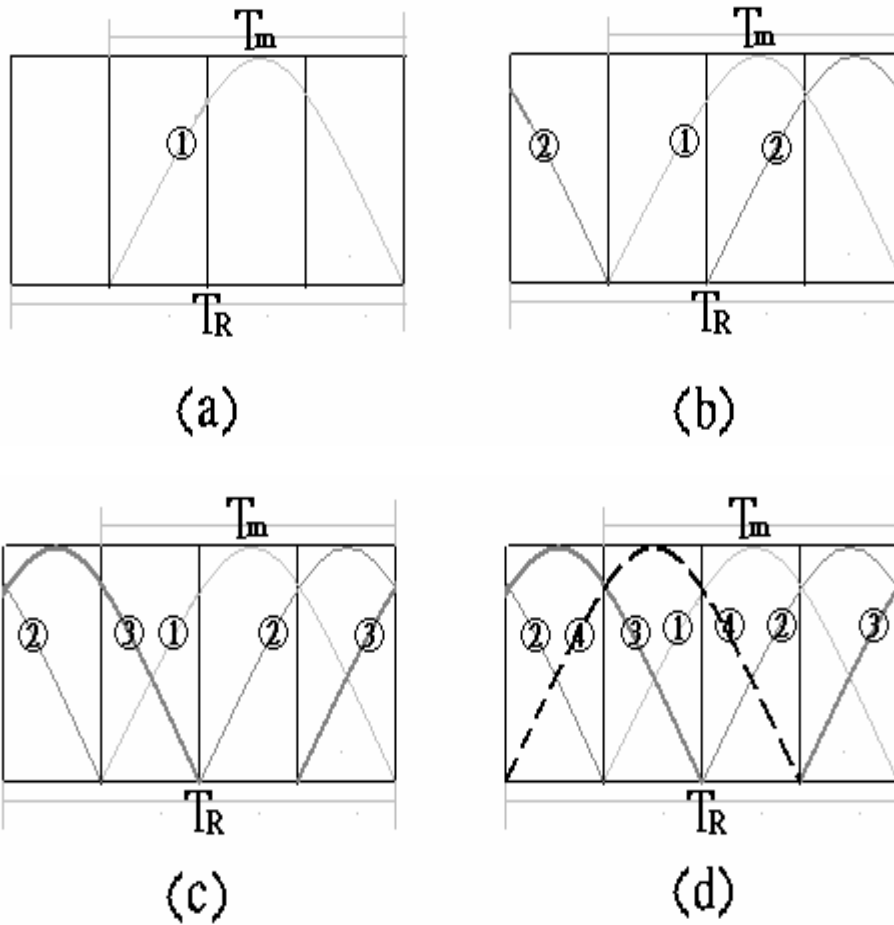


圖 2-15 光在共振腔內分別經過不同時間的調變之簡圖(P=3)

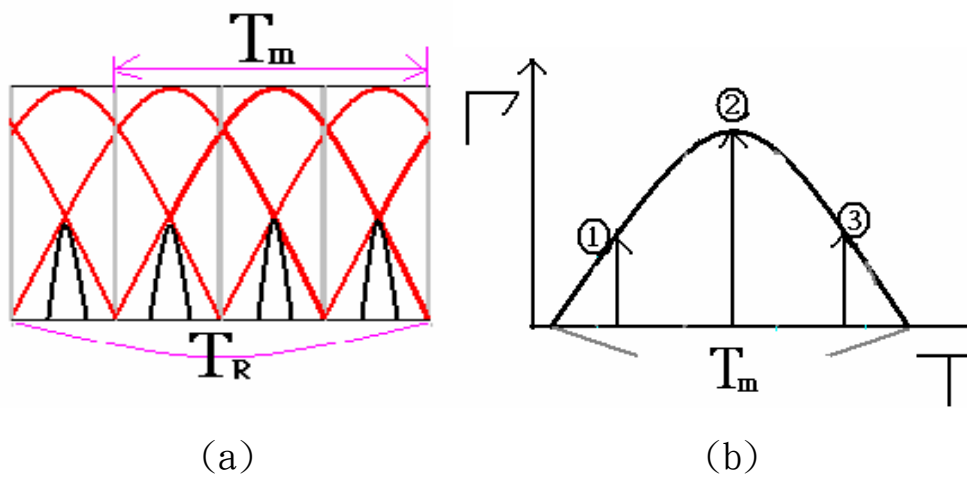


圖 2-16(a) 光經過多次調變後所造成的脈衝位置關係圖(P=3)

圖 2-16(b) RHML 之脈衝在調變器穿透曲線某一瞬間之簡圖(P=3)

所以在 $P = 3$ 時，調變曲線內同時可存在三個脈衝（如圖 2-16 (b)），分別在 (1)(2)(3) 的位置上，但同時在三個位置的穿透係數不一樣，造成三個脈衝的振幅不等高性，這也就是約分諧波鎖模 (RHML) 鎖超過兩倍的時候而脈衝振幅不等高的原因（參考圖 2-11， $P = 3$ 之情形）。

再來換以 $P=4$ 為例，考慮最簡單的情形 $f'_m = (1+1/4) f_0$ ，假設在環型共振腔內的光受調變器所調變如圖 2-17 所示，時間經過 T_m 後之情形如圖 2-17(a)，時間經過 $2T_m$ 後之情形如圖 2-17(b)，時間經過 $3T_m$ 後之情形如圖 2-17(c)，時間經過 $4T_m$ 後之情形如圖 2-17(d)，時間經過 $5T_m$ 後之情形如圖 2-17(e)，之後就重複同樣的情形，而光在共振腔裡經過調變、放大、調變、放大的反覆過程中形成脈衝(如圖 2-18(a)所示)，而且如圖 2-18(b)所示光在某個時刻經過調變器(1)號的位置，而在下個 round trip time 經過 (2) 號的位置，又在下個 round trip time 經過(3)號的位置，最後在下個 round trip time 經過 (4) 號的位置，接下來光反覆的經過這四個地方，造成光脈衝仍可被壓縮，進而造成在這四個地方均可以形成脈衝。

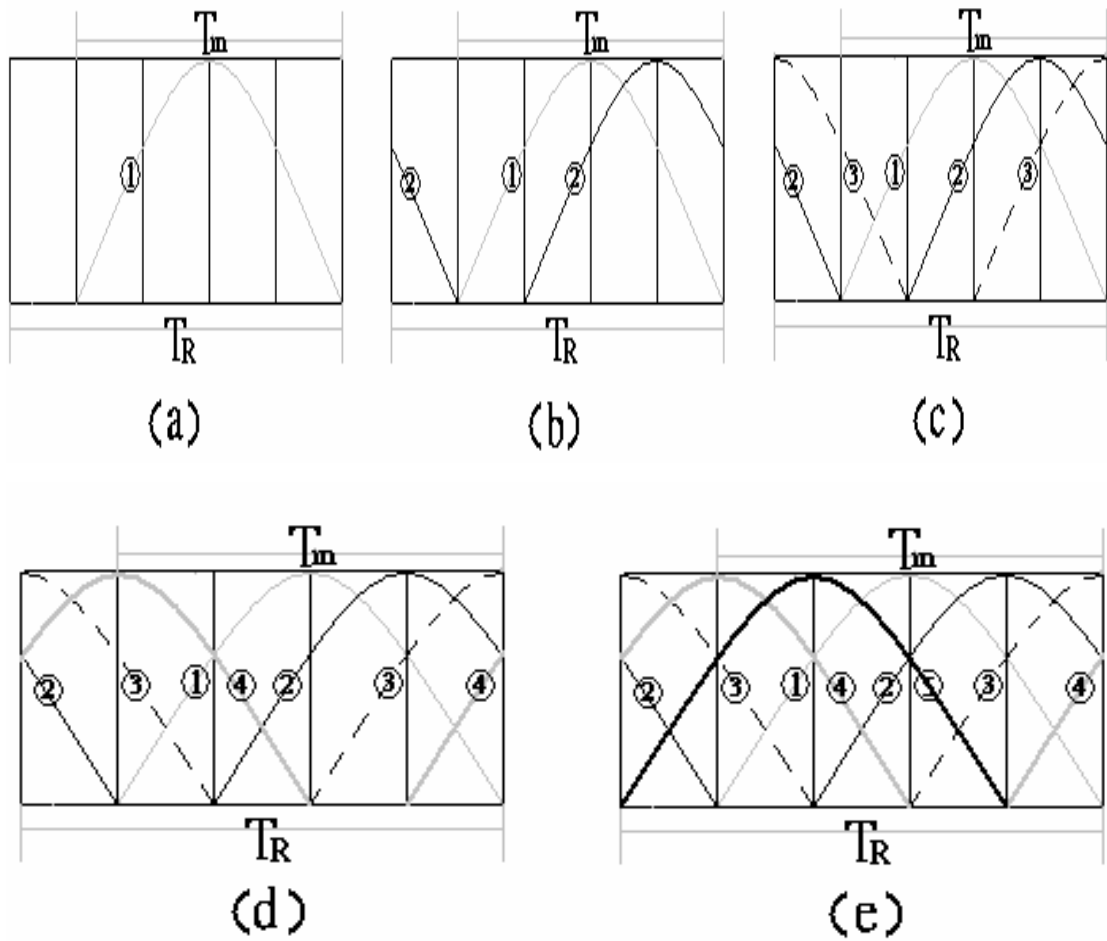


圖 2-17 光在共振腔內分別經過不同時間的調變之簡圖(P=4)

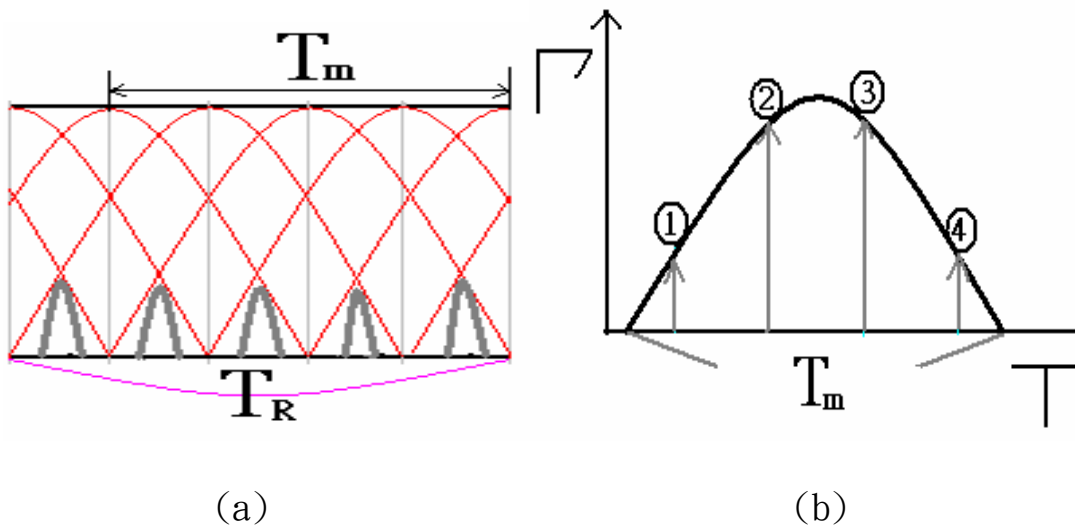


圖 2-18(a) 光經過多次調變後所造成的脈衝位置關係圖(P=4)

圖 2-18(b) RHML 之脈衝在調變器穿透曲線某一瞬間之簡圖(P=4)

所以在 $P = 4$ 時，調變曲線內同時可存在四個脈衝（如圖 2-18 (b)），分別在 (1)(2)(3)(4) 的位置上，但同時在 4 個位置的穿透係數並不盡相同，因此同時就造成四個脈衝的振幅不等高性（參考圖 2-11， $P = 4$ 之情形）。


以上所述也就是約分諧波鎖模 (RHML) 鎖兩倍的時候脈衝振幅還是等高，但鎖超過兩倍以上時，輸出光脈衝的振幅會不等高的原因。而在之後的章節會介紹利用一些方法來改善約分諧波鎖模 (RHML) 所造成的脈衝不等高性。



2.6 主動鎖模的噪音來源

對一般主動鎖模光纖雷射而言，其共振腔長都不會太短，大概是數十公尺到數百公尺左右，因為每個光纖元件(如 coupler, isolator, modulator, bandpass filter 等)通常都有一定的光纖長度，所以其基本脈衝重複率大約為數百萬赫茲等級(以 50 公尺的環形共振腔為例, 其基頻為 4MHz)。

也由於共振腔的腔長比較長和其他原因，使得主動鎖模光纖雷射在操作上會有些問題, 分述如下：

- 
- A. 因共振腔長過長，使得若需要超高重複率的短脈衝的話，就必須工作在諧波鎖模或約分諧波鎖模的區域內，也因此超模之間的增益競爭而產生額外的超模噪音(supermode noise)，因而造成脈衝輸出的振幅大小不等(pulse unequalization)，輸出功率的紊亂(power fluctuation)輸出脈衝被踢掉(pulse dropout)。

- B. 共振腔受外在環境之震動或是溫度擾動對光纖雷射內的光脈衝之偏振狀態造成影響，使得偏振相關的元件如電光晶體、偏振片，經過這些元件後其振幅、偏振態及相位等參數會有所影

響，進而影響整個系統的穩定。

- C. 承上，外在環境也因為震動或溫度擾動造成共振腔長的改變，而造成脈衝重複率的不穩定，對主動鎖模來說，共振腔長的改變造成基頻的改變，使得調變頻率與共振腔內所符合的頻率不相等，使得鎖模效果變差。

以上問題需要外加穩定機制來改善，而不同的穩定機制方法會在下節作個簡單的介紹。



2.7 主動鎖模的穩定機制

文獻上有很多方法來改善上節所提到的雜訊產生，以下列舉幾個方法：

(A) PZT

由於共振腔長受外在溫度擾動的影響，造成共振腔長的改變，使得改變後的頻率不符合調變頻率，造成調變頻率與脈衝重複率的不協調，故我們可以利用把調變頻率與脈衝重複率做混頻(mixing)所產生的誤差信號，控制外加在 PZT 上的電壓，使得 PZT 隨電壓不同而擴張或收縮，纏在 PZT 上的光纖長度也跟著改變，藉此把受外在溫度擾動影響所造成的共振腔長擾動改變回來，而維持固定的共振腔長，這種方法稱為 Cavity Length Dithering [9]、[10] 如圖 2-19 所示。

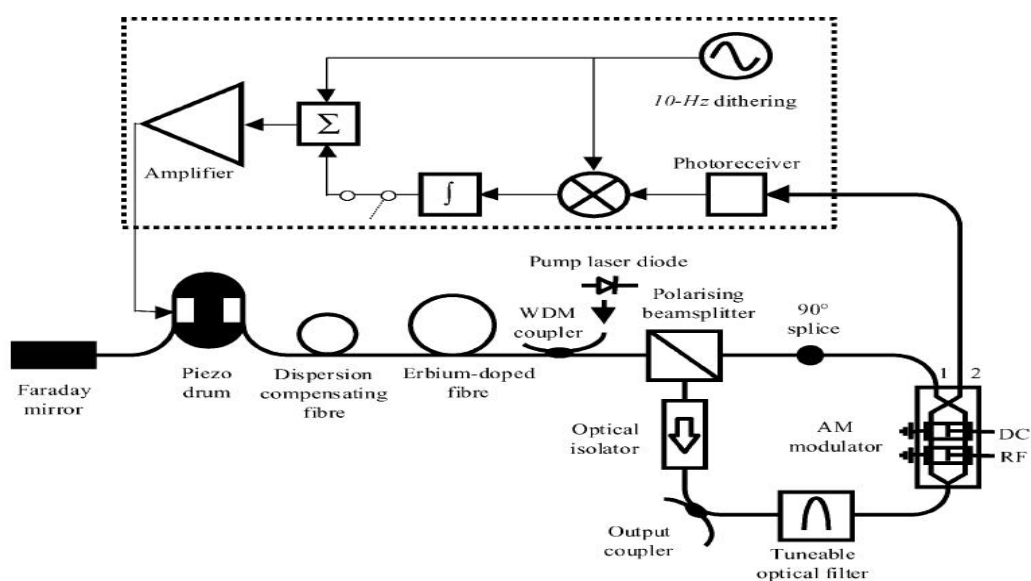


圖 2-19 PZT 架構圖

(B) Regenerative mode-locking [11]:

承上(A)所述，是利用維持共振腔長來穩定雷射脈衝，而現在所敘述的方法是隨著因共振腔改變而改變的基頻去調整原本所調變之頻率的方法，如圖 2-20 所示，由光纖雷射輸出端取部分比例的光接到光偵測器，經由低雜訊放大器 (low-noise amplifier, LNA) 放大訊號，再送到高 Q 值的帶通濾波器，如此一來可以取出共振腔內的光脈衝重複率，並濾掉超模噪音，此訊號再經過相位偏移器及射頻放大器放大到電光調變器半波電壓的等級後，直接驅動電光調變器 [12]。(EO-Modulator)，而脈衝時序和外加調變信號也將達到同步。

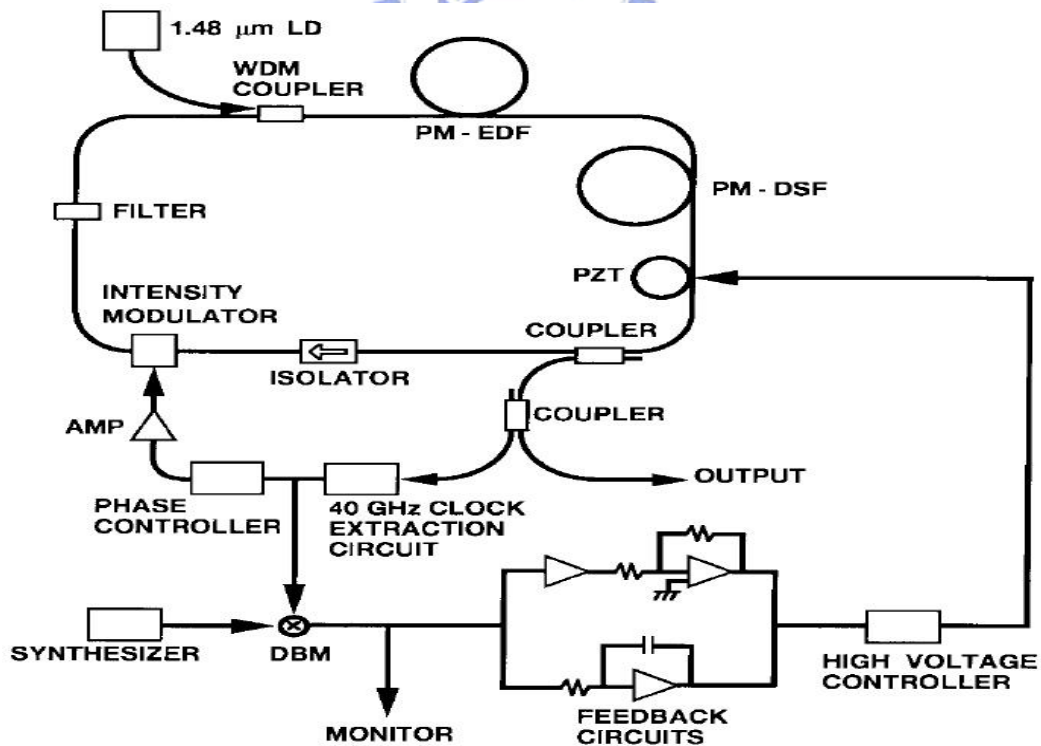


圖 2-20 Regenerative mode-locked 架構圖

(C) Fabry-Perot Filter

在共振腔內加入一個 Fabry-Perot Filter，利用調整 Fabry-Perot Filter 的長度來篩選某一組超模，使其穿透頻譜間距 (free spectral range, FSR) 等於諧波鎖模之重複率 Nf_0 ，讓只有一個超模在腔內共振。如圖 2-21 所示，有 N 組的超模符合條件，但又受限於 Filter 的限制，只有第二組超模的損耗最小可以被放大，而其他組超模因損耗太大而被抑制下去。

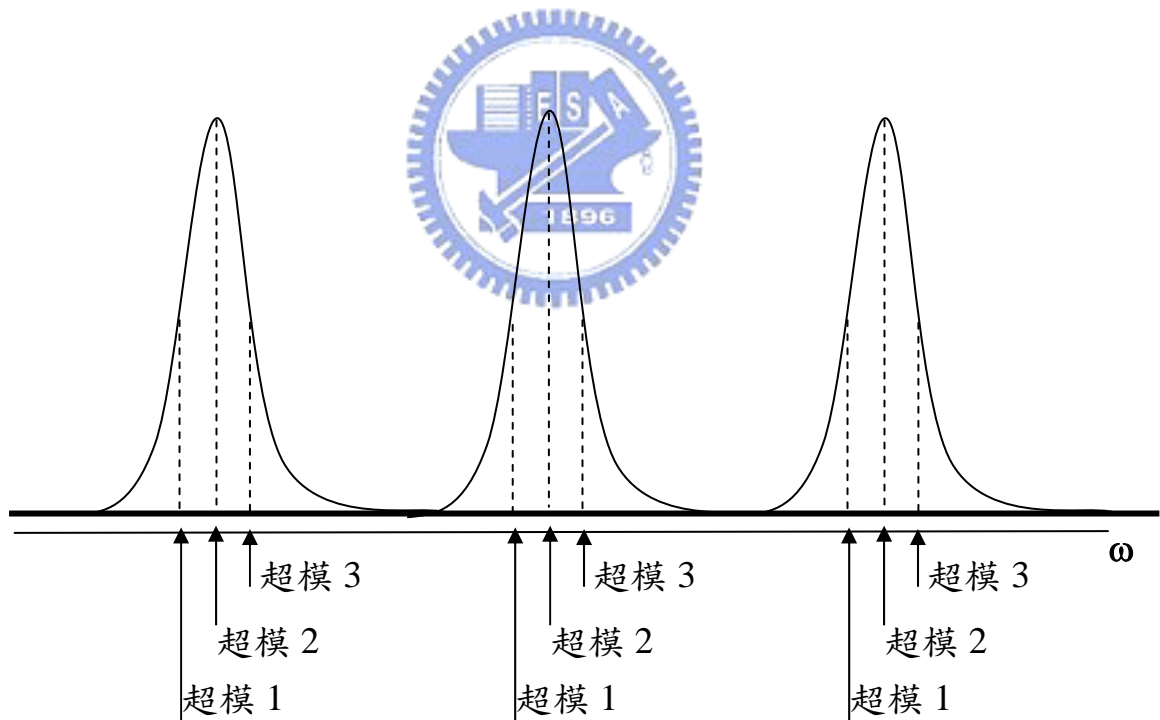


圖 2-21 超模受 Fabry-Perot 濾波器影響關係圖

(D) 加入半導體光放大器 [13]

在共振腔中也可加入半導體光放大器 (Semiconductor

optical amplifier, SOA), 來作為放大光訊號的增益介質之一, 由於半導體光放大器中的載子回復時間 (數十到數百個 pico-second) 和鉍離子的回復時間 (約為 10ms) 比起來短很多, 在雷射腔內的作用就像是一個快速飽和增益 (fast saturation effect) 介質。由時域上來看, 當能量較大的光脈衝經過 SOA 時, 由於快速飽和的影響而得到較小的增益甚至不放大, 當能量較低的脈衝通過時, 則因未達到使其飽和的水準而得到較大的增益, 所以脈衝之間振幅的紊亂度也會相對減少。

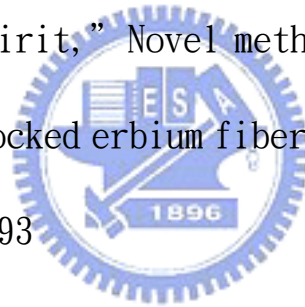
以上四種就是一般目前穩定鎖模摻鉍光纖雷射之脈衝序列的方法。



2.8 参考文献

1. A. S. Siegman , **laser** (Uni Sci. Books, Mill Vally, California, 1986)Chap. 9
2. E. Yamada , E. Yoshida , T. Kitoh , and M. Nakazawa ,
“Generation of terabit per second optical data pulse train,” *Electron. Lett* , vol. 31, pp.1342-1344, 1995
3. N. Onodera et. al. , “Frequency multiplication in actively mode-locked semiconductor lasers,” *Appl. Phys. Lett* , vol. 62(12), pp.1329-1331 , 1993
4. N. Onodera et. al. , “Overcoming the repetition-rate-limitation imposed by the free spectral range of Fabry-Perot filter used in high order FM modelocked lasers,” *Electron. Lett.* vol. 34 , pp. 2264-2265 , 1998
5. H. Takara et. al. “Generation of high stable 20GHz transform-limited optical pulses from active mode-locked Er-doped fiber laser with an All-Polarization maintaining ring laser,” *Electron. Lett.* vol. 28 pp. 2095-2096 , 1992
6. K. Gupta , and D. Novak “Millimetre-wave repetition-rate optical pulse train generation in harmonically mode-locked

- fiber ring laser,” Electron.Lett. vol. 33 , pp.1330-1331 ,
1997
7. C. Wu ,and K. Dutta , “High-repetition-rate optical pulse
generation using rational harmonic mode-locked fiber
laser,” IEEE J. Quantum Electron. Vol. 36 ,PP.145-150, 2000
8. E. Yoshida and M. Nakazawa , ” 80~200GHz erbium doped fiber
laser using a rational harmonic mode-locking technique,”
Electron Lett. Vol. 32, PP.1370-1372, 1996
9. X. Shan and D.M. spirit, ” Novel method to suppress noise in
harmonically modelocked erbium fiber laser,” Electron.Lett.
vol. 30, pp. 979, 1993
10. H. Takara , S. kawanishi and M. Saruwatari, ” Stabilization
of a mode-locked Er-doped fiber laser by suppression the
relaxation oscillation frequency component,”
Electron.Lett. vol. 31, PP.292 , 1995
11. H. A. Haus , J. G. Fujimoto, and E.P. Ippen, ” Structure
for additive pulse mode locking,” J. Opt. Soc.Am. B8 ,
PP.2068 , 1991



12. E. Yoshida, N. Shimizu, M. Nakazawa, “A 40-GHz 0.9-ps regeneratively mode-locked fiber laser with a tuning range of 1530–1560 nm” IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS 11 (12): PP.1587–1589 DEC 1999
13. K. Tamura , C. R. Doerr , L. E. Nelson , and H. A. Haus , and E. P. Ippen, “Technique for obtaining high-energy ultra-short pulses from an additive-pulse mode-locked erbium doped fiber ring laser,” Opt. Lett. Vol. 19 pp.46 , 1994



第 3 章 實驗與結果

3.1 實驗架構

我們實驗上雷射是採用 Sigma Cavity 的架構，而非一般的環形架構，而整個雷射的共振腔是利用光纖及其他光纖元件所組成的，分為 PM Loop 及 Non-PM Branch，包含了波長分工耦合器(WDM Coupler)、摻鉕光纖(Er-doped fiber、EDF)、Faraday Rotator Mirror(FRM)、光帶通可調式濾波器(optical tunable bandpass filter、OTBPF)、極化分光鏡(polarizing beam splitter、PBS)、PM-Isolator、PM-Coupler、AM-Modulator 等，雷射架構如圖 3-1 所示：

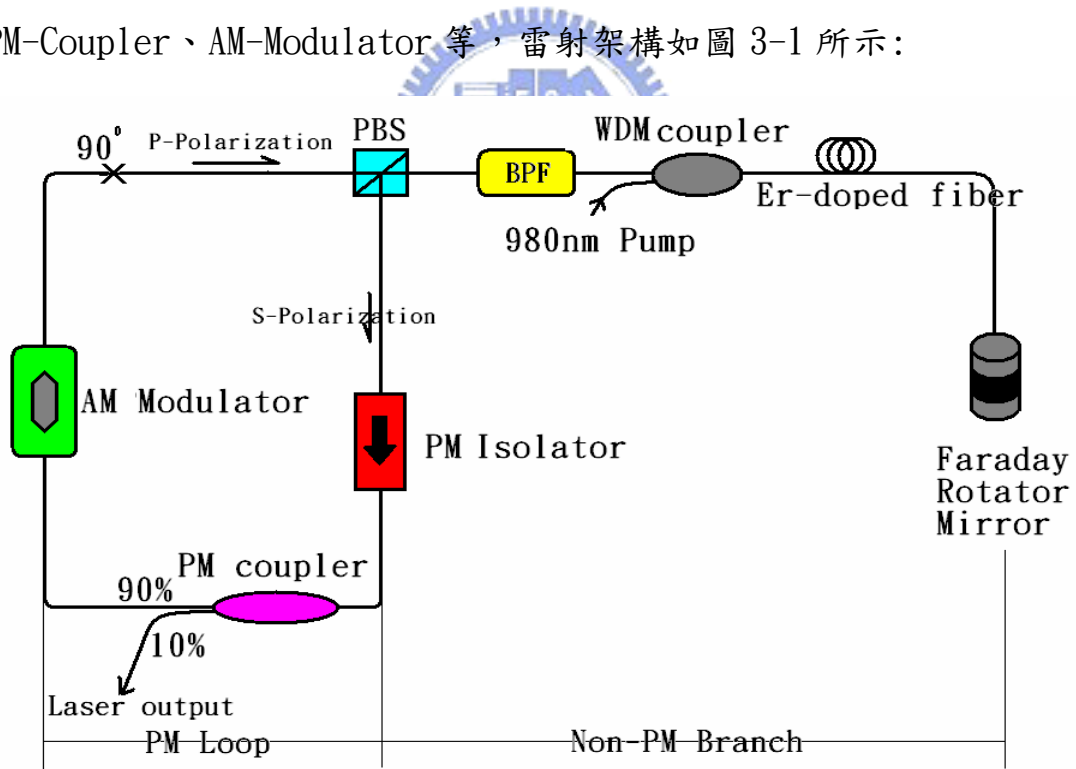


圖 3-1 Sigma Cavity 之架構圖

而其所述的元件規格如表 3-1 所示：

光纖元件	規格
EO Amplitude Modulator	Insertion loss : 3~5 dB Frequency range : 130MHz~10 GHz V = 6.8 volts (24.807dBm)
WDM coupler(980/1550nm)	Insertion loss : 0.3dB@980nm 0.8dB@1550nm
Fiber Optical Polarization Beam Splitter (PBS)	P-Polarization Insertion loss : 0.8dB S-Polarization Insertion loss : 1.0dB
PM Coupler	Split ratio : 90/10
PM Isolator	Insertion loss : 1.7dB Isolation : 40dB@1550nm Return loss > 55dB
Optical Tunable Bandpass Filter	Insertion loss : 3.5dB Back-Reflection : -50dB
Faraday Rotator Mirror	Insertion loss : 0.8 dB Return loss > 40dB
Semiconductor Optical Amplifier	Supply current : 500mA (max) Gain : 20dB (max) Optical sat. power : 10dBm

表 3-1 雷射共振腔光纖元件的規格及特性

980nm 泵浦光源的光從 WDM-Coupler 的一端進入，經過摻鉕光纖後，產生放大自發性輻射 (Amplified spontaneous emission, ASE) 經由 Faraday rotator mirror (FRM) 反射，再一次的通過 EDF 而來

到光帶通可調式濾波器，在此選擇所想要利用的波長區段，進入極化分光鏡，分上下兩道不同極化方向的光，分別是 S 極化方向的光及 P 極化方向的光，其中 P 偏光繞過 PM-Loop 時會被 PM-Isolator 所擋住，所以不會在共振腔內形成共振，另外則是 S 偏光經過 PM-Isolator、PM-Coupler 及 PM 振幅調變器，被旋轉 90° 之後（連接 PBS 及 AM-modulator 時將兩端的 PM fiber 扭轉 90 度熔接）變成 P 偏光，進入 PBS 的 P 偏光埠然後通過 PBS，再次被 EDF 放大經由 FRM 反射回來。因為共通過 Faraday rotator 兩次，所以反射的光偏振態會被旋轉 90°，進入 PBS 由 S 偏振埠往下走，如此不斷循環達到穩態，輸出信號則由 PM-Coupler 的 10%端取出。從上面的敘述可以觀察出來，我們的 Sigma Cavity 架構可以等效視為偏振維持單一方向的環狀雷射(Polarization-maintaining ring fiber laser)。

圖 3-2 是所使用的 Lucent R37005 摻鉕光纖放大自發性輻射 (ASE) 光譜圖，而光帶通可調式濾波器則是用來選擇雷射的輸出波長，其穿透頻譜如圖 3-3。

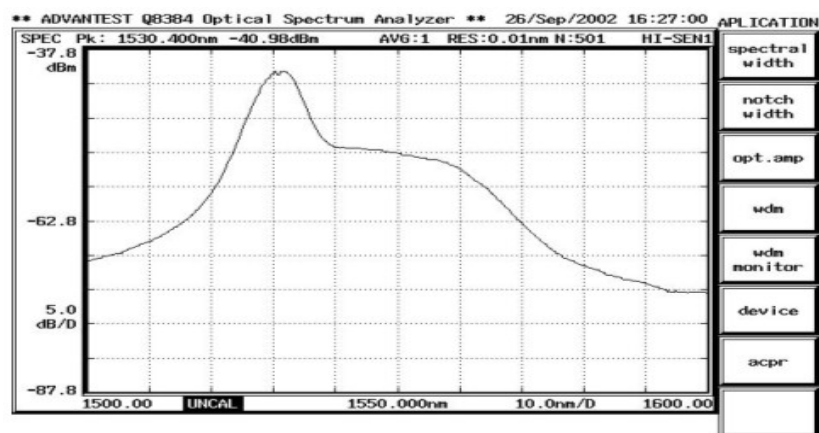


圖 3-2 摻鉕光纖放大自發性輻射 (ASE) 光譜圖

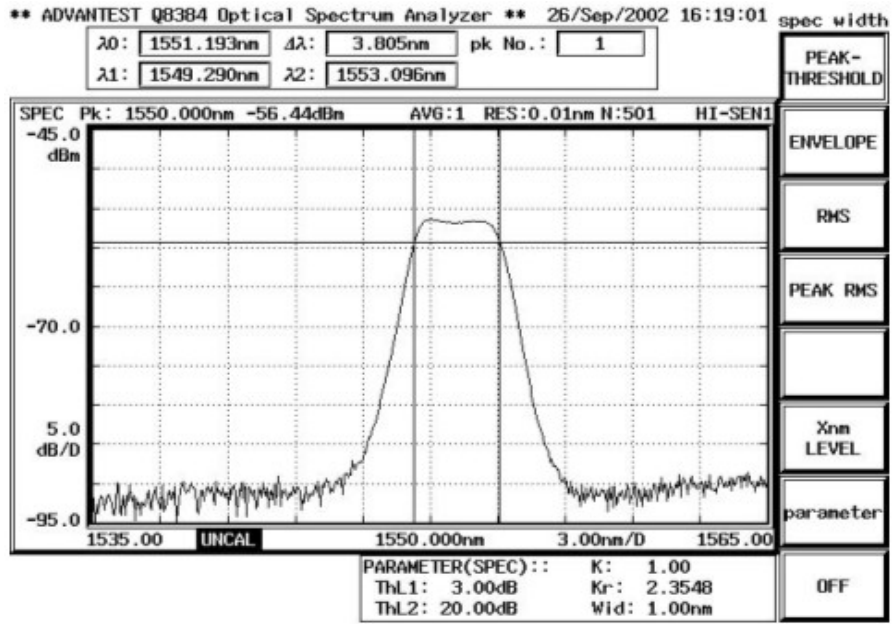


圖 3-3 光帶通濾波器光譜圖

3.2 一般的主動約分諧波鎖模摻鉍光纖雷射

實驗架構上分 PM Loop 及 Non-PM Branch 兩部分，PM Loop 的長度大約為 15 公尺，Non-PM Branch 約為 19 公尺，所以整個共振腔的長度為 $15 \times 2 + 19 = 53$ (公尺)，換算後基頻 $f_0 = C / (n_g L) = 3.81 \text{MHz}$ 。

再來因加在調變器上的信號需要到 24.6dBm 的功率，而所使用的信號產生器(Signal Generation)為 Agilent 的 E8257C，其頻率響應為 250KHz~20GHz，他的輸出功率最大為 15dBm，故功率還不夠驅動調變器，故須再加入一個放大器(Mini-circuit ZVR-8G, $P_{\text{sat}}=30\text{dBm}$)，其頻率響應為 2GHz 到 8GHz，如此功率才能夠大到約 25dBm，然後輸出端再利用 50/50 Coupler 分成 a、b 兩道光，a 端接到 RF 頻譜分析儀(HP 8564E Spectrum analyzer)，b 端接到快速示波器(Agilent 86105A)，而 a 端須先加上一個偵測器把光訊號轉成電訊號再加上 0.5G~26.5G 的放大器(Agilent 83107A)放大後才可接上 RF 頻譜分析儀，而偵測器規格為 New Focus 102X，材質為 InGaAs，而偵測形式為 Schottky 的快速光偵測器，其 3dB 響應為 45GHz。

實驗一開始，所調變的頻率約為 2.000587GHz，一般來講其調變器的 DC 偏壓皆加在 V_{π} (6.8V)，圖 3-4 為調變器的穿透係數與 DC 偏壓之關係圖，然後利用約分諧波鎖模鎖 2、3、4 倍，使得調變頻率變成 $2.000578\text{GHz} + 3.81\text{MHz}/2$ 、 $2.000578\text{GHz} + 3.81\text{MHz}/3$ 、 $2.000578\text{GHz} + 3.81\text{MHz}/4$ ，產生脈衝重複率分別約為 4GHz、6GHz、8GHz 的脈衝序列，其結果從頻域上和時域上兩部分來觀察。

在頻域上由 RF 頻譜分析儀上所觀測為圖 3-5、3-6、3-7，產生

的每種脈衝重複率在 RF 頻譜分析儀上皆分為兩種不同的狀況來看，一種是在 broadband 的範圍上來觀測，且其 RBW(resolution bandwidth)為 1.0MHz 的情形，另一種為 narrowband 的範圍 (span 為 30MHz)，且其 RBW(resolution bandwidth)為 100KHz 的情形來觀察。

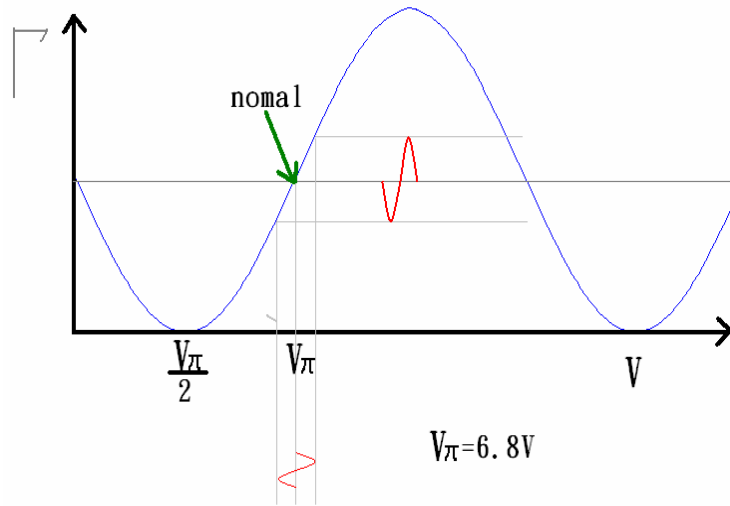
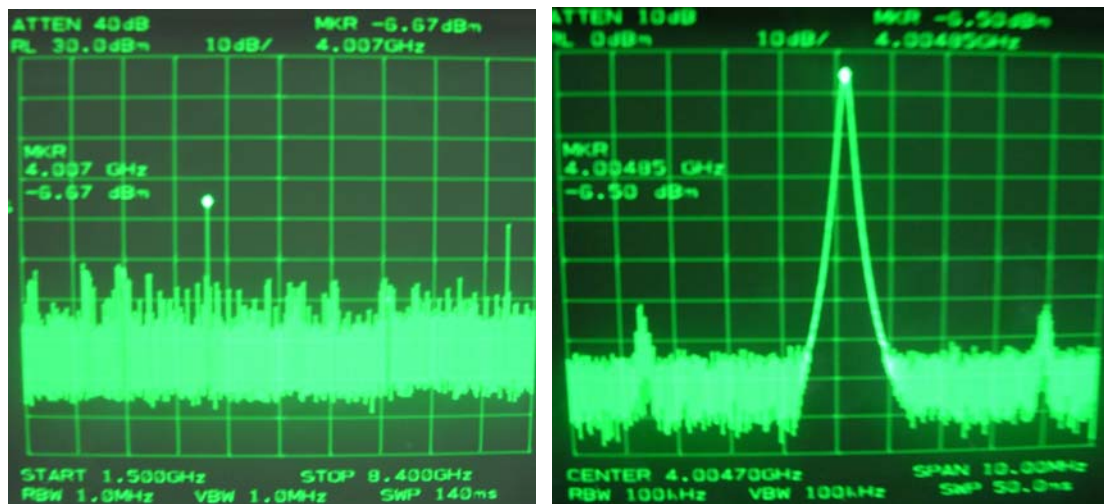


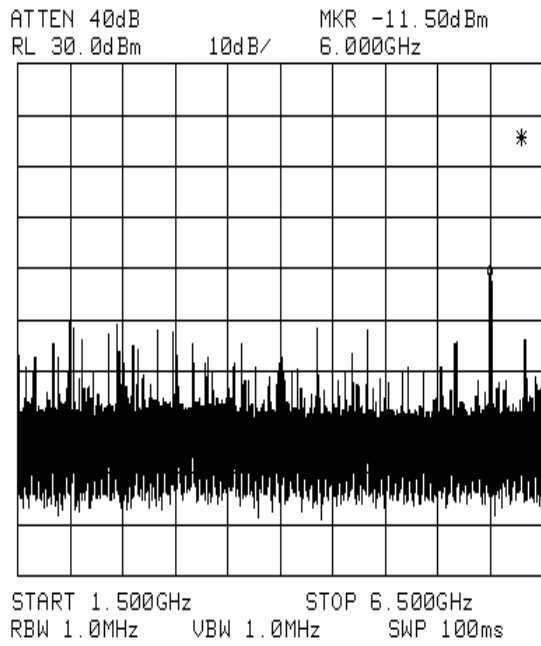
圖 3-4 調變器的穿透係數與 DC 偏壓之關係圖



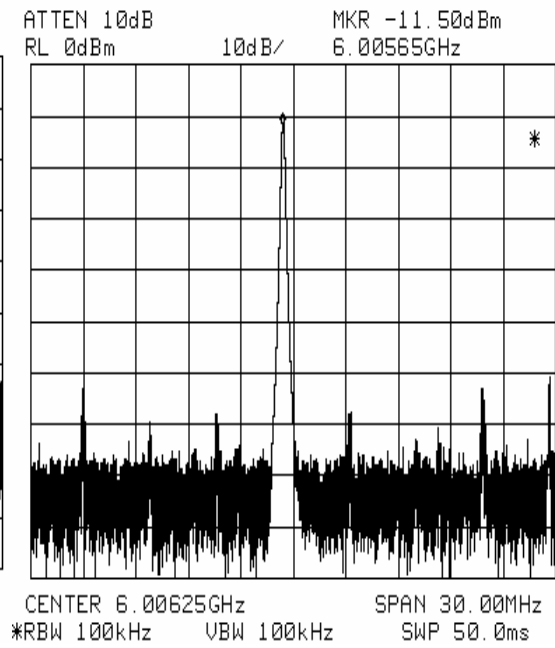
(A)

(B)

圖 3-5 P=2, 4G 之脈衝重複率的 RF spectrum

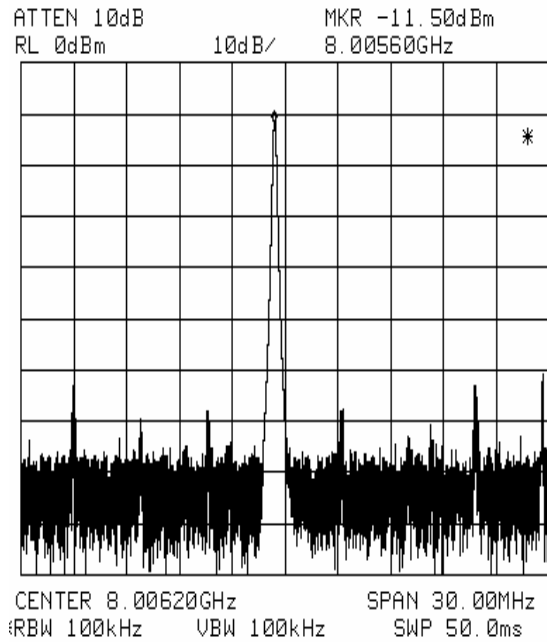


(A)

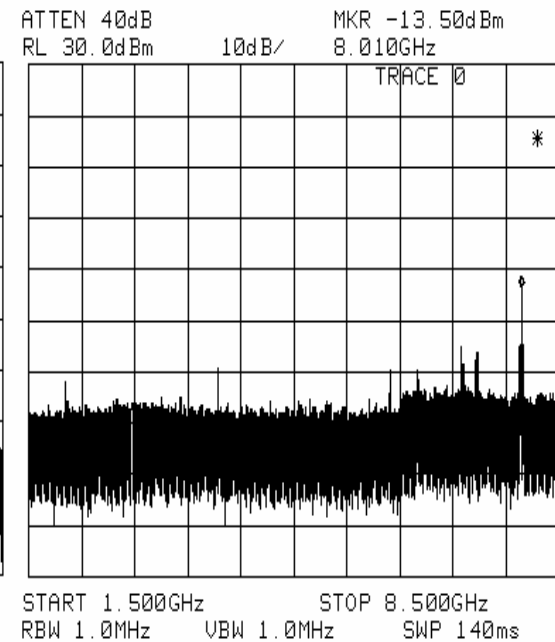


(B)

圖 3-6 P=3, 6G 之脈衝重複率的 RF spectrum



(A)

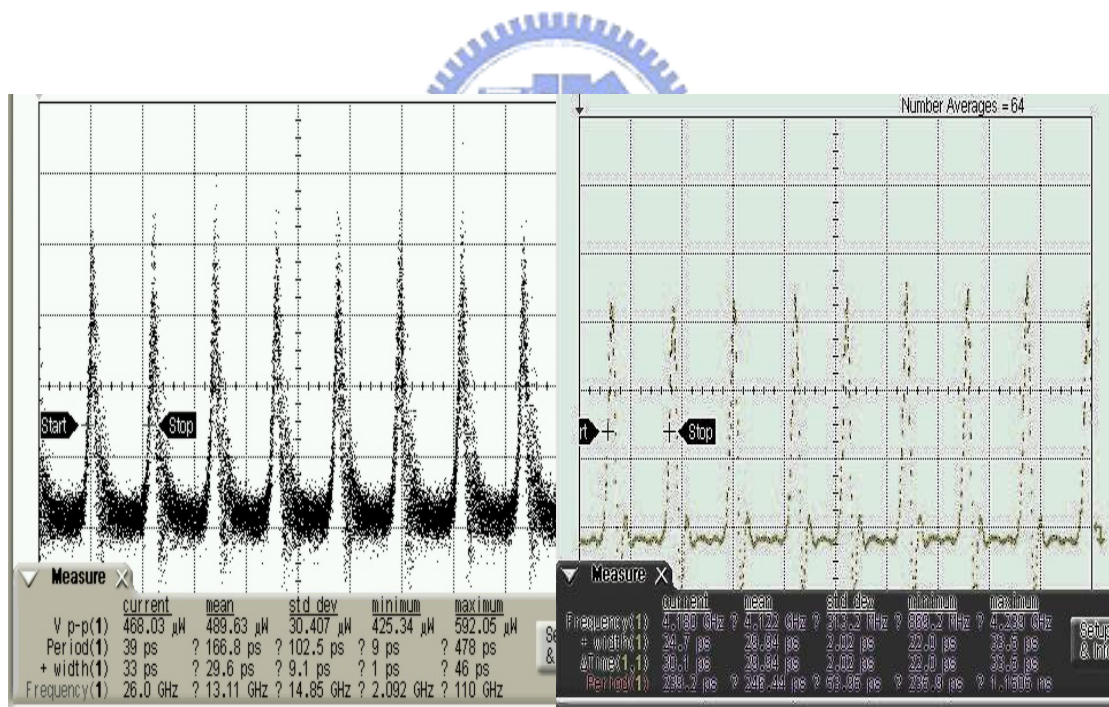


(B)

圖 3-7 P=4, 8G 之脈衝重複率的 RF spectrum

由圖 3-5、3-6、3-7 可以知道，當調變頻率約為 2GHz 而約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，使其脈衝重複率確實變成了 4GHz、6GHz、8GHz，而且當脈衝重複率增加時其 SMSR 值(Side-mode suppression ratio)也漸漸變小了(圖 3-7(A)在 8G 的時候可能是鎖模鎖的比 4GHz、6GHz 精確，所以其 SMSR 值還跟在 6GHz 時的 SMSR 值差不多)。

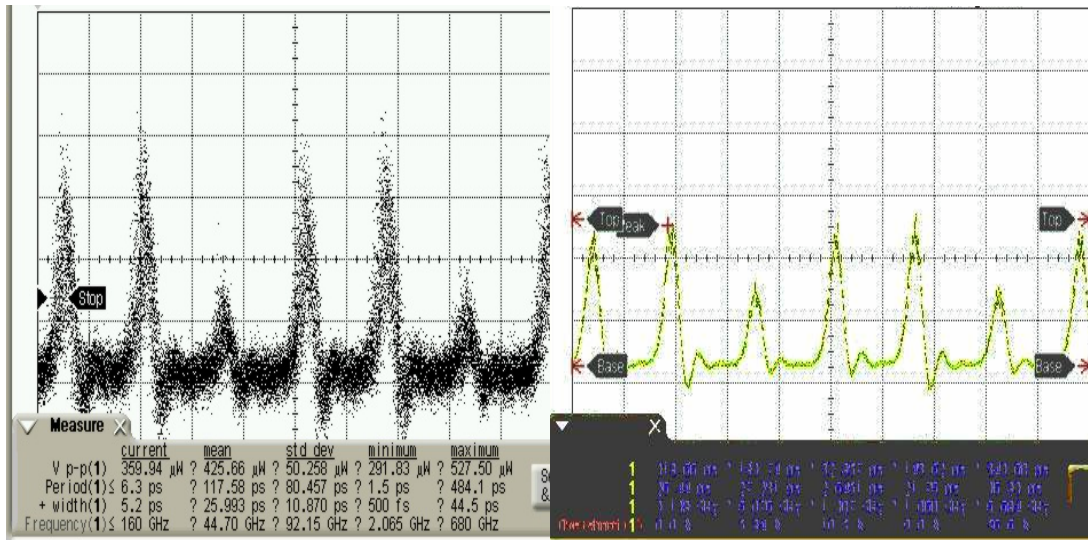
再來就是在時域上的情形，我們利用快速示波器來觀察，由圖 3-8、3-9、3-10 所示，不同的脈衝重複率又分為瞬時與平均兩種情形來觀察。



(A)

(B)

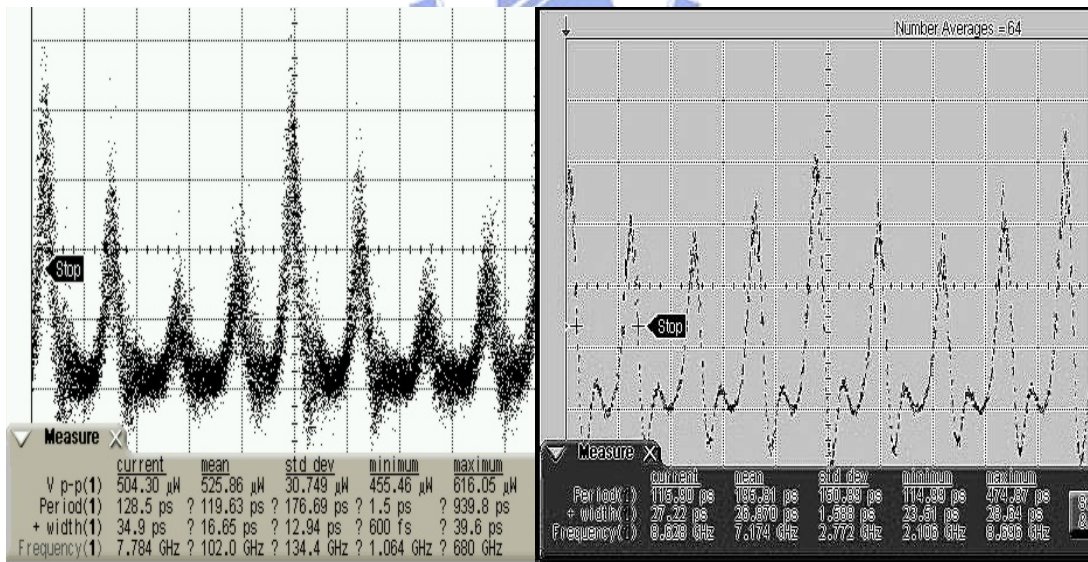
圖 3-8 P=2, 4GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



(A)

(B)

圖 3-9 P=3, 6GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形




(A)

(B)

圖 3-10 P=4, 8GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形

由圖 3-8、3-9、3-10 可以知道，當調變頻率約為 2GHz 而約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，結果在示波器上的確分別形成 4GHz、6GHz、8GHz 的脈衝序列，但也可從這觀察到其脈衝序列在瞬時的情形，其脈衝序列的振幅擾動(amplitude fluctuation)非常厲害且時間上的擾動(time jitter)也很大，而當約分諧波鎖模鎖不同倍率時，在兩倍的時候，可觀察到其脈衝振幅平均上還是等高的，而當鎖 3 倍、4 倍時可觀察到其脈衝振幅的不等高性，而且 4 倍的不等高性比 3 倍的不等高性還要大，因此這也導致約分諧波鎖模鎖 3 倍以上其脈衝會有不等高性，而這也導致在應用上非常困難。



接下來考慮調變頻率為 5.002521GHz 時，DC 偏壓為 6.8V，約分諧波鎖模鎖 2、3、4 倍，使得調變頻率變成 $5.002521\text{GHz} + 3.81\text{MHz}/2$ 、 $5.002521\text{GHz} + 3.81\text{MHz}/3$ 、 $5.002521\text{GHz} + 3.81\text{MHz}/4$ ，而產生脈衝重複率分別為 10GHz、15GHz、20GHz 的脈衝序列，其結果一樣從頻域上和時域上兩部分來觀察。

在頻域上由 RF 頻譜分析儀上所觀測為圖 3-11、3-12、3-13，產生的每種脈衝重複率在 RF 頻譜分析儀上同樣分為兩種不同的狀況來看，一種是在 broadband 的範圍上來觀測，且其 RBW(resolution bandwidth)為 1.0MHz 的情形，另一種為 narrowband 的範圍 (span 為 30MHz)，其 RBW(resolution bandwidth)為 100KHz 的情形來觀察。

由圖 3-11、3-12、3-13 可以知道，當調變頻率約為 5GHz 而約分
 諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，其脈衝重複率確實變成了 10GHz、
 15GHz、20GHz，而且當脈衝重複率增加時其 SMSR 值(Side-mode
 suppression ratio)也跟著變小了，與調變頻率為 2GHz 時的情形差
 不多，但也觀察到當調變頻率為 5GHz 而脈衝重複率在不同倍率的情
 形時，其 SMSR 值比調變頻率為 2GHz 而脈衝重複率在不同倍率的情
 形時差，所以有此可知當脈衝重複率提高的同時其 SMSR 值也跟著降低。

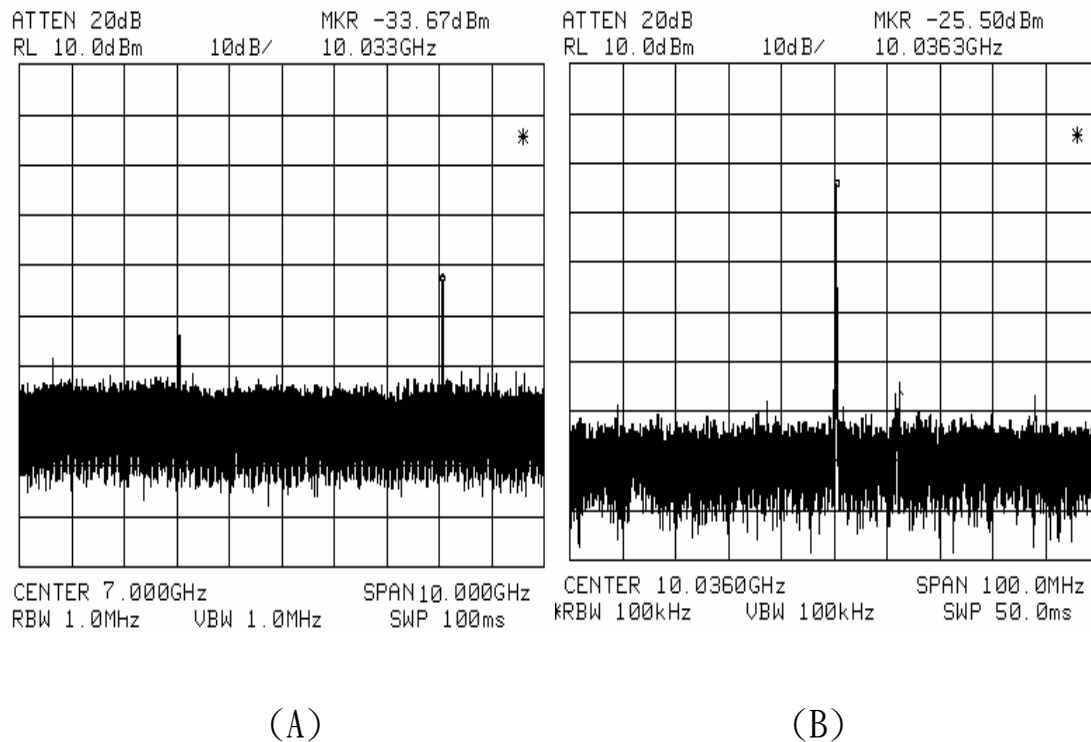
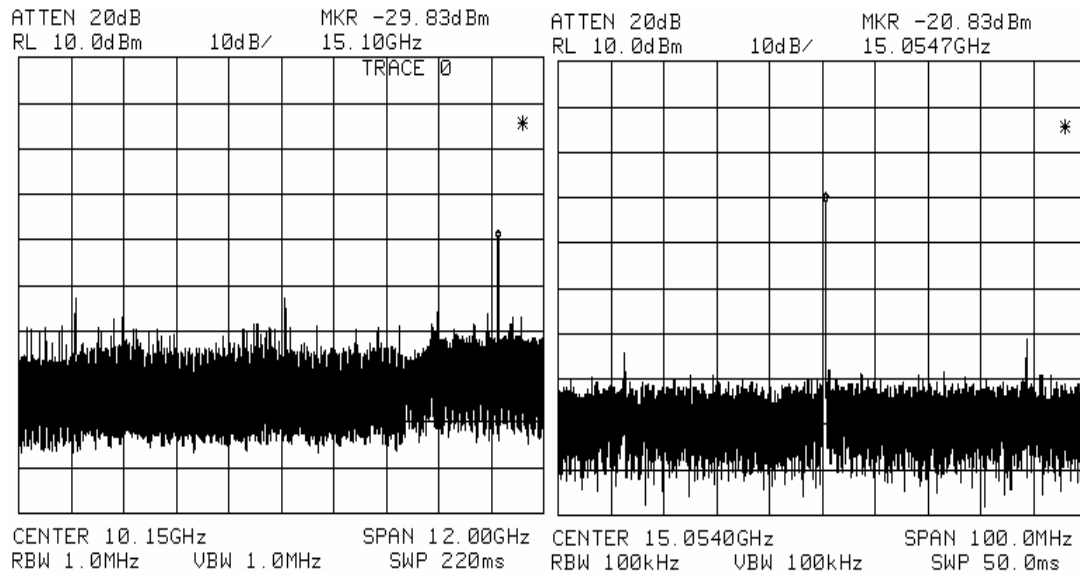


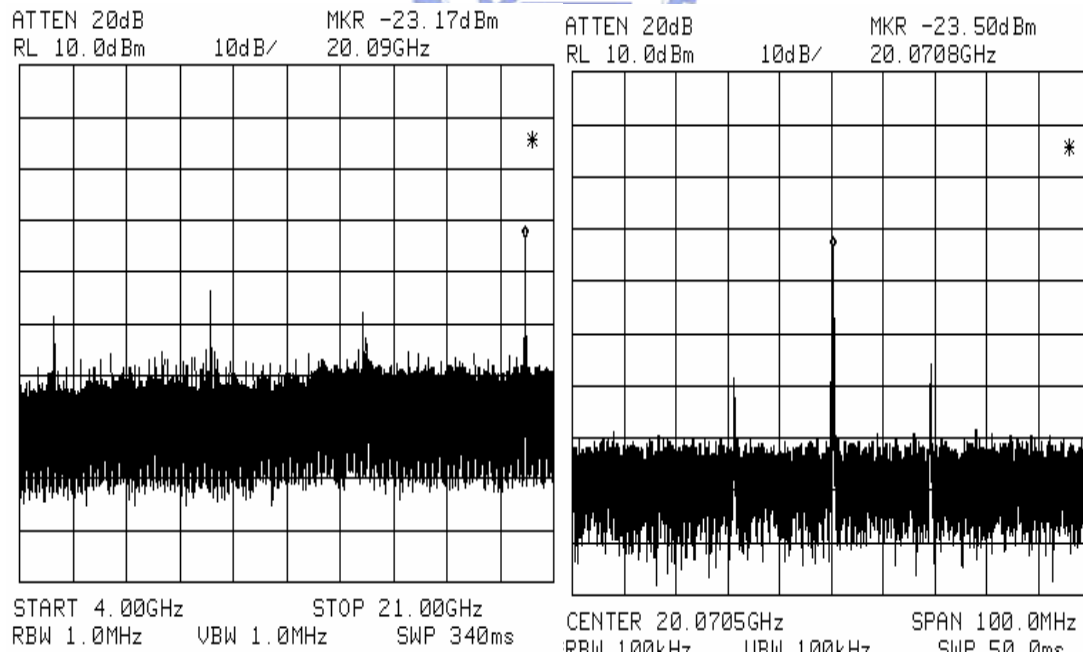
圖 3-11 P=2, 10G 之脈衝重複率的 RF spectrum



(A)

(B)

圖 3-12 P=3, 15G 之脈衝重複率的 RF spectrum



(A)

(B)

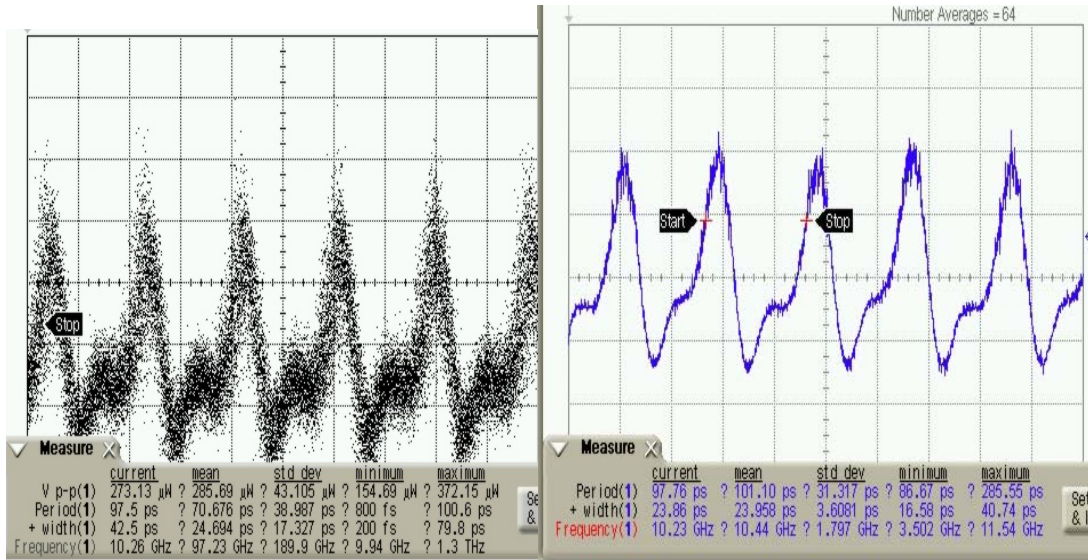
圖 3-13 P=4, 20G 之脈衝重複率的 RF spectrum

再來就是在時域上的情形，我們利用快速示波器來觀察，由圖 3-14、3-15、3-16 所示，不同的脈衝重複率又分為瞬時與取平均兩種情形來觀察。

由圖 3-14、3-15、3-16 可以知道，當調變頻率約為 5GHz, DC 偏壓為 6.8V，而約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，結果在示波器上的確分別形成 10GHz、15GHz、20GHz 的脈衝序列，但也可從這觀察到其脈衝序列在瞬時的情形，其脈衝序列的振幅擾動(amplitude fluctuation)和時間上的擾動(time jitter)都比調變頻率為 2GHz 而約分諧波鎖模鎖不同倍率的情形還要糟糕，而且其 15GHz、20GHz 的脈衝形狀有點走樣可能是因為示波器不夠快所導致的，並且當約分諧波鎖模鎖不同倍率時，在兩倍的時候，可觀察到其脈衝振幅平均上還是等高的，而當鎖 3 倍、4 倍時可觀察到其脈衝振幅的不等高性，而且 4 倍的不等高性比 3 倍的不等高性還要大，因此這也導致約分諧波鎖模鎖 3 倍以上其脈衝會有不等高性，而這也導致在應用上非常困難。

綜合以上所述，不管調變頻率為 2GHz 或 5GHz，約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍，所造成的脈衝序列在 RF 頻譜分析儀上所看到 SMSR 值都不超過 20dB，而文獻上現在利用約分諧波鎖模所造成的 10GHz 的脈衝序列其 SMSR 值可達到 30dB，而且在時域上脈衝序列的振幅擾動(amplitude fluctuation)和時間上的擾動(time jitter)都很大，所以目前所用的架構並不夠好，必須加上一些穩定機制來穩定脈衝序列，降低脈衝的振幅擾亂以及提高其 SMSR 值，而這會在下章節介紹。

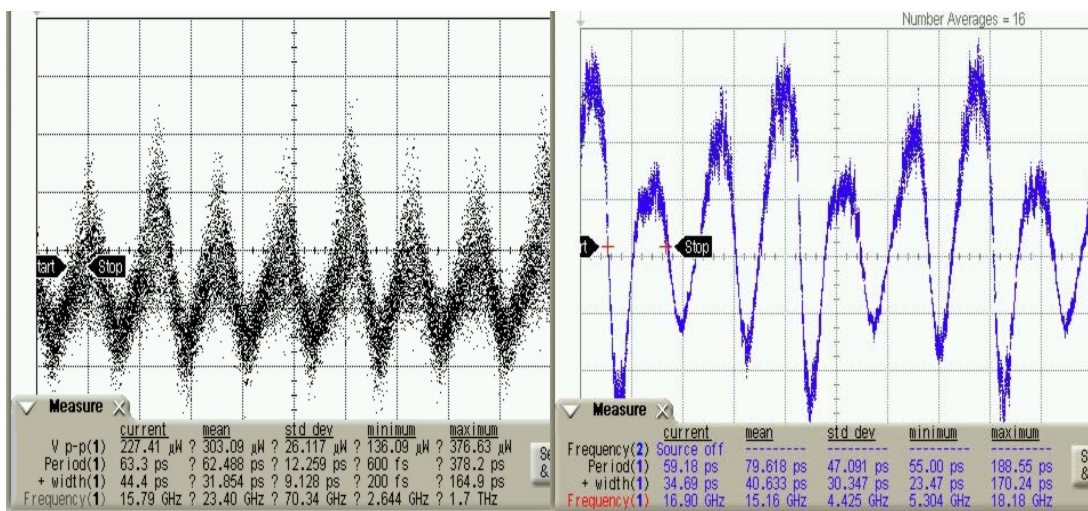
圖 3-17、3-18 分別是調變頻率為 2GHz、5GHz 約分諧波鎖模鎖不同倍率下的光譜圖。



(A)

(B)

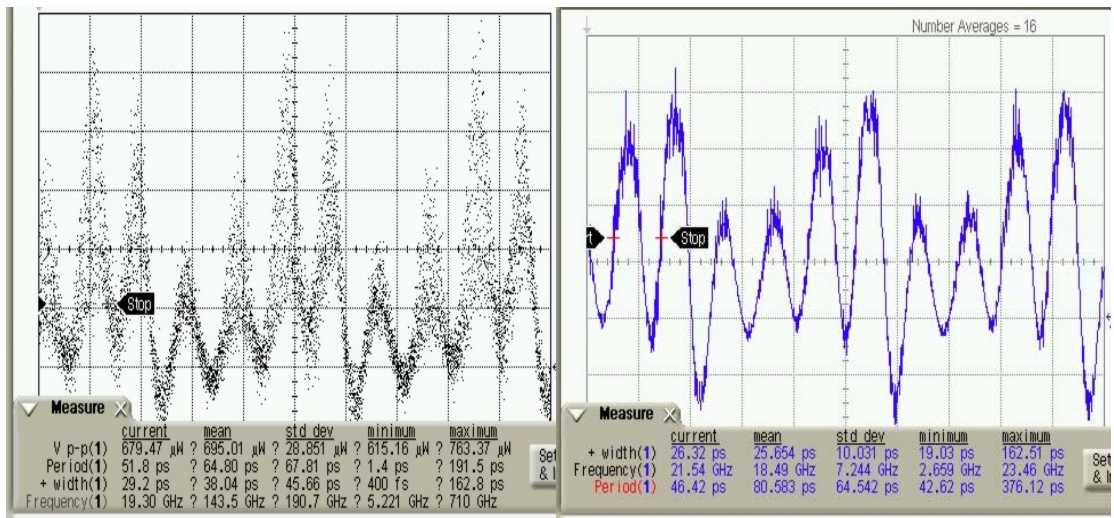
圖 3-14 P=2, 10GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



(A)

(B)

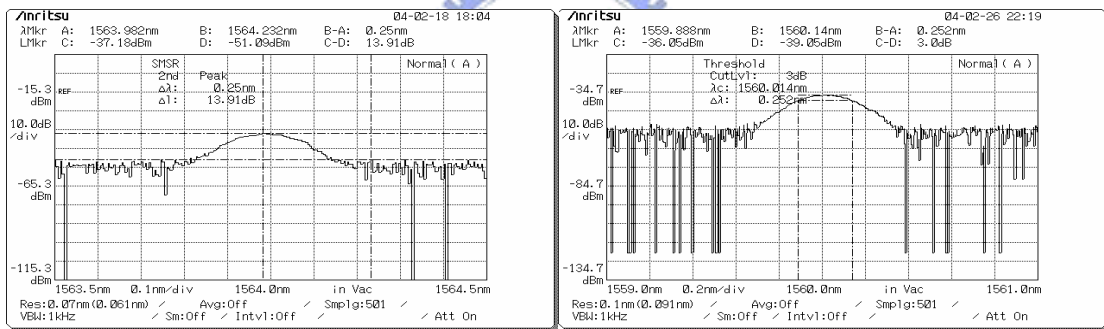
圖 3-15 P=3, 15GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



(A)

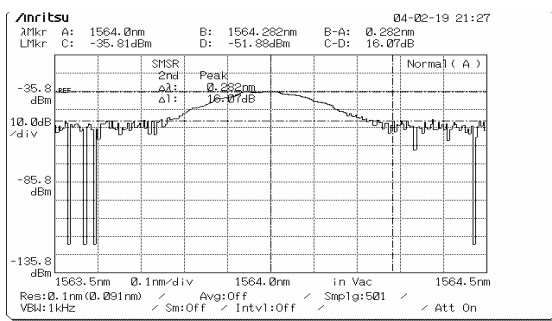
(B)

圖 3-16 P=4, 20GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



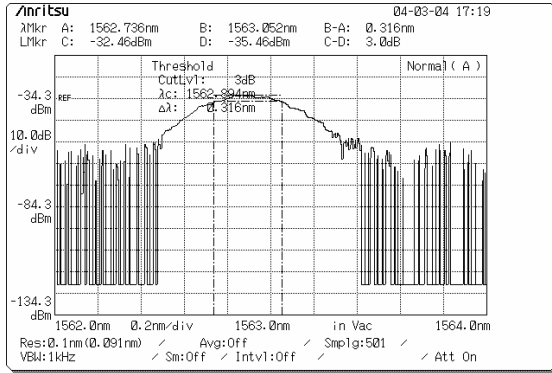
(A)

(B)

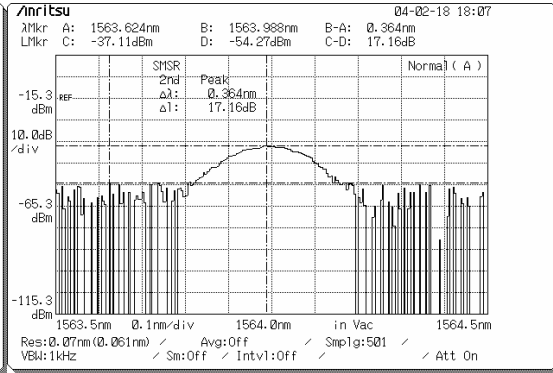


(C)

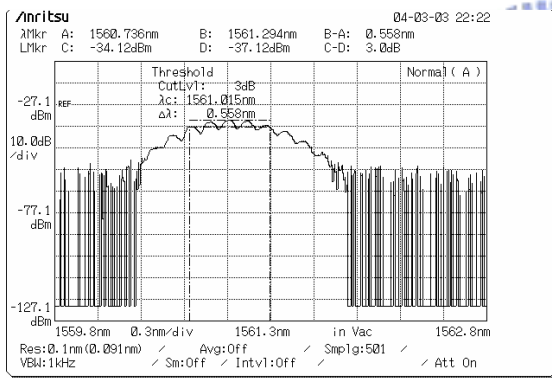
圖 3-17 (A)(B)(C)分別為 4GHz、6GHz、8GHz 的光譜圖



(A)



(B)



(C)

圖 3-18 (A)(B)(C)分別為 10GHz、15GHz、20GHz 的光譜圖

跟原先的架構差別只在於多加入了一個 SOA 跟一個 1/99 的 Coupler，而加入 1/99 的 Coupler 的原因在於受限於 SOA 的飽和功率，而詳細原因敘述如下：

因為 SOA 的飽和功率為 10mW，所以為避免把 SOA 打壞，所以進入 SOA 的脈衝之功率也不能超過於 10mW，也因為如此，所以我們必須在光脈衝進入 SOA 之前先觀測光脈衝的 Peak Power 有無超過 10mW，所以在 SOA 之前加入一個 1/99 的 Coupler 來監測，以避免光脈衝打壞 SOA，而因為我們的儀器(power meter)所能量到的功率是脈衝序列的平均功率，故我們必須先去算出脈衝序列的平均功率與峰值功率之間的比值，算法如下

以 4GHz 為例，脈衝重複率為 4GHz 之理想的脈衝 3dB 脈寬不小於 10ps，而 4GHz 的調變時間為 250ps，故

$$\text{Peak power: Average power} = 250\text{ps}:10\text{ps} = 25:1$$

$$P_{\text{peak}} / P_{\text{average}}=25$$

所以在偵測端所量到的平均功率不能超過 0.004mW，因為往後我們實驗上所做的脈衝重複率都大於 4GHz，而當脈衝重複率大於 4GHz 時其峰值功率與平均功率之比值就會小於 25，所以往後實驗上我們只要觀測偵測端的平均功率使其不

要超過 0.004mW 就可以確保在共振腔內的光脈衝不會打壞

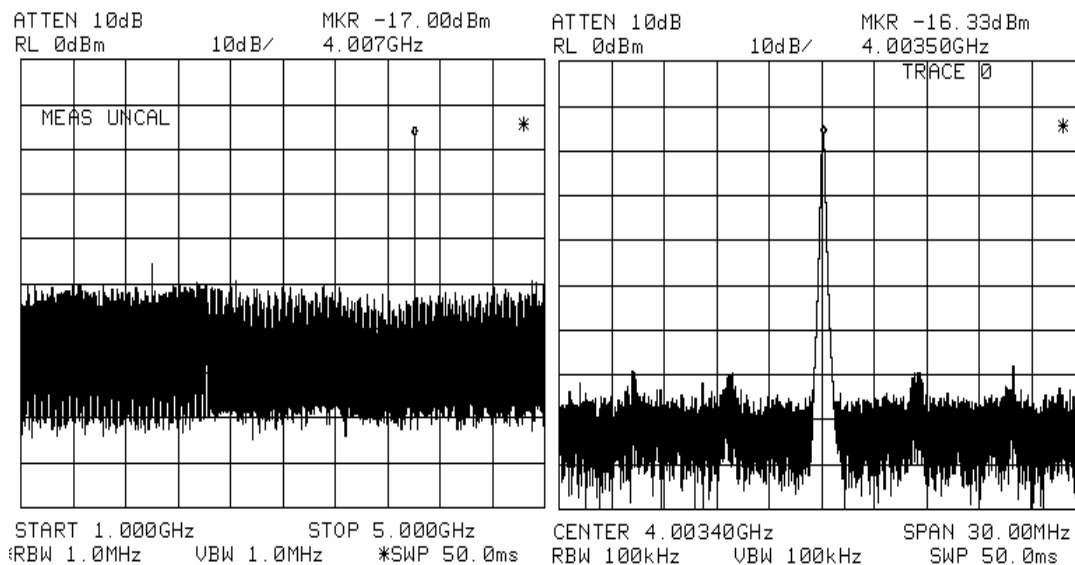
SOA, 而實驗上偵測端的平均功率都控制在 0.002 左右。

再來就是有鑒於原本架構的基本頻率不夠大，只有 3.81MHz，使得實驗上在鎖模的時候非常難鎖，往往必須把調變頻率微調精確到 100Hz 的這個等級才比較能鎖住，所以在新的架構上把共振腔長縮短，使得整個共振腔長變為 37.15 公尺，所以使得共振腔內的基本頻率變大，變成 5.61MHz，而實驗上也證明在作約分諧波鎖模時的確比原先的架構好鎖。

實驗一開始，所調變的頻率約為 2.002771GHz，一般來講其調變器的 DC 偏壓皆加到 V_{π} (6.8V)，圖 3-4 為調變器的穿透係數與 DC 偏壓之關係圖，然後利用約分諧波鎖模鎖 2、3、4 倍，使得調變頻率變成 $2.002771\text{GHz} + 5.61\text{MHz}/2$ 、 $2.002771\text{GHz} + 5.61\text{MHz}/3$ 以及 $2.002771\text{GHz} + 5.61\text{MHz}/4$ ，產生脈衝重複率分別約為 4GHz、6GHz、8GHz 的脈衝序列，其結果一樣從頻域上和時域上兩部分來觀察。

在頻域上由 RF 頻譜分析儀上所觀測為圖 3-20、3-21、3-22，產生的每種脈衝重複率在 RF 頻譜分析儀上皆分為兩種不同的狀況來看（已在上一節敘述過了），由圖 3-20、3-21、3-22 可以知道，當調變頻率約為 2GHz 而約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，脈衝重複率確實分別變成了 4GHz、6GHz、8GHz，其脈衝重複率為 4GHz 時 SMSR 為 35dB、6GHz 時為 27dB、8GHz 時為 21dB，綜合起來有加 SOA 的架構其 SMSR 比原本沒加 SOA 時的情形大約增加 5~10dB，所以加入 SOA 這個穩

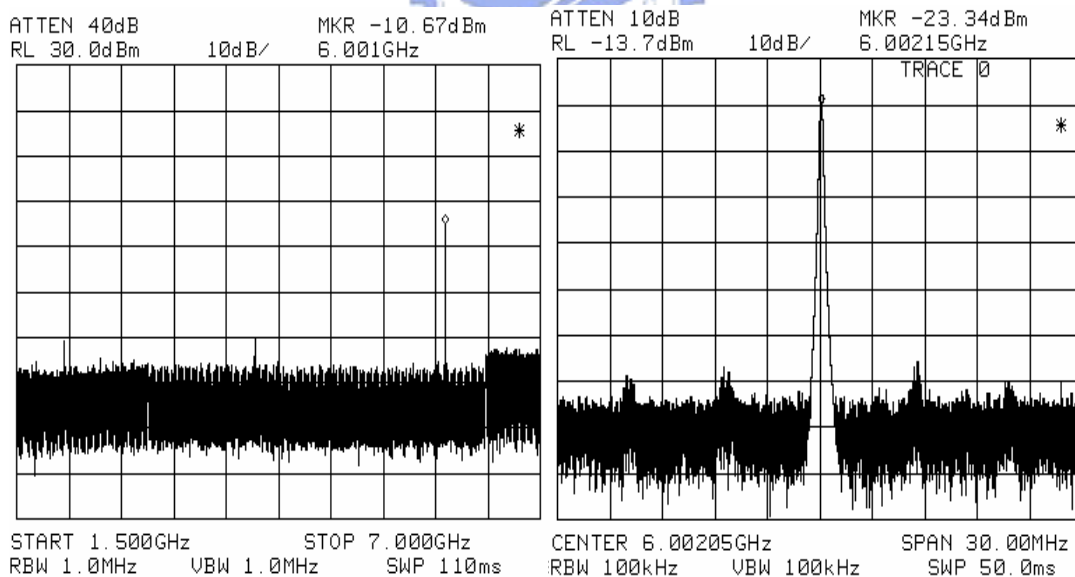
定機制的確可以提高 SMSR 值。



(A)

(B)

圖 3-20 P=2, 4G 之脈衝重複率的 RF spectrum



(A)

(B)

圖 3-21 P=3, 6G 之脈衝重複率的 RF spectrum

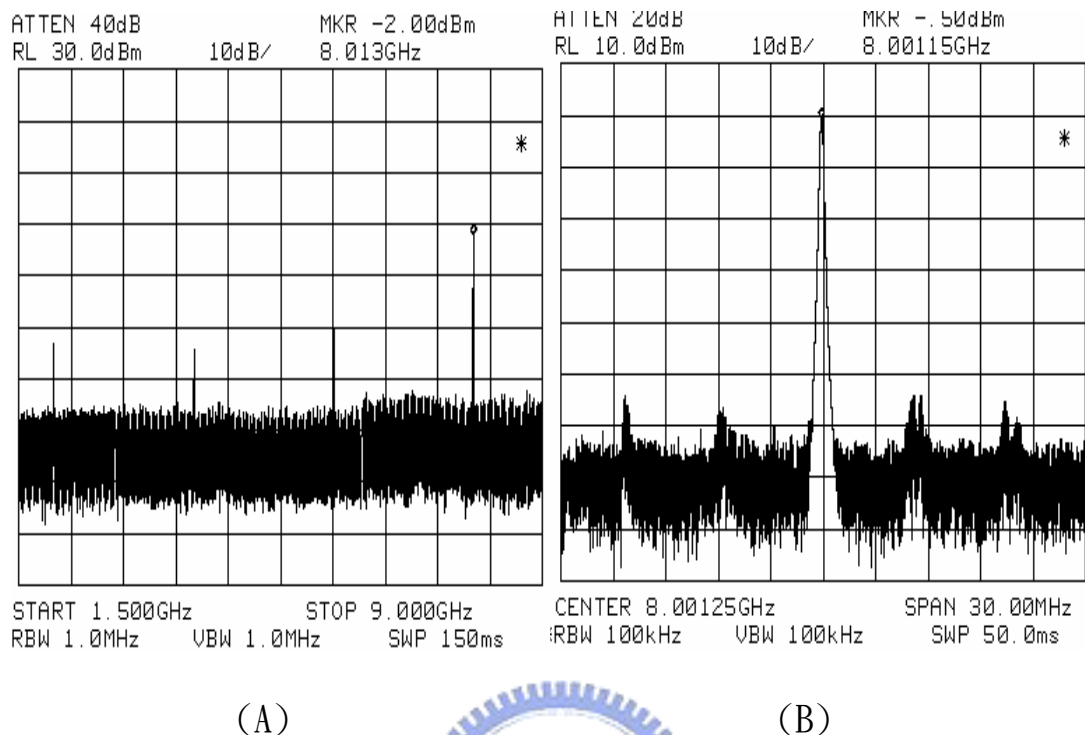
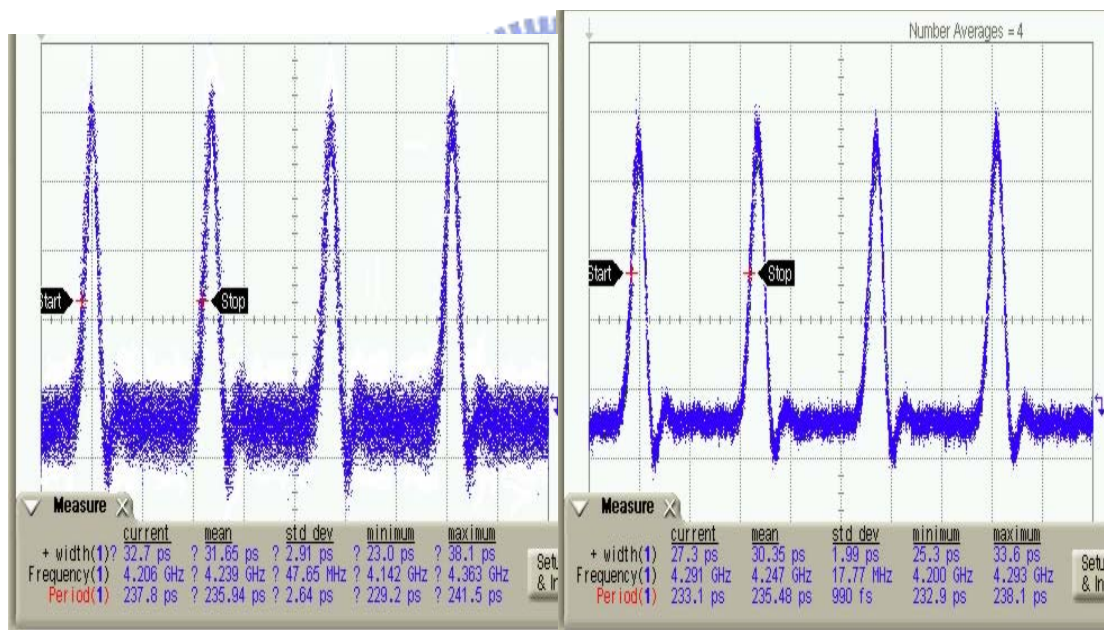


圖 3-22 P=4, 8G 之脈衝重複率的 RF spectrum

再來就是在時域上的情形，我們利用快速示波器來觀察，由圖 3-23、3-24、3-25 所示，不同的脈衝重複率又分為瞬時與平均兩種情形來觀察。

從圖 3-23、3-24、3-25 可以看出，當調變頻率約為 2GHz 而約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，結果在示波器上的確分別形成 4GHz、6GHz、8GHz 的脈衝序列，也可從這觀察到其脈衝序列在瞬時的情形，其脈衝序列的振幅擾動(amplitude fluctuation)比原本沒加 SOA 時的情形改善很多且時間上的擾動(time jitter)也減小很多，所以加入 SOA 這個穩定機制的確可以改善脈衝本身的振幅擾動和時間上的擾動。但此時還是有一個問題仍然存在，就是當約分諧波鎖模鎖不同

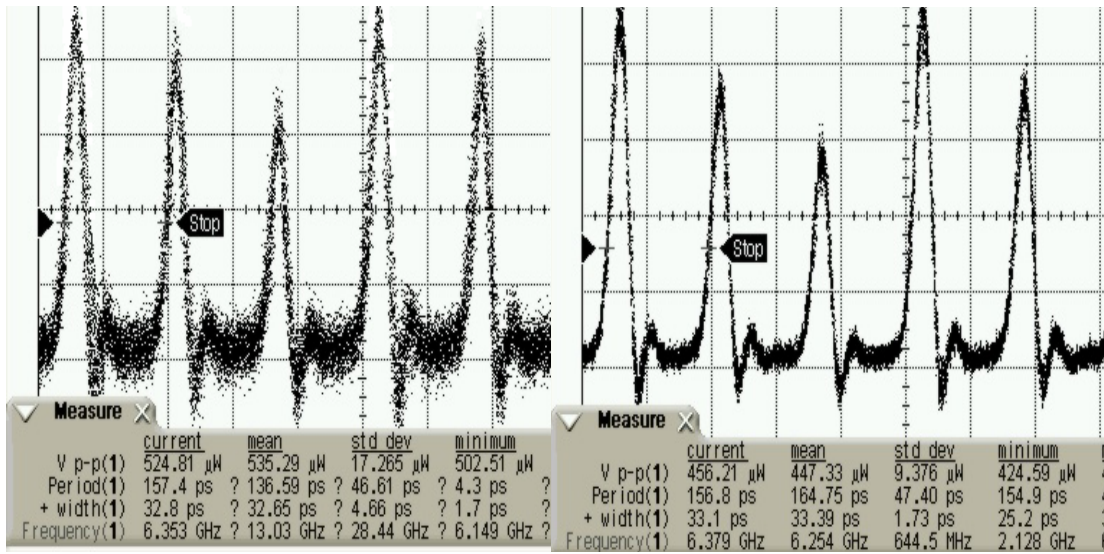
倍率時，在兩倍的時候，可觀察到其脈衝振幅平均上還是等高的，而當鎖 3 倍、4 倍時可觀察到其脈衝振幅的不等高性，而且 4 倍的不等高性比 3 倍的不等高性還要大。這個問題在加入 SOA 之後有所改善，但是還是無法完全把脈衝振幅高度壓成一樣，而因此這也導致約分諧波鎖模鎖 3 倍以上其脈衝仍然會有不等高性，從而造成應用上的困難，這在下一節會有方法來改善這個問題。



(A)

(B)

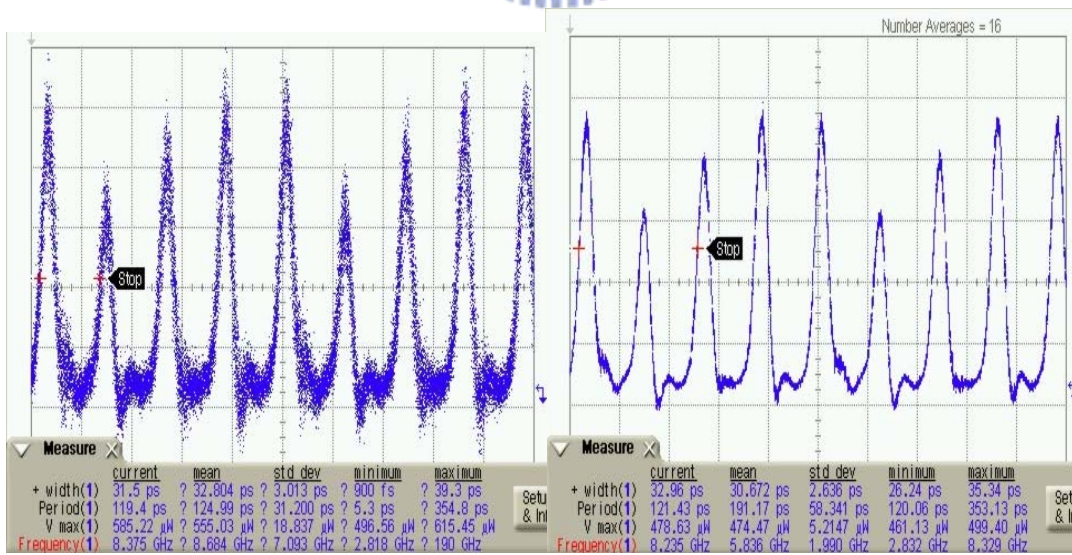
圖 3-23 P=2, 4GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



(A)

(B)

圖 3-24 P=3, 6GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



(A)

(B)

圖 3-25 P=4, 8GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形

接下來換考慮調變頻率為 5.004121GHz 時，DC 偏壓為 6.8V，約分諧波鎖模鎖 2、3、4 倍，使得調變頻率變成 $5.004121\text{GHz} + 5.61\text{MHz}/2$ 、 $5.004121\text{GHz} + 5.61\text{MHz}/3$ 以及 $5.004121\text{GHz} + 35.61\text{MHz}/4$ ，而產生脈衝重複率分別為 10GHz、15GHz、20GHz 的脈衝序列，其結果一樣從頻域上和時域上兩部分來觀察。

在頻域上由 RF 頻譜分析儀上所觀測為圖 3-26、3-27、3-28，產生的每種脈衝重複率在 RF 頻譜分析儀上皆分為兩種不同的狀況來看（已在上上節敘述過了），由圖 3-26、3-27、3-28 可以知道，當調變頻率約為 5GHz 而約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，脈衝重複率確實分別變成了 10GHz、15GHz、20GHz，其脈衝重複率為 10GHz 時 SMSR 為 32dB、15GHz 時為 22dB 以及 8GHz 時為 17dB，綜合起來有加 SOA 的架構其 SMSR 比原本沒加 SOA 時的情形大約增加 5~10dB，所以加入 SOA 這個穩定機制的確可以提高 SMSR 值。

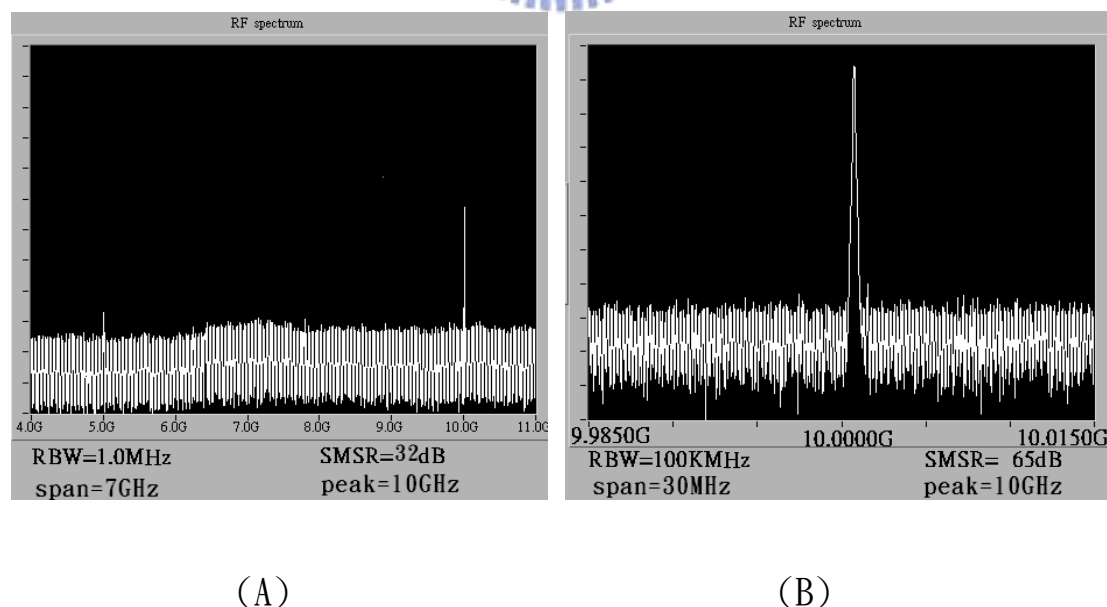
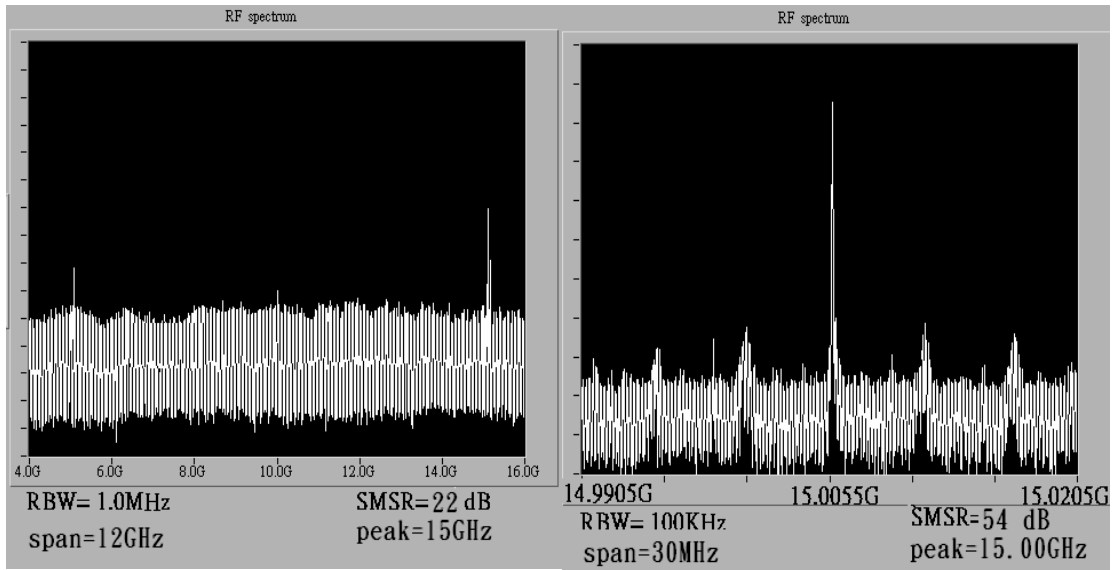


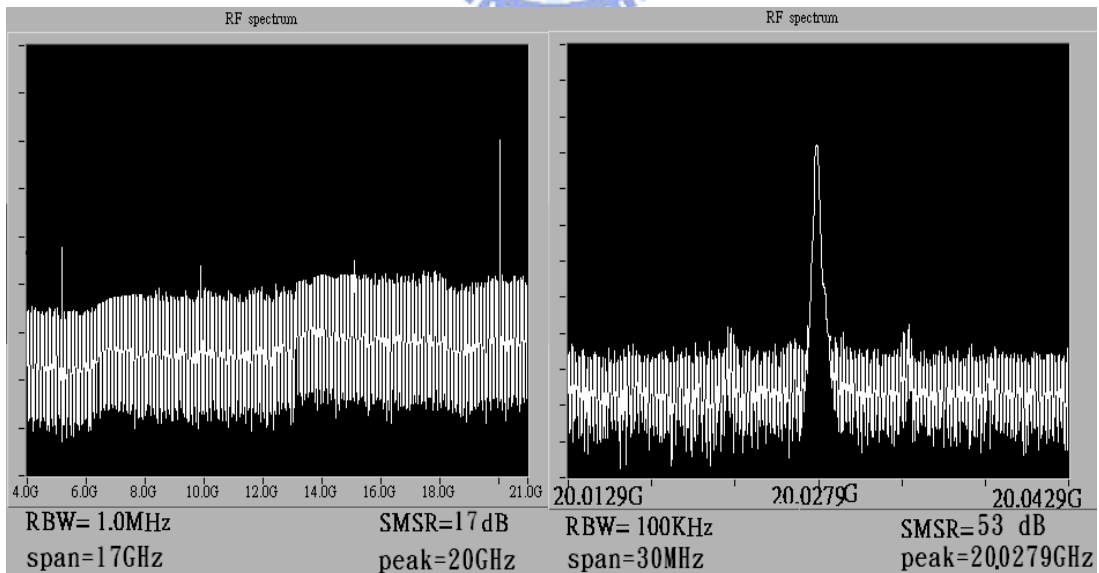
圖 3-26 P=2, 10G 之脈衝重複率的 RF spectrum



(A)

(B)

圖 3-27 P=3, 15G 之脈衝重複率的 RF spectrum



(A)

(B)

圖 3-28 P=4, 20G 之脈衝重複率的 RF spectrum

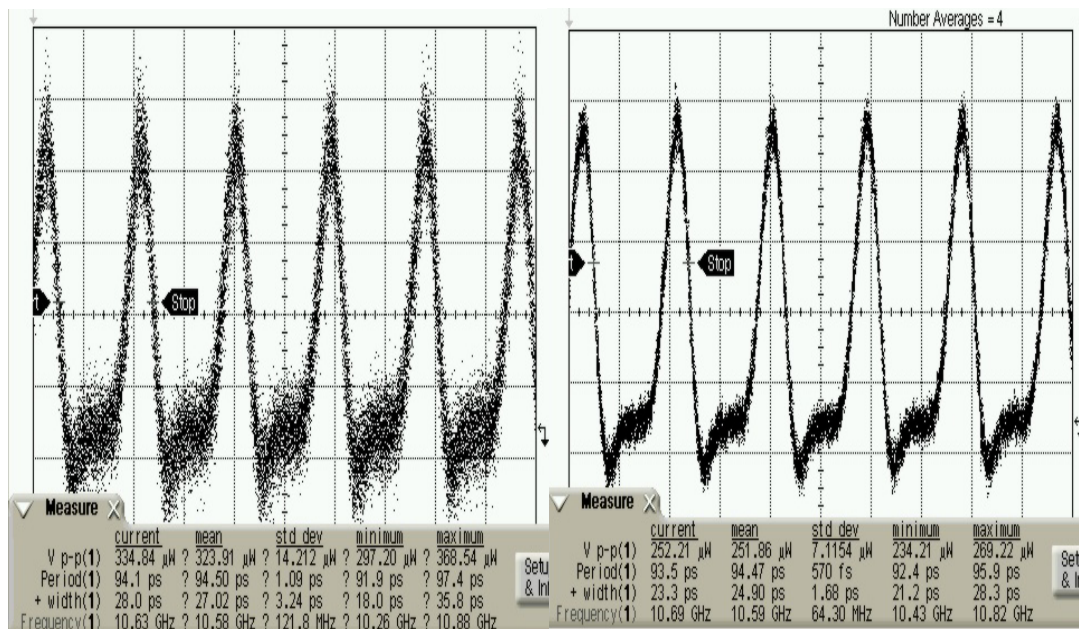
再來就是考慮在時域上的情形，我們利用快速示波器來觀察，由圖 3-29、3-30、3-31 所示，不同的脈衝重複率又分為瞬時與取平均兩種情形來觀察。

由圖 3-29、3-30、3-31 可以知道，當調變頻率約為 5GHz，DC 偏壓為 6.8V，而約分諧波鎖模鎖 2 倍、3 倍、4 倍時，結果在示波器上的確分別形成 10GHz、15GHz、20GHz 的脈衝序列，也可從這觀察到其脈衝序列在瞬時的情形，其脈衝序列的振幅擾動(amplitude fluctuation)和時間上的擾動(time jitter)都比原本沒加 SOA 時的情形好很多，所以加入 SOA 的確改善了脈衝序列的穩定度，但其 15GHz、20GHz 的脈衝形狀有點走樣可能是因為示波器不夠快所導致的。還有一點跟在 2GHz 的情形一樣，就是當約分諧波鎖模鎖不同倍率時，在兩倍的時候，可觀察到其脈衝振幅平均上還是等高的，而當鎖 3 倍、4 倍時可觀察到其脈衝振幅的不等高性，而且 4 倍的不等高性比 3 倍的不等高性還要大，這個問題在加入 SOA 之後有所改善但是還是無法完全把脈衝振幅高度壓成一樣，因此這也導致約分諧波鎖模鎖 3 倍以上其脈衝會有不等高性。

所以綜合來說，加入 SOA 之後使得脈衝序列的穩定性提高了，也就是脈衝序列的振幅擾動(amplitude fluctuation)和時間上的擾動(time jitter)都比原本沒加 SOA 時的情形好很多，而且在 RF 頻譜分析儀上其 SMSR 值也相對提高 5~10dB，但還有個問題 SOA 無法解決，就是脈衝的不等高性。當利用約分諧波鎖模來提高我的脈衝重複率的

時候，同時也會產生脈衝高度的不一致(當約分諧波鎖模鎖 3 倍以上)，而這個問題會在下一節有其解決方法。

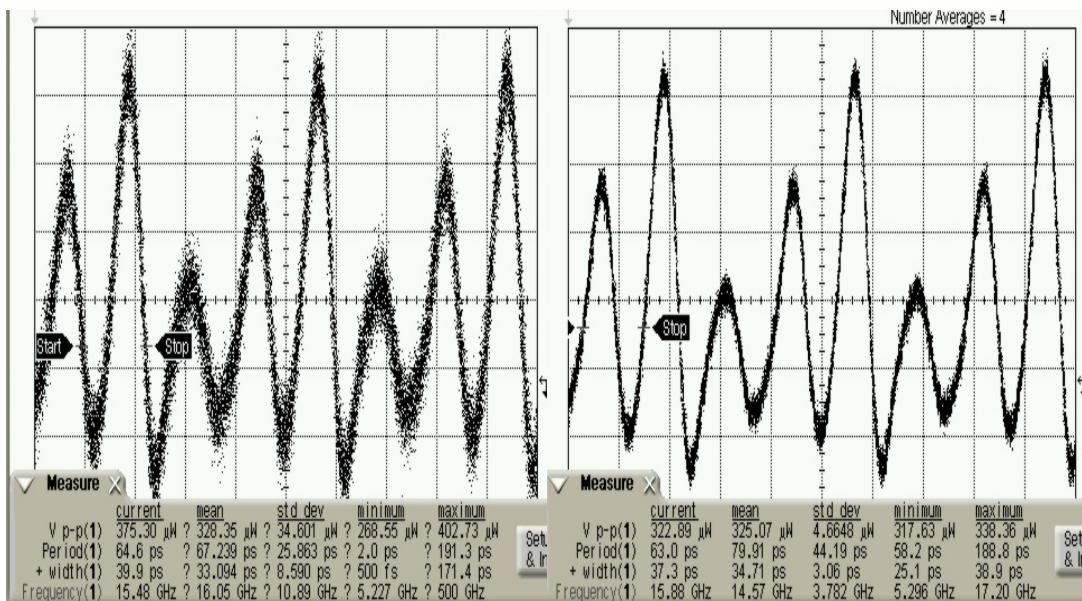
圖 3-32、3-33 分別為 2GHz、5GHz 的約分諧波鎖模不同倍率下的光譜圖。



(A)

(B)

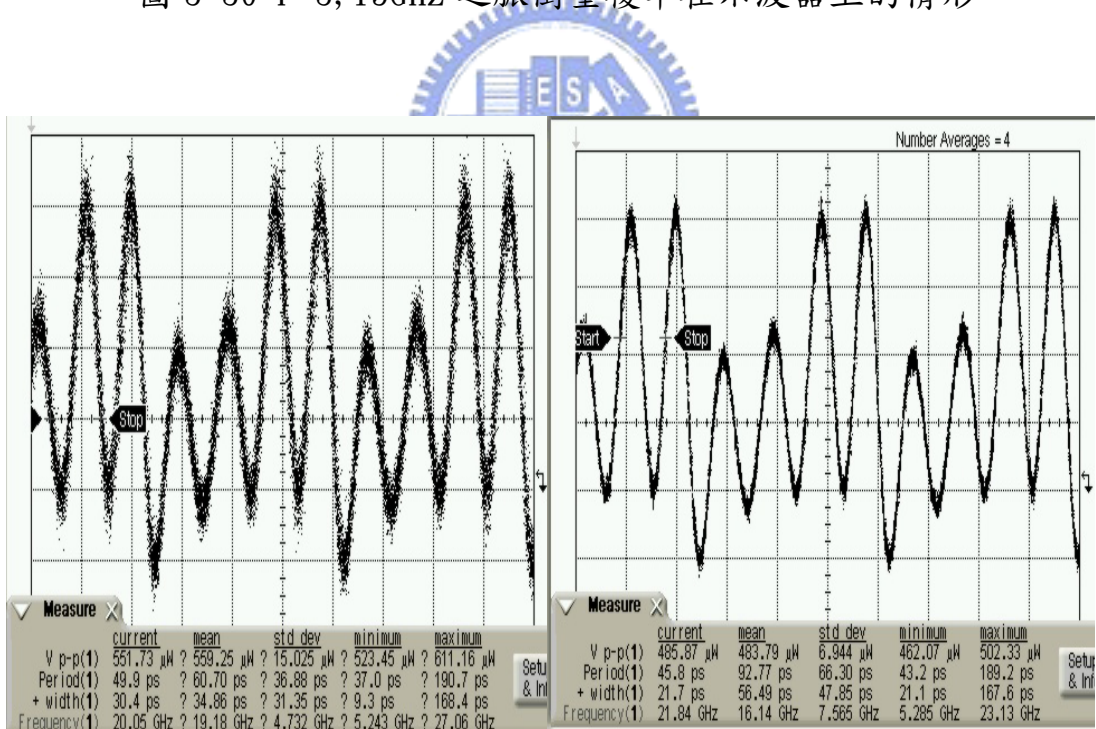
圖 3-29 P=2, 10GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



(A)

(B)

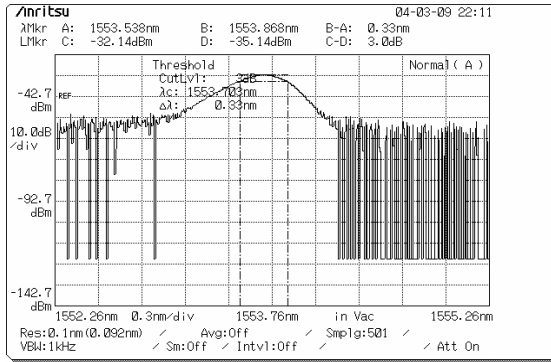
圖 3-30 P=3, 15GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



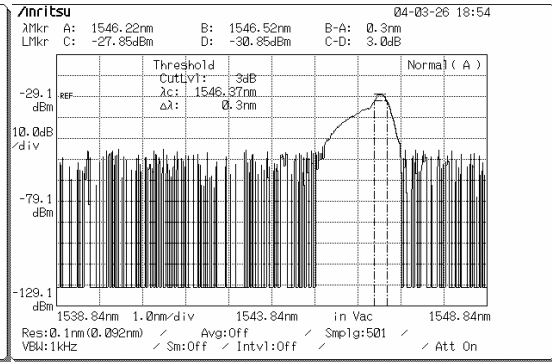
(A)

(B)

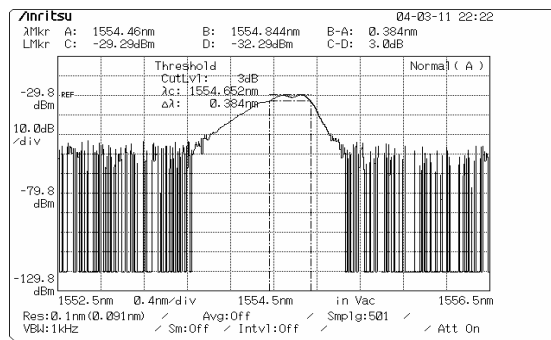
圖 3-31 P=4, 20GHz 之脈衝重複率在示波器上的情形



(A)

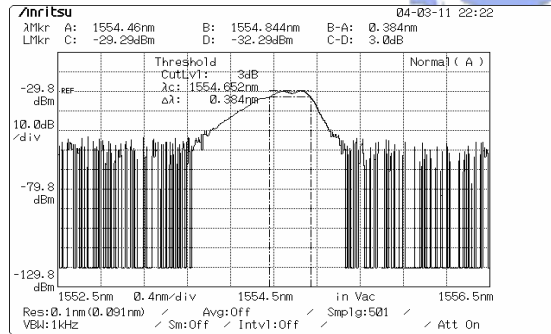


(B)

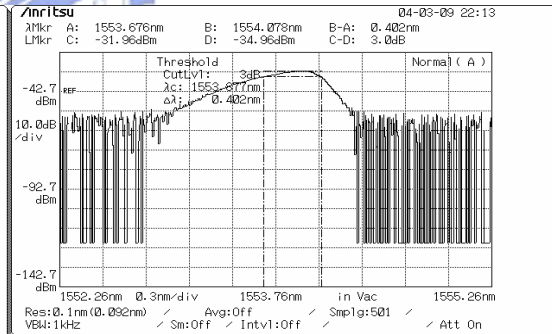


(C)

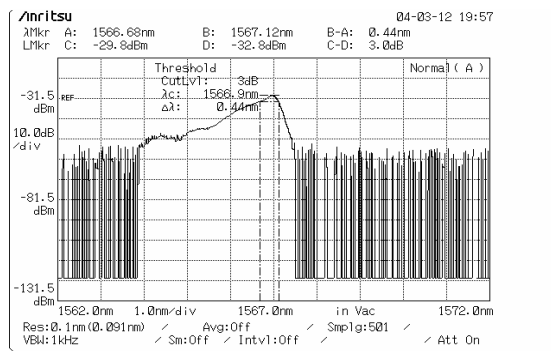
圖 3-32 (A)(B)(C)分別為 4GHz、6GHz、8GHz 的光譜圖



(A)



(B)



(C)

圖 3-33 (A)(B)(C)分別為 10GHz、15GHz、20GHz 的光譜圖

3.4 改善約分諧波鎖模之脈衝不高等性的方法

利用約分諧波鎖模來提高脈衝重複率的這個方法有很麻煩的問題，就是當脈衝重複率提高 3 倍以上(包含 3 倍)，脈衝振幅會產生不高等性，而這個問題會導致應用上很困難，所以我們提供一些方法來改善脈衝的不穩定性，而文獻上有利用幾種方法來達到這個目的，一種方法是在整個架構內加入一個偏振片跟兩個極化控制器〔1〕，還有是外加 OTDL (Optical tunable delay line)〔2〕等方法，這些方法都必須加入額外的元件跟機制才能達到此目的(脈衝等高)。我們此節要講的是另一個方法，這個方法不必加入其他元件就可以達成這個目的，內容敘述如下：



一般來講，我們利用 AM 調變器來鎖模時都是把直流偏壓(DC bias)加在 V_{π} (線性區域)上，而現在我們改變偏壓位置如圖 3-34 所示，隨約分諧波鎖模不同的倍率去調整調變器的偏壓位置，發現可以改變脈衝的振幅，所以我們可以利用這個性質來改善為提高脈衝重複率而利用約分諧波鎖模(當倍率在 3 倍以上包含 3 倍)所產生的脈衝振幅的不高等性。

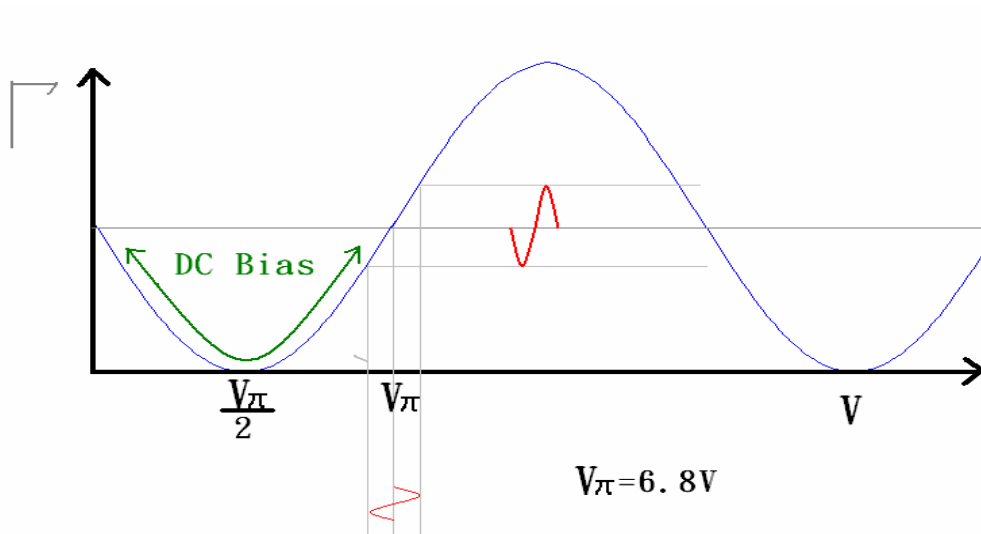


圖 3-34 AM 調變器的偏壓與穿透係數關係圖

實驗上我們針對調變頻率分別約為 2GHz、5GHz, 而約分諧波鎖模鎖 3 倍、4 倍這兩種情形來進行改善。首先對調變頻率約為 2GHz 約分諧波鎖模鎖 3 倍的情形來看, 當調變器的 DC bias 調整成 2.1V 的時候, 發現原本如圖 3-24 所示振幅最低的脈衝有振幅上升的現象, 而原本振幅最高的脈衝則有振幅降低的現象, 但振幅高度中等的那根脈衝幾乎沒有變化, 如此一來, 使得 3 根脈衝的振幅高度與原本 DC bias 在 6.8V 時的情形(圖 3-24) (3 根高度都相差很大)相比改善很多, 如圖 3-35(如前面幾節一樣分成順時情形跟平均情形兩種)所示, 而在 RF 頻譜上的 SMSR 值也再次提高到 28dB, 如圖 3-36 所示(如上節所述分為兩種情形來看)。

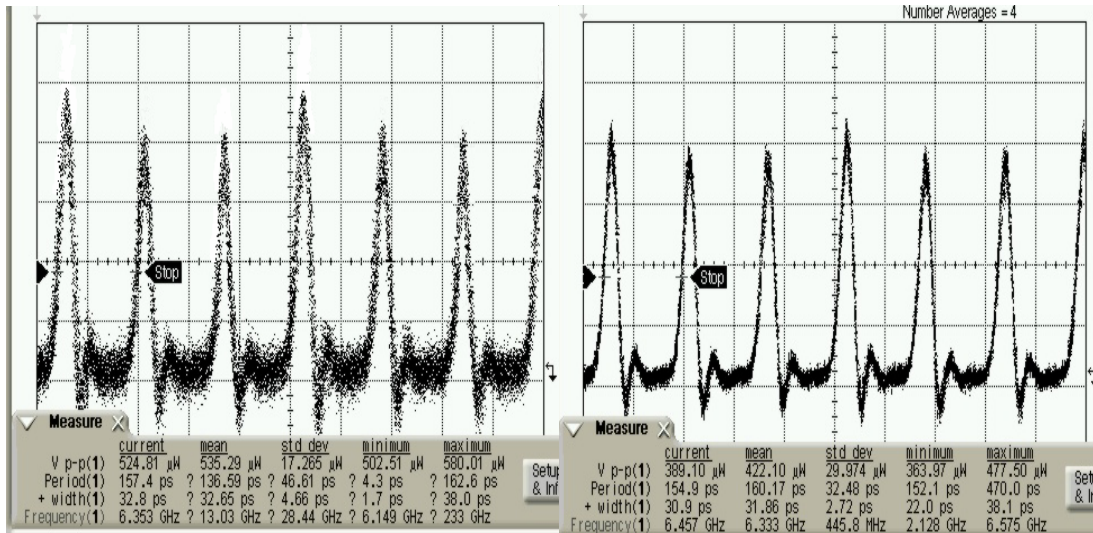
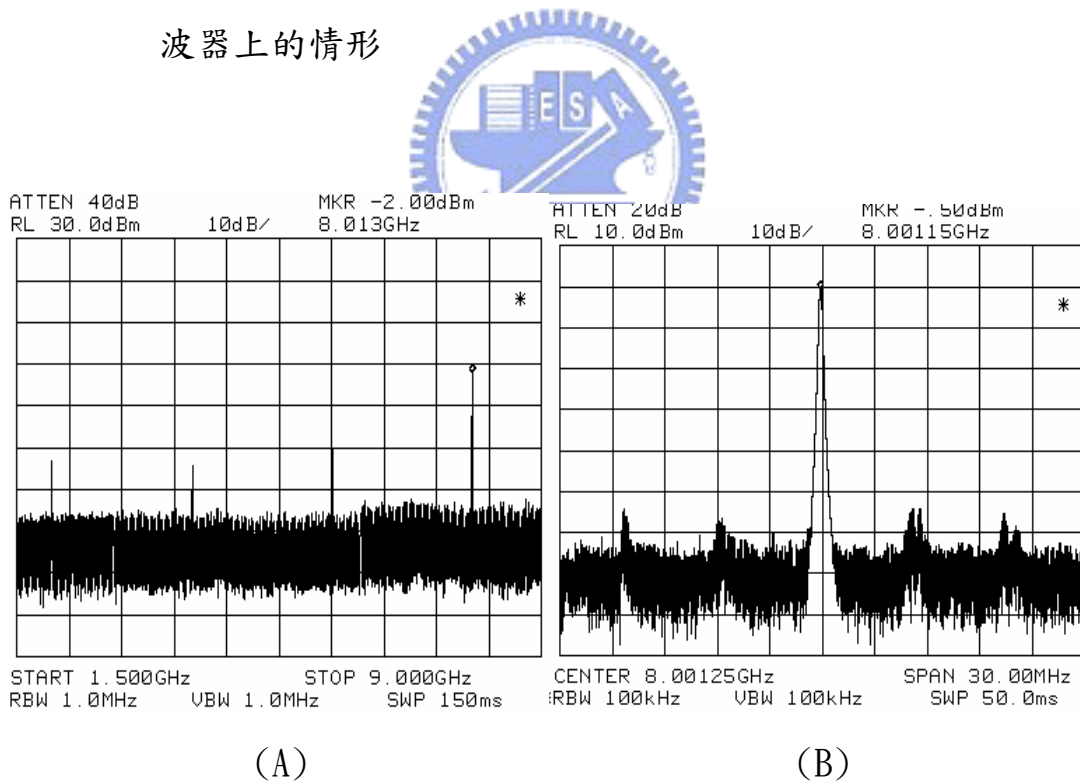


圖 3-35 (A)

圖 3-35 (B)

圖 3-35 P=3, 6GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.11V 時在示波器上的情形



(A)

(B)

圖 3-36 P=3, 6G 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.11V 時的 RF spectrum

再來是考慮 2GHz 而約分諧波鎖模鎖 4 倍的情形，當調變器的 DC bias 在 $3.4V(V_{\pi}/2)$ 的位置上時，原本振幅最低的兩根脈衝其振幅有上升的現象，而原本振幅最高的兩根脈衝反而有振幅下降的現象，可以從圖 3-25 所示，如此一來，使得 8GHz 的脈衝序列其 4 根脈衝的振幅高度與原本 DC bias 在 6.8V 時的情形(4 根高度都相差很大)相比改善很多，如圖 3-37(如前面幾節一樣分成順時情形跟平均情形兩種)所示，而在 RF 頻譜上的 SMSR 值也再次提高到 21dB，如圖 3-38 所示(如上節所述分為兩種情形來看)。

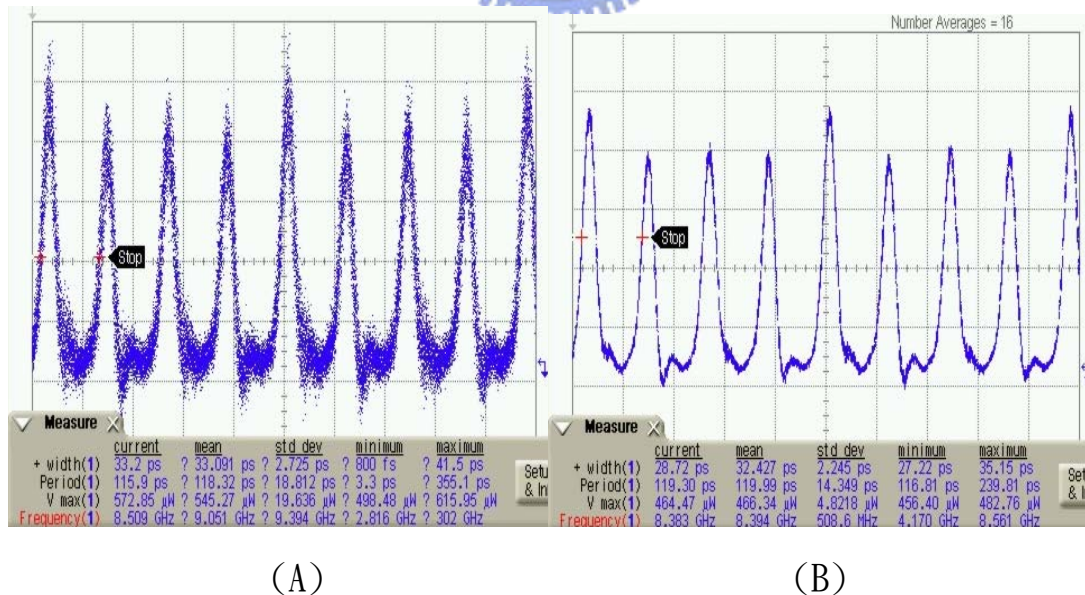
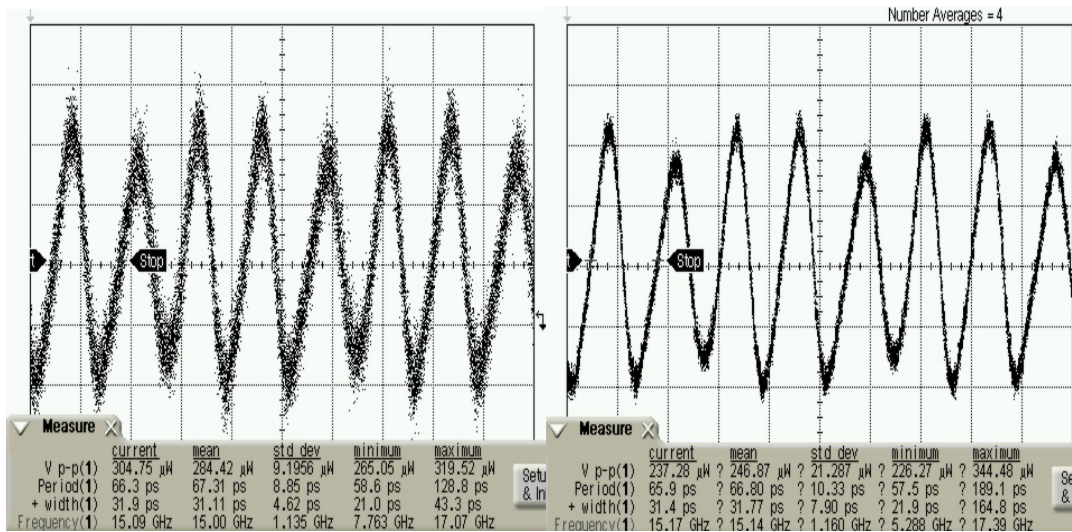


圖 3-37 P=4, 8GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 3.4V 時在示波器上的情形

為兩種情形來看)。

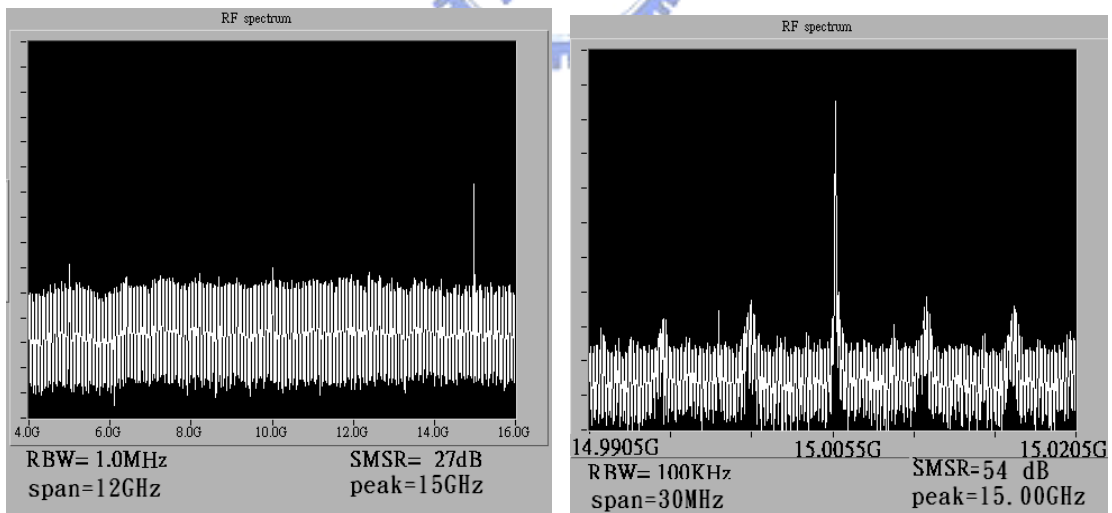


(A)

(B)

圖 3-39 P=3, 15GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.1V 時在示波

器上的情形



(A)

(B)

圖 3-40 P=3, 15G 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 2.1V 時的 RF spectrum

同樣的狀況下考慮調變頻率約為 5GHz 而約分諧波鎖模鎖 4 倍的情形，當調變器的 DC bias 在 $3.4V(V_{\pi}/2)$ 的位置上時，原本振幅最低的兩根脈衝其振幅有上升的現象，而原本振幅最高的兩根脈衝反而有振幅下降的現象，可以從圖 3-31 所示，這跟調變頻率約為 2GHz 而約分諧波鎖模鎖 4 倍的情形差不多，如此一來，使得 20GHz 的脈衝序列其 4 根脈衝的振幅高度與原本 DC bias 在 6.8V 時的情形(4 根高度都相差很大)相比改善很多，如圖 3-41(如前面幾節一樣分成順時情形跟平均情形兩種)所示，而在 RF 頻譜上的 SMSR 值也再次提高到 24dB，如圖 3-42 所示(如上節所述分為兩種情形來看)。

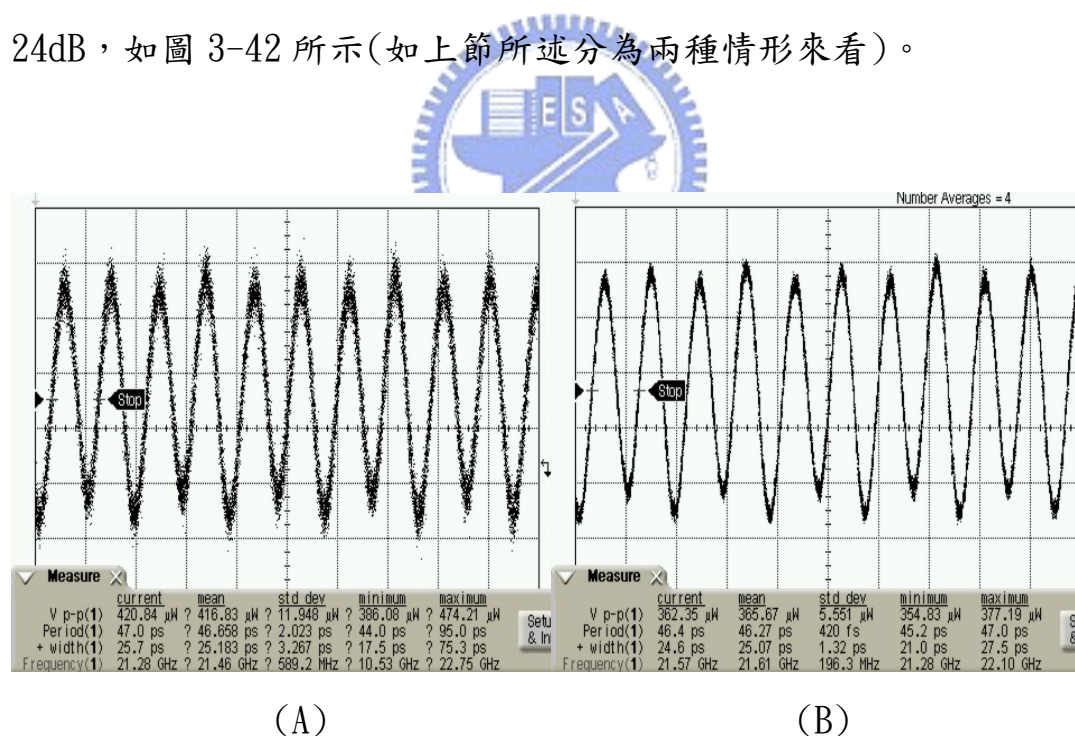


圖 3-41 P=4, 20GHz 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 3.4V 時在示波器上的情形

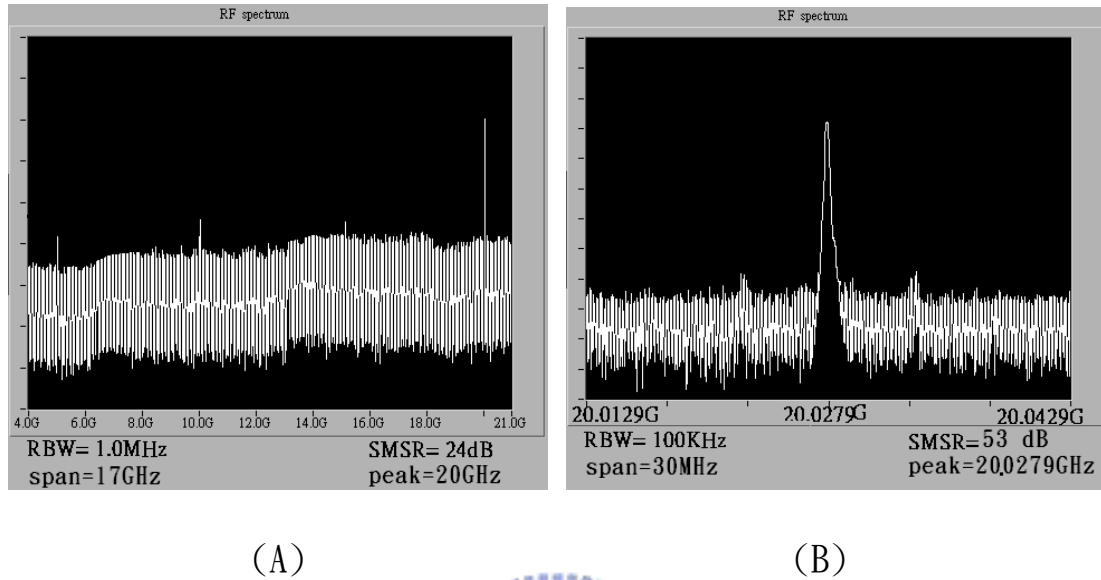


圖 3-42 P=4, 20G 之脈衝重複率其調變器 DC bias 為 3.4V 時的 RF spectrum

從上面實驗結果知道，我們僅僅只改變 AM 調變器的 DC bias 就可以改善因約分諧波鎖模所造成的脈衝不高等性，而不必依賴外加其他元件就可以達到這個目的，如此一來我們可以利用約分諧波鎖模來提高脈衝重複率的同時也可以藉改變 AM 調變器的 DC bias 來改善其脈衝不高等性。

3.5 結論

我們為了提高脈衝重複率，在實驗上我們利用約分諧波鎖模來達到這個目的，而因為整個系統的不穩定，所以在架構上加入 SOA (semiconductor optical amplifier) 這個穩定機制來提高 SMSR 值和改善脈衝序列的振幅擾動(amplitude fluctuation)跟時間上的擾動(time jitter)，但也因為利用約分諧波鎖模機制而帶來了振幅的不等高性這個問題，最後我們利用改變 AM 調變器的 DC bias 的位置來改善脈衝的不等高性。

在此也對為何改變 AM 調變器可以改善脈衝不等高性做個解釋，以 P=4 為例子：



一般的情形下，也就是 AM 調變器的 DC bias 位置在 V_{π} 上時之調變器的穿透係數公式：

$$T(t) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cos(w_m t) \right] \right\} \dots\dots(3-1)$$

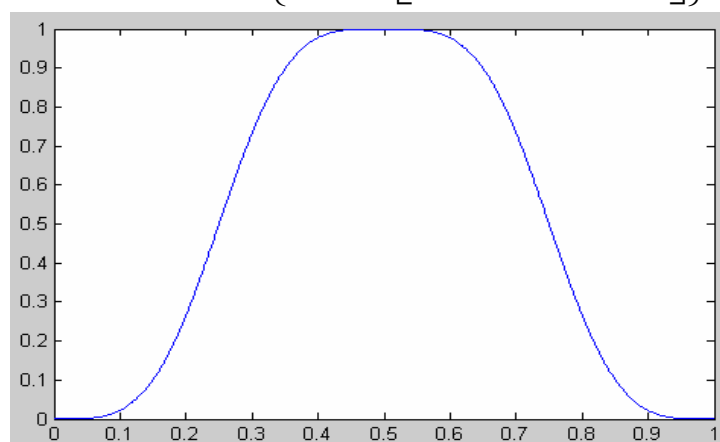


圖 3-43 AM 調變器的穿透係數與時間關係圖(DC bias= V_{π})

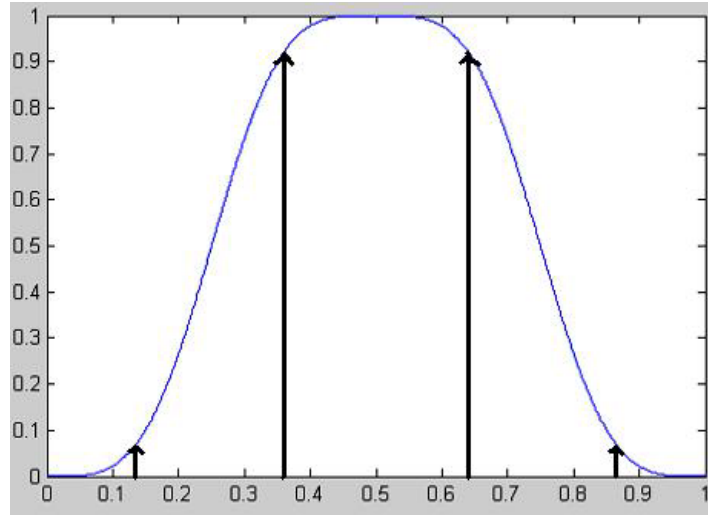


圖 3-44 P=4, 脈衝進入調變器所看到的穿透係數之情形(DC bias= V_{π})

其調變器的穿透係數與時間關係圖為圖 3-43，當約分諧波鎖模鎖 4 倍的時候，4 個脈衝進入 AM 調變器所看到的穿透係數都不相同(如圖 3-44)，所以造成輸出脈衝的振幅不等高性。而若我們調整 AM 調變器的 DC bias 的位置，改成在 $V_{\pi}/2$ 的位置上，造成調變器的穿透係數公式變成

$$T(t) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{2} \cos(w_m t) \right] \right\} \dots\dots\dots 3-2$$

其調變器的穿透係數與時間關係圖為圖 3-45，從圖可以看出同個週期內從原本一個對稱的峰值變成兩個對稱的峰值，當約分諧波鎖模鎖 4 倍的時候，4 個脈衝進入 AM 調變器所看到的穿透係數都一樣(如圖 3-46)，變成跟 P=2 時在整個調變週期內有兩個脈衝的情形差不多，只是變成在整個調變週期內有 4 個同振幅的脈衝，所以可以利用

改變調變器的 DC bias 位置來改善脈衝不高等性。

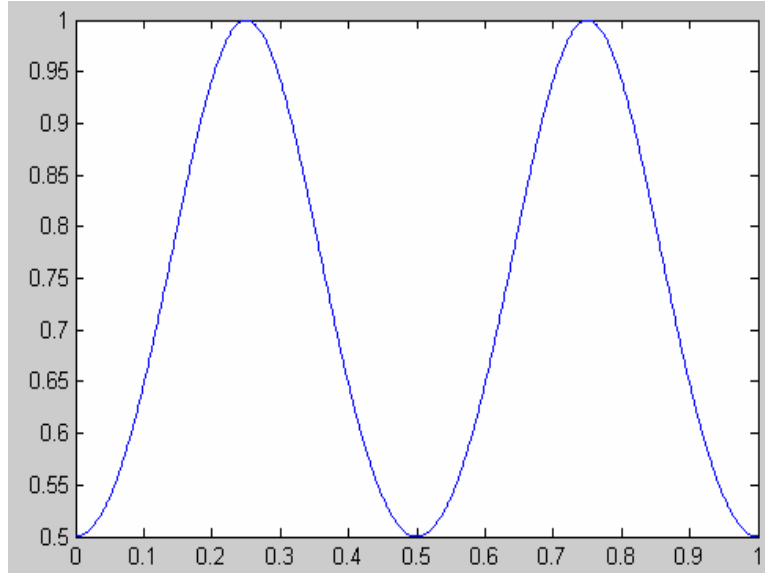


圖 3-45 AM 調變器的穿透係數與時間關係圖(DC bias= $V_{\pi}/2$)

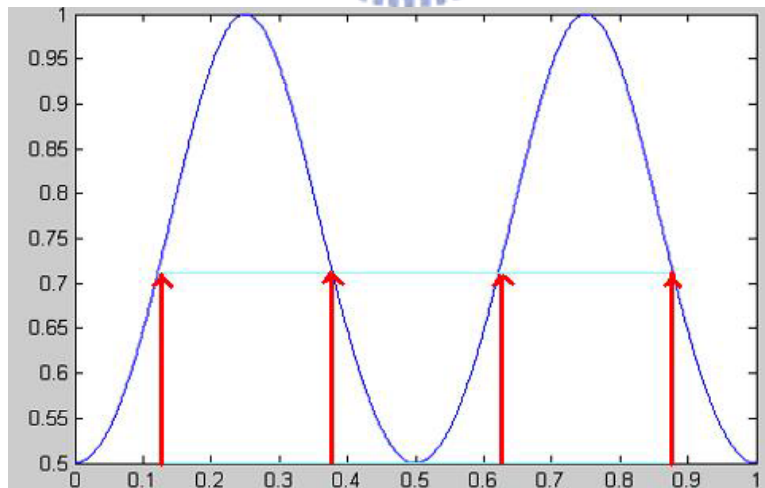


圖 3-46 $P=4$, 脈衝進入調變器所看到的穿透係數之情形

(DC bias= $V_{\pi}/2$)

3-6 參考文獻

1. Z. Li, C. Lou, K. T. Chan, Y. Li, and Y. Gao, "Theoretical and Experimental Study of Pulse-Amplitude-Equalization in Rational Harmonic Mode-locked Fiber Ring Laser," IEEE, journal of quantum electronics, vol.37, Jan 2001
2. C. G. Lee, et al., "Pulse-equalization in a rational harmonic mode-locked semiconductor ring laser using optical feedback," Optics Communications, 209(2002)PP.417



第 4 章 結論與展望

4.1 結論

在本論文中我們在實驗上有 3 個主要成果

1. 因放大器及其他元件的頻率響應不夠快，限制了脈衝重複率的大小，所以我們利用主動約分諧波鎖模 (RHML, rational harmonic mode-locking) 來提高脈衝重複率，這個方法能克服電光調變器以及外加調變儀器頻率所產生的頻率響應限制，利用這個方法，可以成功地將摻鉍光纖雷射的脈衝重複率提高二至四倍使得脈衝重複率達到 20GHz。



2. 我們加上 SOA(semiconductor optical amplifier)這個穩定機制來穩定脈衝序列，可以改善脈衝的振幅擾動及時間上的紊亂，以及提高脈衝序列在 RF 頻譜分析儀上的 SMSR 值(side-mode suppression ratio)。

3. 我們單單只改變 AM 調變器的直流偏壓(DC bias)就可來改善因約分諧波鎖模所造成的脈衝不等高性，不像文獻上所提到的方法都必須依賴其他的元件及機制才能達到這樣的目的。

本篇論文的重點在提高摻鉍光纖雷射的脈衝重複率、穩定脈衝序列輸出、改善因約分諧波鎖模所造成的脈衝不等高性，而在輸出功率方面因為受限於 SOA 的飽和功率，所以輸出脈衝序列的功率還須經過一個 EDFA(摻鉍光纖放大器)放大到足夠的功率，再者，利用 SOA 來穩定雷射其實還不夠好，因為它的效果還是比不上利用 PZT 回授或 Regenerative mode-locked 的方法，所以往後實驗上愈可利用其中一種方式來更加強雷射的穩定。



4.2 未來展望

在往後的實驗中可以利用 PZT 的方式來穩定整個雷射，而且利用這個方式可以避免輸出的脈衝功率不夠大，因為利用 SOA 來穩定雷射會有輸出脈衝功率受到限制。所以如果可利用 PZT 的方法來提高摻鉕光纖雷射的穩定性，如此一來就可以運用在高速的光纖通訊系統上，其可能之架構如圖 4-1 所示。

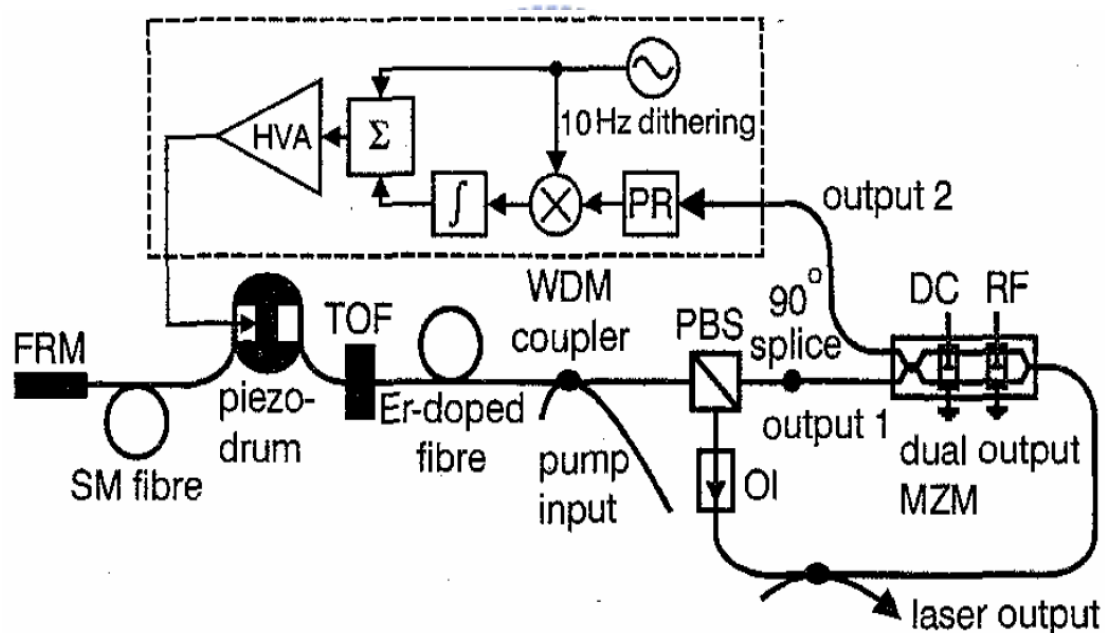


圖 4-1 利用 PZT 的 Sigma Cavity 架構